ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero Eléctrico en Sistemas Eléctricos de Potencia

MARCO VINICIO GUALPA CHINCHIN

Quito, Julio de 1999

Dedicatoria

A mi madre
Anita †,
A mi padre
Jorge,
A mis hermanos :
Edgar, Carmita, Carlos,
Patricio y Jorge

quienes me han dado tanto de sí
a cambio de nada.

Agradecimiento

Mi sincero agradecimiento al Ing. Mentor Poveda por brindarme parte de su experiencia en el campo de la Ingeniería Eléctrica y al Ing. José Salazar que contribuyo con sus conocimientos sobre el tema para la elaboración de este trabajo.

Certifico que el presente Trabajo de Tesis fue realizado en su totalidad por el Señor Marco Vinicio Gualpa Chinchin

Ing. Mentor Poveda
DIRECTOR DE TESIS

Resumen Ejecutivo

Las ondas distorsionadas de corriente y voltaje afectan la vida útil de los transformadores en los sistemas de distribución. De ahí la importancia de esta investigación debido a que este aparato es el elemento más indispensable del sistema.

Mediante modelos matemáticos que estiman las pérdidas en el núcleo y los devanados, se estudia los efectos internos que las armónicas producen en estos. Se analiza el comportamiento del transformador ante distintos tipos de cargas, como referencia se midieron ondas distorsionadas en un caso práctico.

La resolución del modelo no lineal del transformador requiere de métodos numéricos iterativos, así como un análisis con transformada rápida de Fourier.

Los niveles tolerables de ondas distorsionadas de voltaje en el núcleo y de corriente en los devanados, están restringidos por los niveles permisibles de distorsión armónica estipulados en la norma 519-1992 de la IEEE, siendo estos límites máximos de 5 % y 20 % de distorsión en voltaje y corriente respectivamente.

Los transformadores con factor K son recomendables para alimentar cargas no lineales, puesto que son diseñados para trabajar en ambientes con armónicas. Además se debería comprobar que los fabricantes de transformadores de potencia en el Ecuador, realicen el diseño del núcleo y devanados de sus aparatos considerando los límites de distorsión armónica permitidos.

Contenido PAG.

Resumen Ejecutivo.....1

Contenido.....2

INTRODUCCION.....6

CAPITULO 1: GENERALIDADES

1.1 Distorsión armónica.....8

1.1.1 Distorsión armónica total y valor rms.....10

1.1.2 Factor K en transformadores.....11

1.2 Propiedades generales de las series de Fourier.....12

1.2.1 Término constante.....14

1.2.2 Funciones pares e impares.....14

1.2.3 Potencia.....15

1.2.4 Valores eficaces.....18

1.3 Características físicas de los transformadores.....20

1.3.1 El núcleo.....21

1.3.2 Los devanados.....24

1.3.3 Transformador bajo carga.....26

1.3.3.1 Ecuaciones de voltajes y distribución de flujo bajo carga.....28

1.3.3.2 Inductancias de dispersión.....30

1.3.3.3 Componentes de excitación y de carga de la corriente del primario.....31

1.3.3.4 Circuito equivalente.....32

1.4 Modelación no lineal de transformadores.....34

1.4.1 Consideraciones de modelación.....34

1.4.2 Modelo matemático del transformador, sin considerar la no linealidad del hierro.....35

1.4.2.1 Representación de la no linealidad del hierro.....39

1.4.3 Modelación armónica.....42

CAPITULO 2: LAS ARMONICAS EN EL CIRCUITO MAGNETICO

2.1 Modelo matemático del núcleo bajo influencia armónica....46

2.1.1 Metodología....47

2.1.2 Aplicación a un caso....49

2.1.2.1 Resultados generales....52

2.2 Altas frecuencias en el núcleo....53

2.2.1 Armónicas pares e impares....57

2.3 Distorsión armónica y pérdidas en el núcleo....58

2.3.1 Ventajas del tratamiento del material del núcleo....60

2.3.2 Comportamiento ante armónicas de voltaje....64

2.3.2.1 Deducción de un modelo para analizar pérdidas armónicas en el núcleo....65

2.3.2.2 Verificación experimental del modelo....69

Separación de pérdidas....69

2.3.2.3 Pérdidas estimadas....72

Extensión del método....73

2.3.3 Pérdidas por histéresis debidas a corrientes de eddy....74

2.3.4 Voltajes no sinusoidales que afectan a corrientes de eddy en núcleos sólidos y laminados....75

2.4 Niveles tolerables de ondas distorsionadas de voltaje en el núcleo....79

CAPITULO 3: EFECTO DE ARMONICAS EN LOS DEVANADOS

3.1 Altas frecuencias en los devanados....84

3.2 Pérdidas resistivas....88

3.2.1 Comportamiento de los devanados ante las armónicas de corriente....91

3.2.1.1 Cálculo y medición de pérdidas en los devanados de un transformador con armónicas simples y/o compuestas....94

3.2.2 Pérdidas parásitas debidas a corrientes de eddy....102

3.3 Monitoreo de temperaturas en un transformador en presencia de armónicas 103

3.3.1 Aplicación del método de elementos finitos 105

3.3.2 Modelo del circuito análogico térmico 107

3.3.3 Algoritmo iterativo para el cálculo de pérdidas y temperatura 111

3.3.4 Pruebas térmicas y resultados 113

3.4 Niveles tolerables de ondas distorsionadas de corriente en los devanados 120

Pérdidas en los devanados por unidad de volumen 121

Pérdidas totales en los devanados 124

CAPITULO 4: COMPORTAMIENTO DEL TRANSFORMADOR CON CARGAS NO LINEALES

4.1 Descripción de cargas no lineales (Fuentes de armónicas de corriente) 128

a. Fuentes monofásicas de energía 128

b. Conversores de energía trifásicos 130

b.1 Accionamientos dc 132

b.2 Accionamientos ac 133

b.3 Impacto de las condiciones de operación 135

c. Dispositivos de formación de arco 136

d. Dispositivos saturables 138

4.1.1 Armónicas de corriente y factor de potencia 142

4.1.1.1 La relación entre las formas de onda de corriente y la utilización del transformador 145

4.1.1.2 Factor de potencia de entrada 147

4.1.2 Efecto de armónicas generadas por rectificadores 148

4.1.3 Métodos para reducir las armónicas de c.a. y c.d. en los circuitos conversores 150

4.1.3.1 Armónicas en el lado dc y en la línea ac de un conversor 151

4.1.3.2 Control de corrientes armónicas 151

a. Filtros en derivación....151
b. Multiplicación de fase....152
c. Inyección de armónicas....153
4.1.4 Factores de distorsión armónica típicos....153

4.2 Comportamiento del transformador ante el tipo de carga....154

4.2.1 Carga resistiva....156
4.2.2 Carga inductiva....157
4.2.3 Carga capacitiva....157
4.2.4 Carga no lineal....157

4.3 Consideraciones en el diseño y selección de transformadores de acuerdo a los niveles típicos de distorsión armónica....159

4.4 Medición de referencia en un caso práctico....163

CAPITULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones....170
5.2 Recomendaciones....172
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS....175
ANEXOS....179

INTRODUCCION

El presente trabajo, reúne lo mejor de la escasa bibliografía recopilada disponible en la actualidad en el país. Presenta una descripción sencilla del transformador, máquina estática que en los últimos tiempos su estudio tiene poca importancia. El análisis y funcionamiento del transformador en condiciones normales de carga toma enorme interés en los sistemas de distribución en los cuales existe una proliferación de los mismos debido al continuo crecimiento de la carga.

El transformador es un dispositivo electromagnético que ha revolucionado la electricidad a partir de su descubrimiento, teniendo una estructura eléctrica y magnética simple, sus aplicaciones son muy extensas y es un componente indispensable de todo sistema de potencia. El transformador es muy utilizado para el manejo de la energía eléctrica desde niveles de generación, transmisión y distribución de grandes potencias hasta el manejo de energía en unidades de pocos vatios de potencia en sistemas electrónicos.

La distorsión armónica en las redes de distribución aumenta cada día con la proliferación de cargas no lineales, las cuales a su vez aumentan con el uso de conversores estáticos de energía, accionamientos ac y dc para motores en las industrias, UPS, fuentes conmutadas de energía, etc. que alimentan cargas a través de transformadores.

Consciente que éste problema en un futuro próximo se extenderá hasta el sistema de potencia, en el presente trabajo se realiza un estudio de los efectos que producen las armónicas de corriente y voltaje en el transformador. Este estudio, a grandes rasgos es un paso al conocimiento del funcionamiento del transformador en condiciones de estado estable más próximo a la realidad debido a que la calidad de potencia suministrada por las empresas eléctricas siempre tiene un grado de distorsión en su onda de voltaje.

Por lo anterior se ve la necesidad de contar con un conocimiento y análisis minucioso de la estructura interna y funcionamiento del transformador bajo condiciones no sinusoidales, las cuales generan calor y disminuyen el

rendimiento del aparato, aun con fallas en los mismos cuando el aislamiento no puede tolerar el efecto de las armónicas.

Se determinarán los efectos que produce la distorsión armónica independientemente en el núcleo y devanados del transformador para obtener los efectos globales de la distorsión armónica.

Para el núcleo se estudia el modelo matemático bajo influencia de las armónicas y la variación de las pérdidas debidas a voltajes distorsionados, además se prevé establecer los niveles típicos de distorsión armónica para el núcleo.

En los devanados mediante curvas obtenidas con el algoritmo iterativo que emplea la técnica de elementos finitos se estudia la variación de las pérdidas y temperaturas debidas a las armónicas de corriente. Los resultados estimados se comparan con mediciones realizadas en un transformador especial de prueba.

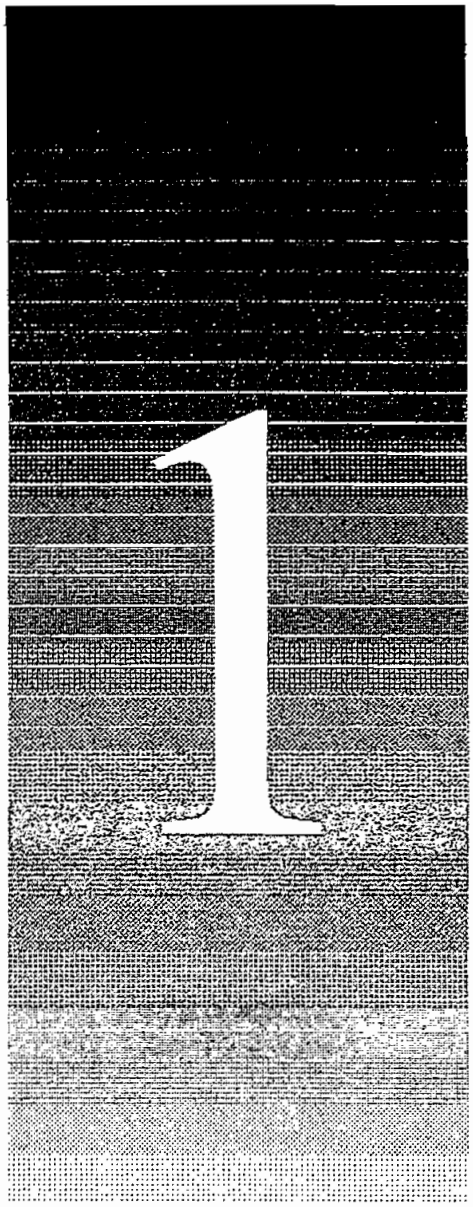
Se establece el comportamiento del transformador ante distintos tipos de carga y efectos sobre el factor de potencia, se presenta las corrientes armónicas que se encuentran en la práctica, luego se dejan establecidos los rangos admisibles de los niveles de distorsión armónica tanto en el diseño como en la selección del transformador. Como referencia se midieron ondas distorsionadas de un caso práctico.

El estudio contribuye a fortalecer la vida útil del transformador mediante la disminución de pérdidas debido a la distorsión armónica en el núcleo y en los devanados lo que representa ahorro de energía, mayor confiabilidad en el sistema y de hecho un ahorro económico.

La exposición que se hace en el trabajo pone énfasis en analizar los aspectos matemáticos y físicos del fenómeno, tratando de ser lo más explícito, profundo y sencillo a la vez, para que la persona que lo lea, pueda formarse una idea rápida y precisa de los efectos de las armónicas en el transformador y tomar medidas de precaución.

Se pretende sentar las bases teóricas para que los técnicos consideren en el diseño y selección de transformadores los niveles básicos de distorsión armónica tolerables según normas internacionales.

CAPITULO



CAPITULO 1: GENERALIDADES

1.1 Distorsión armónica

La distorsión armónica en el sistema eléctrico de potencia es producida por dispositivos *no lineales*. En un dispositivo no lineal la forma de onda de la

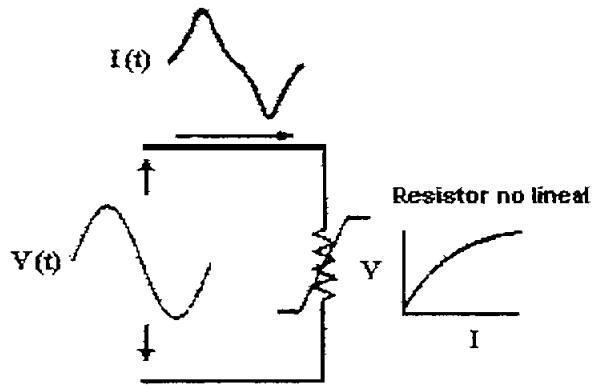


Fig. 1.1 Distorsión de la corriente producida por una resistencia no lineal.

corriente no es proporcional a la correspondiente del voltaje aplicado. La Fig. 1.1 ilustra este concepto para el caso de un voltaje sinusoidal aplicado a una resistencia no lineal simple, en la cual el voltaje y la corriente varían de acuerdo a la curva de la gráfica. Se observa que mientras el voltaje aplicado es perfectamente sinusoidal, la corriente resultante es distorsionada. El aumento en un bajo porcentaje del voltaje puede producir el doble de la corriente con una forma de onda diferente. Un ejemplo práctico del concepto anterior es la distorsión que presenta la corriente de excitación de los transformadores debida a la no linealidad del núcleo de hierro. Esto es, una de las fuentes de la distorsión armónica en los sistemas eléctricos de potencia.

La Fig. 1.2 ilustra como cualquier forma de onda periódica distorsionada puede ser expresada como una suma de sinusoides. Esto ocurre cuando la forma de onda es idéntica entre un ciclo y el próximo, lo cual puede ser representado como una suma de ondas seno puras, en estas, la frecuencia de cada sinusoide es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la onda distorsionada. Este múltiplo es llamado una *armónica* de la fundamental. La suma de sinusoides es representada como una *serie de Fourier*.

La ventaja de usar series de Fourier para representar formas de onda distorsionadas, está en la facilidad para encontrar la respuesta del sistema a

una entrada que es sinusoidal, empleando las técnicas convencionales en estado estable. El sistema es analizado separadamente para cada armónica. Las salidas para cada frecuencia son combinadas para formar una nueva serie de Fourier, de la cual la forma de onda puede ser obtenida si se desea. Muchas veces, solamente las magnitudes de las armónicas son de interés.

Cuando ambos semiciclos positivo y negativo son idénticos en forma, las series de Fourier contienen solamente armónicas impares. Esto permite una simplificación posterior para muchos estudios de sistemas eléctricos de potencia.

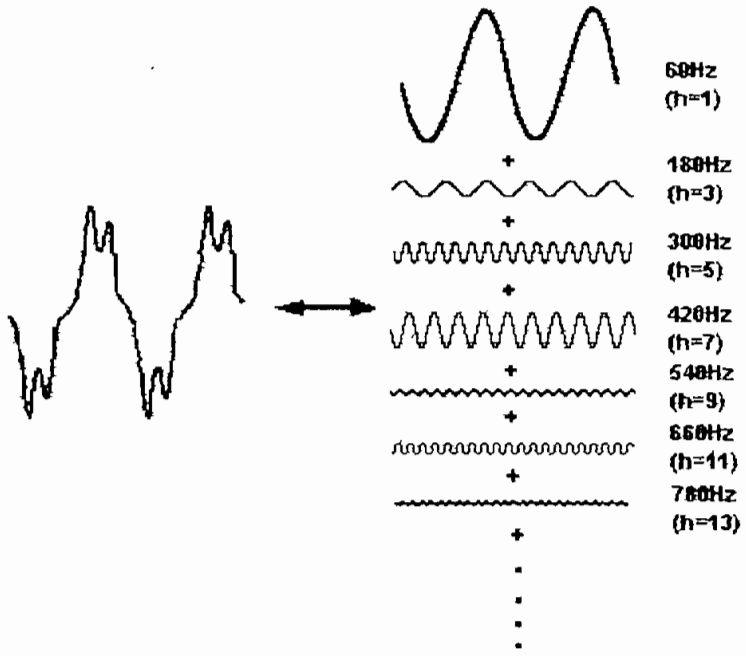


Fig. 1.2 Representación en series de Fourier de una forma de onda distorsionada.

En efecto, la presencia de armónicas es muchas veces un indicio que hay algo fuera de lo normal en el equipo de carga o en el transductor usado para hacer las medidas. Hay excepciones notables para esto, tales como rectificadores de media onda y hornos de arco cuando el arco es impredecible.

Usualmente las armónicas de mayor orden (en el rango de la 25a a 50a, dependiendo del sistema), son despreciables para análisis de sistemas eléctricos de potencia. Estas pueden causar interferencia con dispositivos electrónicos de baja potencia, pero normalmente no están afectando al

sistema. A las altas frecuencias indicadas hay también la dificultad de reunir los datos suficientes para modelar el sistema eléctrico de potencia.

Si analizamos el sistema de potencia con elementos en serie y en paralelo, como es práctica convencional, la mayor parte de las no linealidades en el sistema son encontradas en elementos en *derivación* (cargas). Las impedancias serie del sistema de distribución (es decir, la impedancia de cortocircuito entre la fuente y la carga) son notablemente lineales. En los transformadores, la rama en derivación (impedancia de magnetización), del modelo común en T, es no lineal, constituyéndose en una fuente de armónicas; la impedancia de dispersión es lineal. De esta manera se puede afirmar que la principal fuente de la distorsión armónica serán finalmente las cargas de los usuarios. Esto no quiere decir que todo usuario que sea afectado por distorsión armónica se debe a sus propias fuentes significativas de armónicas, sino que la distorsión armónica generalmente se origina con algunas cargas de los usuarios o combinación de las mismas.

1.1.1 Distorsión armónica total y valor rms

Existen varias formas comúnmente usadas para indicar el contenido armónico de una onda con un solo número. Una de las más comunes es la Distorsión Armónica Total, THD (Total Harmonic Distortion), la misma que puede ser calculada para voltajes o corrientes:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} M_n^2}}{M_1} \qquad (1.1)$$

donde, M_n es el valor rms de la en-ésima componente armónica y M_1 es la componente fundamental de la magnitud M. THD, es una medida del *valor eficaz* de las componentes armónicas de una onda distorsionada, eso es, el valor potencial térmico de las armónicas relativas a la fundamental.

El valor rms total de la onda, no es la suma de las componentes individuales, sino es la raíz cuadrada de la suma de sus cuadrados. THD es relativa al valor rms de la onda de la siguiente manera:

$$rms = \sqrt{\sum_{n=1}^{n_{max}} M_n^2} = M_1 \bullet \sqrt{1 + THD^2} \qquad (1.2)$$

"THD, es una cantidad muy usada para muchas aplicaciones, pero deben anotarse algunas limitaciones. Esta puede proporcionar una buena idea del calentamiento extra que sufrirá una carga resistiva, cuando se aplica un voltaje distorsionado. De igual manera esta puede dar una indicación de las pérdidas adicionales causadas por el flujo de corriente a través de un conductor. Sin embargo, esta no es una buena indicación de los esfuerzos de voltaje al que se somete un capacitor porque aquellos están relacionados con el valor pico de la onda de voltaje, no con la potencia calórica" [29][1].

Las armónicas de voltaje son casi siempre referidas al valor fundamental de la muestra de la onda en el tiempo. Debido a que el voltaje varía en un bajo porcentaje, la THD de voltaje es siempre un número poco significativo. Esto no ocurre con la corriente. Una pequeña corriente puede tener una alta THD, pero no será una amenaza significativa para el sistema. Puesto que muchos dispositivos de monitoreo reportan la THD, basada en la muestra actual, el usuario puede pensar que se trata de una corriente peligrosa. Algunos analistas han intentado evitar esta dificultad haciendo referencia la THD, al pico de la fundamental del rango de la demanda de corriente en un intervalo de demanda dado, en vez de la fundamental de la muestra presente. Esta es llamada la Distorsión de la Demanda Total, o simplemente, TDD, y sirve como base en la norma 519-1992 de la IEEE.

1.1.2 Factor K en transformadores

Se define como el índice para calcular la reducción de la capacidad en transformadores estándar en presencia de armónicas.

$$K = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} h^2 (I_n / I_1)^2}{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h / I_1)^2}$$

[1] Los números entre corchetes indican la referencia bibliográfica listada al final del trabajo.

h = el orden de la armónica

I_h / I_1 = es la distorsión armónica individual correspondiente.

Comercialmente se tienen los siguientes factores K disponibles:

K - 4

K - 9

K - 13

K - 20

K - 30

K - 40

El factor K -1, corresponde al transformador estándar [34].

1.2 Propiedades generales de las Series de Fourier

En esta sección se estudian algunas cuestiones de interés general en el análisis de Fourier de corrientes y voltajes no sinusoidales. El tratamiento detallado de los métodos de análisis de Fourier se puede obtener en los textos de Análisis Matemático.

Toda función periódica puede expresarse mediante una serie de Fourier que contiene un término constante y un número infinito de términos seno y coseno cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Luego, si f(t) es función periódica del tiempo,

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \cdots$$

$$+ b_1 \operatorname{sen} \omega t + b_2 \operatorname{sen} 2\omega t + \cdots, \qquad (1.3)$$

donde ω es la frecuencia angular de la función. Las a's y las b's son coeficientes constantes definidos por las integrales:

$$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} f(t) \cos n\omega t \, dt \qquad (1.4)$$

= *doble* del valor medio de $f(t) \cos n\omega t$ (1.5)

$$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} f(t) \operatorname{sen} n\omega t \, dt \tag{1.6}$$

= *doble* del valor medio de $f(t) \operatorname{sen} n\omega t$ (1.7)

En estas ecuaciones, n indica el orden de la armónica y los valores medios se calculan para un período completo. La constante a_o es el valor de a_n cuando n se anula; es decir,

$$a_0 = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} f(t) dt \tag{1.8}$$

y por tanto el término constante $a_0/2$ de la ecuación (1.3) es:

$$\frac{a_0}{2} = \text{valor medio de } f(t). \tag{1.9}$$

Puede obtenerse otra forma de la serie de Fourier agrupando los términos seno y coseno de igual frecuencia; así,

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + c_1 \cos(\omega t + \alpha_1) + c_2 \cos(2\omega t + \alpha_2) + \cdots \tag{1.10}$$

donde,

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \tag{1.11}$$

$$\alpha_n = -\operatorname{arctg}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \tag{1.12}$$

Si se da la función f(t) en forma analítica, pueden determinarse los coeficientes de la serie mediante las ecuaciones (1.4) a (1.9). Cuando la función se da en forma gráfica, existen muchos métodos de determinación de los coeficientes. Aun cuando el análisis cuantitativo exige la determinación de los valores numéricos de los coeficientes, un estudio relativamente simple de la forma de onda de f(t) revela algunos hechos útiles referentes al carácter general de la

serie de Fourier que representa a la función del tiempo. A continuación se presentan algunas de estas cuestiones generales.

1.2.1 Término constante. El término constante $a_0/2$ de las ecuaciones (1.3) y (1.10) es el valor medio de f(t), y si f(t) representa una corriente o un voltaje, $a_0/2$ es su componente continua. Una componente continua de la corriente puede crearse mediante una fuerza electromotriz continua, o por una acción de rectificación en un circuito cualquiera cuya característica voltaje-corriente para un sentido de la corriente no sea igual a la característica para el sentido contrario cambiado de signo.

- Desde el punto de vista de circuitos eléctricos, el examen de las posibles causas de una componente continua suele ser suficiente, por tanto, para determinar la presencia de una componente constante en f(t). Si no existe ninguna componente de corriente continua, las áreas de las partes positiva y negativa de cada ciclo son iguales.

1.2.2 Funciones pares e impares.[2] Las funciones coseno son funciones pares de sus variables; es decir,

$$\cos(-x) = \cos x$$

Las funciones seno, en cambio, son impares; es decir,

$$\text{sen}(-x) = -\text{sen}\, x$$

La parte coseno de la serie de la ecuación (1.3) es, pues, una función par, y la parte seno, impar.

- Por tanto, si la función f(t) es impar, su serie de Fourier (Ec. 1.3) contendrá solamente componentes seno; pero si f(t) es función par, no habrán componentes seno. Si f(t) no es función par ni impar, existirán todos los términos de la ecuación (1.3).

---

[2] Se define una función *par* como aquella que al cambiar solamente el signo de la variable independiente no varía el valor de la función. Una función *impar* es aquella en que al cambiar el signo de la variable independiente la función invierte su signo sin variar su valor absoluto. Así, si la función f(t) cumple con la propiedad

$$f(-t)=f(t)$$

se dice que la función es *par*. Pero si

$$f(-t)=-f(t)$$

la función es *impar*.

Por ejemplo, consideremos la onda triangular de la Fig. 1.3. Si se toma el origen en 0, esta onda triangular es función impar y su serie de Fourier sólo contendrá términos seno. En cambio, si se toma 0' como origen, la onda representará una función par y en su desarrollo en serie de Fourier sólo habrán términos coseno.

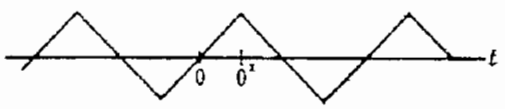


Fig. 1.3 Onda en dientes de sierra

1.2.3 Potencia. La expresión de la potencia instantánea absorbida por un elemento de circuito a lo largo del cual cae el voltaje una cantidad $v(t)$ en el sentido de la corriente $i(t)$, es:

$$p(t) = v(t)i(t). \tag{1.13}$$

Para un intervalo de tiempo cualquiera Δt, la potencia media P es:

$$P = \frac{1}{\Delta t}\int_0^{\Delta t} v(t)i(t)dt. \tag{1.14}$$

Estas ecuaciones son expresiones totalmente generales y pueden calcularse explícitamente cuando se conocen las funciones del tiempo $v(t)$ e $i(t)$. En régimen permanente, la potencia instantánea $p(t)$ es función periódica y el valor medio de la ecuación (1.14) puede tomarse para un número entero cualquiera de periodos de la potencia instantánea.

Cuando corriente y voltaje son funciones sinusoidales del tiempo y tienen la misma frecuencia, la potencia instantánea es la suma de una componente constante más otra sinusoidal cuya frecuencia es el doble de la corriente y voltaje. El término de frecuencia doble representa una oscilación de la potencia, pero la potencia media debida a esta componente es nula. La componente constante es la potencia media y su valor es:

$$P = VI\cos\theta, \tag{1.15}$$

donde V e I son los valores eficaces del voltaje y la corriente variables sinusoidalmente y θ es la diferencia de fase entre ellas.

Frecuentemente hay que determinar la potencia cuando la corriente y el voltaje no son funciones sinusoidales del tiempo. En el estudio siguiente se supone que la corriente y el voltaje son ambas funciones del mismo periodo.

Podrán desarrollarse en serie de Fourier. En el estudio que realizamos a continuación resulta conveniente la forma de serie de Fourier dada por la ecuación (1.10); así,

$$v(t) = V_{cc} + \sqrt{2}V_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + \cdots \tag{1.16}$$

$$i(t) = I_{cc} + \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \alpha_1) + \sqrt{2}I_2 \cos(2\omega t + \alpha_2) + \cdots \tag{1.17}$$

donde

V_{cc}, I_{cc} son las componentes continuas,

V_1, V_2,..., I_1, I_2,... son los valores eficaces de las armónicas.

Según la ecuación (1.11), el valor eficaz de cada armónica es igual a la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de sus componentes seno y coseno. Estas ecuaciones pueden expresarse en forma más compacta de la manera siguiente:

$$v(t) = V_{cc} + \sum_k \sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \tag{1.18}$$

$$i(t) = I_{cc} + \sum_n \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \tag{1.19}$$

La potencia instantánea es:

$$p(t) = v(t)i(t)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= V_{cc}I_{cc} + V_{cc}\sum_n \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \\ &+ I_{cc}\sum_k \sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \\ &+ \left[\sum_k \sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \varphi_k)\right]\left[\sum_n \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \alpha_n)\right]. \end{aligned} \tag{1.20}$$

Cuando se desarrolla el último término del segundo miembro de la ecuación (1.20), un término general es:

$$\left[\sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \varphi_k)\right]\left[\sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \alpha_n)\right] = 2V_k I_n \cos(k\omega t + \varphi_k)\cos(n\omega t + \alpha_n) \quad (1.21)$$

Aplicando la relación trigonométrica,

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2}\left[\cos(x+y) + \cos(x-y)\right], \quad (1.22)$$

la ecuación (1.21) se convierte en,

$$\left[\sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \varphi_k)\right]\left[\sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \alpha_n)\right] = V_k I_n \cos\left[(k+n)\omega t + \varphi_k + \alpha_n\right] + V_k I_n \cos\left[(k-n)\omega t + \varphi_k - \alpha_n\right] \quad (1.23)$$

Así, un término general del desarrollo del último término del segundo miembro de la ecuación (1.20) se puede expresar como la suma de dos componentes coseno cuyas frecuencias son, respectivamente, la suma y la diferencia de las frecuencias de las armónicas del voltaje y de la corriente. El último término del segundo miembro de la ecuación (1.20) es la suma de todos esos términos.

- Por tanto, la potencia instantánea $p(t)$ contiene armónicas cuyas frecuencias son la suma y diferencia de las frecuencias de todas las armónicas del voltaje y la corriente.

La potencia media P es el valor medio de la potencia instantánea a lo largo de un ciclo completo. En la ecuación (1.20), el primer término es constante, y por tanto su valor medio es $V_{cc}I_{cc}$. El segundo y tercer término representan armónicas cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Estos términos representan oscilaciones armónicas de la potencia originada por la interacción de componentes alternas y continuas, pero el valor medio de cada una de esas componentes para un número entero de ciclos es nulo. La ecuación (1.23) indica que cuando k no es igual a n, la potencia resultante del producto de un voltaje armónico de una frecuencia por la corriente armónica de frecuencia diferente de la anterior, por ejemplo, el último término de la ecuación (1.20), es la suma de dos componentes alternas y por tanto sus valores medios son nulos. En cambio, cuando k y n son iguales, el último término de la ecuación (1.23) se convierte en:

$$V_n I_n \cos(\varphi_n - \alpha_n) = V_n I_n \cos\theta_n, \tag{1.24}$$

donde $\theta_n = \varphi_n - \alpha_n$, es la diferencia de fase entre las armónicas en-ésimas del voltaje y la corriente. El valor medio del último término de la ecuación (1.20) es, pues, nulo para armónicas de voltaje y corriente de frecuencias diferentes, pero es;

$$\sum_n V_n I_n \cos\theta_n \tag{1.25}$$

para todas las armónicas de voltaje y corriente de la misma frecuencia. En consecuencia, la potencia media es:.

$$P = V_{cc} I_{cc} + \sum_n V_n I_n \cos\theta_n \tag{1.26}$$

- La potencia media, pues, es igual a la suma de las potencias debidas a las componentes de *igual frecuencia* de voltaje y corriente. La potencia media debida a las componentes continuas es $V_{cc} I_{cc}$, y la debida a cada armónica es $V_n I_n \cos\theta_n$, igual que en el caso de voltajes y corrientes sinusoidales (Ec. 1.15). Un voltaje de una frecuencia y una corriente de frecuencia diferente originan componentes alternas de potencia *instantánea*, pero la potencia *media* resultante de ellas es cero.

1.2.4 Valores eficaces. Por definición, el valor eficaz de una corriente variable periódicamente de intensidad $i(t)$ es la raíz cuadrada del valor medio de $[i(t)]^2$. Expresado en forma de ecuación, el valor eficaz I es:

$$I = \sqrt{\text{valor medio de } \left[i(t)\right]^2} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[i(t)\right]^2 dt}, \tag{1.27}$$

donde T es el periodo de $i(t)$. Análogamente, el valor eficaz V (o voltaje eficaz) de un voltaje $v(t)$ variable periódicamente con el tiempo, es:

$$V = \sqrt{\text{valor medio de } \left[v(t)\right]^2} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[v(t)\right]^2 dt}, \tag{1.28}$$

- Obsérvese que el valor medio del cuadrado de la corriente no es lo mismo que el cuadrado de la corriente media.

Las ecuaciones (1.27) y (1.28) son expresiones generales de los valores eficaces. Cuando el voltaje y la corriente son funciones sinusoidales del tiempo, estas ecuaciones dan el conocido resultado de que el valor eficaz es igual a la amplitud dividida por $\sqrt{2}$.

A menudo es necesario determinar el valor eficaz de un voltaje o corriente expresada en forma de serie de Fourier. Por ejemplo, sea,

$$i(t) = I_{cc} + \sum_n \sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \tag{1.29}$$

donde I_{cc} es la componente continua e I_n es el valor eficaz de la armónica en-ésima.

El cuadrado de i(t) es:

$$\begin{aligned}[i(t)]^2 &= I_{cc}^2 + 2I_{cc}\sum_n \sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \\ &+ \left[\sum_n \sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \alpha_n)\right]^2 .\end{aligned} \tag{1.30}$$

El valor medio del primer término de la ecuación (1.30) es I_{cc}^2. El segundo término representa un cierto número de componentes alternas cuyo valor medio es nulo. El último término representa los productos cruzados de todas las armónicas. Por ejemplo, un término general del desarrollo del último término de la ecuación (1.30) es el producto de las armónicas en-ésima y k-ésima de la corriente y, al igual que en las ecuaciones (1.21) a (1.23), este término puede expresarse en la forma:

$$\begin{aligned}&\left[\sqrt{2} I_k \cos(k\omega t + \alpha_k)\right]\left[\sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \alpha_n)\right] = \\ &I_k I_n \cos\left[(k+n)\omega t + \alpha_k + \alpha_n\right] \\ &+ I_k I_n \cos\left[(k-n)\omega t + \alpha_k - \alpha_n\right]\end{aligned} \tag{1.31}$$

El último término de la ecuación (1.30) es la suma de todos esos términos. La ecuación (1.31) indica que los productos cruzados de armónicas de

frecuencias diferentes (cuando k es distinto de n) dan origen a componentes alternas de valor medio nulo. En cambio, cuando k y n son iguales, el último término de la ecuación (1.31) es I_n^2, y por tanto el valor medio del último término de la ecuación (1.31) es la suma de los cuadrados de los valores eficaces de todos las armónicas. En consecuencia el valor eficaz I es:

$$I = \sqrt{I_{cc}^2 + \sum_n I_n^2} \qquad (1.32)$$

- El valor eficaz de voltaje o corriente periódica expresada en forma de serie de Fourier es, pues, igual a la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores eficaces de todas sus armónicas.

1.3 Características físicas de los transformadores

"Los transformadores se definen como máquinas estáticas que tienen la misión de transmitir, mediante un campo magnético alterno, la energía eléctrica de un sistema, con determinado voltaje, a otro con voltaje deseado" [25].

El servicio que debe realizar un transformador dicta las características físicas de su construcción. El principal servicio que se exige de los transformadores para las comunicaciones suele ser su fidelidad en la reproducción de las señales dentro de un amplio dominio de frecuencias y voltajes. En tales transformadores, los materiales, proporciones del núcleo y la disposición de los devanados están regidas por la necesidad de obtener características eléctricas y magnéticas que den origen a una característica de respuesta a las frecuencias satisfactorias y una distorsión tolerable. En la mayoría de los transformadores para comunicaciones el calentamiento tiene una importancia secundaria porque se usan como dispositivos de acoplamiento para obtener la relación óptima entre la impedancia aparente de una carga y la impedancia de una fuente. En cambio, son otras cuestiones totalmente diferentes las que influyen en el diseño de los transformadores para sistemas eléctricos de potencia. Las características eléctricas que interesan son: gran rendimiento, baja regulación de voltaje, corriente de excitación débil

y gran rigidez dieléctrica. Con ellas, el calentamiento es un factor primordial para la determinación de sus características físicas, por la importancia que tiene la potencia que puede manejar.

1.3.1 El núcleo

Los dos tipos fundamentales de estructura de transformador son el *tipo de núcleo*, en el cual dos grupos de devanados abrazan a un núcleo único, según se indica en la Fig. 1.4, y el *tipo acorazado*, en el cual el flujo que atraviesa a un único grupo de devanados está compuesto, al menos, por dos componentes existentes en circuitos magnéticos en paralelo, según se indica en la Fig. 1.5. Una modificación de este tipo es el llamado *tipo acorazado distribuido*, indicado en la Fig. 1.6, corrientemente empleado en transformadores de distribución de determinadas potencias. El tipo de núcleo se utiliza corrientemente en transformadores grandes de distribución para alto voltaje y en transformadores de potencia.

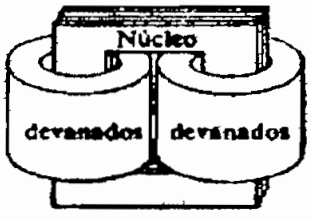


Fig. 1.4. Transformador tipo núcleo

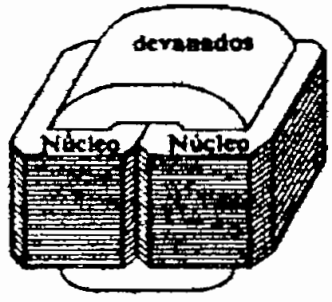


Fig. 1.5. Transformador tipo acorazado

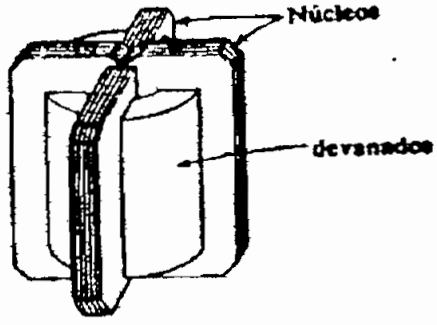


Fig. 1.6. Transformador tipo acorazadado distribuido

La sección recta del núcleo suele ser cuadrada o rectangular en los transformadores pequeños, pero en los grandes se aprovecha más eficazmente la abertura circular de las bobinas agrupando las láminas en

capas de anchura variable de manera que constituyan un núcleo circular escalonado.

Además por la necesidad de obtener unas características eléctricas convenientes, la elección del tipo de construcción del núcleo se ve influida por un cierto número de consideraciones prácticas, tales como el costo de construcción y reparaciones, exigencias de espacio, refrigeración, aislamiento y robustez mecánica. Como frecuentemente el núcleo sirve de estructura, deberá ser robusto. Bajo carga normal, los esfuerzos mecánicos a que se halla sometido el transformador son poco mayores que los debidos a los pesos de sus distintas partes. En cambio, en condiciones de cortocircuito los esfuerzos electromagnéticos pueden hacerse enormes, ya que son proporcionales a los cuadrados de las intensidades de las corrientes que circulan por los devanados. Si se mantiene aplicada al primario de un transformador ordinario de un sistema eléctrico de potencia el voltaje de funcionamiento normal, estando cortocircuitado el secundario, las intensidades de las corrientes suelen ser de 10 a 25 veces mayores que las corrientes a plena carga y los esfuerzos electromagnéticos de 100 a 625 veces mayores que los valores de plena carga. Las corrientes transitorias pueden ser aún mayores. Estas fuerzas han destruido bastantes transformadores. En los transformadores muy grandes, las fuerzas de cortocircuito que tienden a separar el primario del secundario pueden ser de hasta 700 000 kilos.

Las construcciones tradicionales de núcleos representadas en las Figs. 1.4, 1.5 y 1.6 tienen tres serios inconvenientes. Primero, en estas formas de núcleo deben haber dos o tres entrehierros independientemente de las formas de troquelado que se empleen. Segundo, para ensamblar o apilar las láminas se requiere un gran trabajo manual, ya que las láminas deben solaparse en cada junta. Tercero, existen siempre ciertos lugares del núcleo en donde el flujo tiene dirección perpendicular a la del laminado del metal, aumentándose así la pérdida y la corriente de excitación. A pesar de estas dificultades, estos tres diseños se emplean muchísimo para transformadores de potencia y de distribución de tamaños grandes.

Ciertos perfeccionamientos en la técnica de fabricación han producido núcleos en los cuales el flujo magnético es casi paralelo a la dirección de

laminación del acero en todos los puntos del núcleo y en los cuales se reducen mucho los entrehierros y se ahorra trabajo de ensamblado.

Otro avance importante en el diseño y construcción de núcleos de transformador es el empleo de Hipersil (HIgh PERmeability SILicon), un acero al silicio que a las excitaciones comunes presenta una permeabilidad superior en una tercera parte a la que suelen tener los aceros de silicio ordinarios. El Hipersil debe emplearse de manera que el flujo sea paralelo a la dirección de laminación de la tira. Este requisito se logra en los transformadores de distribución pequeños, devanando el núcleo con una tira continua sobre un mandril rectangular. Para las potencias más elevadas, se ensamblan tiras de Hipersil con las juntas cortadas a 45° y solapadas en capas alternas, tal como se indica en la Fig. 1.7. Con esta construcción, los caminos del flujo en los ángulos del núcleo tienen una dirección más próxima a la del laminado del acero que en el tipo convencional de junta solapada.

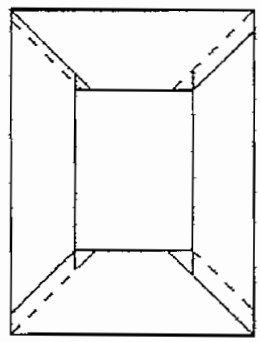


FIG. 1.7. Núcleo de láminas de Hipersil en donde se indican las juntas solapadas modificadas con los ángulos cortados diagonalmente para hacer que el flujo circule en la dirección del grano.

En los circuitos para comunicaciones, los transformadores de entrada suelen funcionar con una densidad de flujo magnético alterno relativamente débil, frecuentemente de sólo una fracción de gauss. Para estos transformadores convendrá un núcleo de un material que tenga gran permeabilidad a bajas intensidades de campo. En el primario puede existir una corriente continua relativamente intensa, que puede crear una componente continua de la densidad de flujo magnético de varios miles de gauss. En tal caso convendrá para el núcleo un material que tenga permeabilidad incremental relativamente grande a polarizaciones elevadas.

Como la histéresis introduce distorsión, las pérdidas por histéresis han de ser bajas. En cambio las corrientes de eddy producen un efecto de apantallamiento y por tanto reducen la permeabilidad eficaz en corriente alterna, las corrientes de eddy deberán reducirse al mínimo, empleando láminas delgadas de un material para núcleos de gran resistividad. Normalmente, los núcleos de transformadores para comunicaciones se moldean con polvo prensado. "Los núcleos toroidales son fabricados de esta manera, en los que se alcanza las propiedades magnéticas más exóticas, lazos de histéresis notablemente cuadrados, altas permeabilidades y altas densidades de flujo de saturación" [23]. A menudo interesa tener una permeabilidad constante a lo largo del dominio de funcionamiento. Suelen emplearse diversos aceros al silicio y permalloys. Como las propiedades magnéticas de algunas de estas aleaciones quedan perjudicadas por los esfuerzos mecánicos, deberá tenerse cuidado en la fabricación y en el diseño de la estructura de evitar los esfuerzos en las láminas. Muchas aplicaciones pueden ser cumplidas por varios tipos de núcleos con resultados técnicos casi igualmente satisfactorios. El objetivo en la selección del núcleo es escoger el núcleo que cumpla con el fin al menor costo. La frecuencia de operación es el primer indicio para la selección del núcleo porque es la que determina las pérdidas en el mismo. El ancho de banda de frecuencias debe ser considerado, el escogido, es usualmente tomado en base de la mínima frecuencia. Las estructuras laminadas son empleadas para frecuencias de 60 Hz o menores.

1.3.2 Los devanados

Los devanados suelen consistir en bobinas devanadas sobre horma y cubiertas de cinta aislante, tratadas al vacío, impregnadas de barniz aislante y cocidas. En los transformadores pequeños para bajo voltaje se emplea hilo redondo, en el pasado en los transformadores grandes se empleaba los conductores rectangulares. Actualmente debido a los estrictos requerimientos en la calidad, confiabilidad y en los métodos de producción necesarios para reducir los costos de los transformadores, los diseñadores, están continuamente preocupados en satisfacer las necesidades de los usuarios. Gracias al paulatino mejoramiento en la calidad del núcleo de acero,

aislamientos más duraderos y materiales de los devanados propios para automatización, muchos diseñadores han tenido éxito en hallar un devanado que aproveche al máximo los mencionados avances. Los devanados de hoja metálica son una de esas soluciones, porque éstos permiten un considerable ahorro de tiempo comparado al devanado multi-hilo helicoidal. En los transformadores el devanado de alto voltaje es bobinado en el devanado de hoja metálica en tal forma que la altura y las dimensiones de los canales de aceite son garantizadas en precisión, lo cual es requerido para la calidad del devanado. El devanado de hoja metálica tiene propiedades adicionales como la particular fuerza de cortocircuito y la resistencia a sobrevoltajes por lo que positivamente se puede decir que el transformador con devanado de hoja metálica de aluminio o de cobre es el mejor en el mercado. En el presente, virtualmente, todas las fábricas modernas de transformadores están estandarizando la producción con el uso de devanados de hoja metálica en bajo voltaje.

En cuanto al diseño y construcción de los devanados de bajo voltaje, la hoja metálica es empleada con una o más capas de papel aislante especial. Los bordes de la hoja son tratados especialmente para que no presenten rebabas. El bajo voltaje es bobinado en máquinas devanadoras especiales equipadas con instalaciones de soldadura. Los principios y los terminales de los devanados de hoja metálica son fijados con barras, las cuales son soldadas por el sistema de soldadura. El ancho del devanado de hoja metálica es el mismo de la ventana del núcleo. En una máquina devanadora diferente, es devanado directamente el alto voltaje en el bajo voltaje. El aislamiento colocado entre los dos devanados proporciona los canales de aceite necesarios. El devanado completo obtenido (de alto voltaje y bajo voltaje) es compacto y las dimensiones precisas, sin cualquier tolerancia, corresponden con las características de diseño. La gran reducción en el tiempo de producción y la precisión del producto son elementos importantes e influyen en el costo y posterior ensamblaje del transformador.

El devanado convencional de bajo voltaje (multí-hilo helicoidal) necesita más espacio debido a su aislamiento y forma. En éste tipo de devanados

existen fuerzas axiales una vez ensamblados, las cuales virtualmente no existen en los devanados de hoja metálica.

En estos últimos, las fuerzas de cortocircuito son reducidas a 1/10 de las existentes en los devanados de hilo convencionales, lo cual puede ser demostrado bastante claro por cálculos. Por razones de aislamiento la altura de la hoja metálica es mayor que la altura de la capa del devanado de alto voltaje. Esto crea una estructura asimétrica resultando componentes radiales inducidas, las que producen una corriente de eddy en la hoja metálica, que de acuerdo a la ley de Lenz, se oponen a su generación. Como consecuencia la densidad de corriente en la parte superior de la hoja disminuye y aumenta en la parte media de la misma. En general, se puede decir que las fuerzas axiales son el resultado de las componentes radiales inducidas debido a la estructura asimétrica de los devanados. En los devanados convencionales esto no sucede porque la densidad de corriente es constante en toda la altura del devanado de bajo voltaje.

Las ventajas más importantes de los devanados de hoja metálica son:

- Las fuerzas axiales se hacen muy pequeñas debido a la asimetría.
- Los devanados de hoja metálica pueden ser bobinados automáticamente
- No se necesita pesadas estructuras de soporte.

1.3.3 Transformador bajo carga

En su forma más simple, un transformador consiste en dos devanados conductores que se ejercen inducción mutua. El primario es el devanado que recibe la potencia eléctrica, y el secundario es el que puede entregarla a una red exterior. Los devanados suelen estarlo sobre un núcleo laminado de material magnético, y entonces se habla de un transformador con núcleo de hierro. A veces, no hay núcleo alguno y se dice que se trata de un transformador con núcleo de aire.

Para desarrollar una teoría completa de los transformadores con núcleo de hierro, se deben tomar en cuenta, al menos en forma aproximada, las siguientes imperfecciones existentes:

1. Los devanados tienen resistencias;
2. Existen flujos de dispersión;

3. Para crear el flujo se precisa una corriente de excitación;
4. En el núcleo se producen pérdidas por histerésis y por corrientes de eddy.

Por otro lado, en los devanados del transformador se originan por autoinducción fuerzas electromotrices, según la Ley de Faraday estas se expresan por la expresión:

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

Con voltajes sinusoidales el valor eficaz de e es:

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega N \phi \approx 4.44 f N \phi = 4.44 f N S B$$

siendo S la sección transversal del núcleo, B la densidad de flujo magnético máxima y N el número de espiras del devanado.

Cuando se desprecian las corrientes capacitivas debidas a las capacitancias de los devanados, los principios fundamentales a partir de los cuales se desarrolla la teoría de los transformadores vienen expresados por las ecuaciones:

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} = R_1 i_1 + e_1 \qquad (1.33)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} = R_2 i_2 + e_2 \qquad (1.34)$$

donde:

v_1 y v_2	son los voltajes instantáneos terminales,
i_1 e i_2	son las corrientes instantáneas,
R_1 y R_2	son las resistencias efectivas,
λ_1 y λ_2	son las concatenaciones de flujo instantáneas que atraviesan todas las espiras de primario y secundario.
e_1 y e_2	son la voltajes instantáneos inducidos en primario y secundario por los flujos variables en el tiempo.

En la resolución de estas ecuaciones es preciso determinar las relaciones existentes entre las concatenaciones de flujo y las intensidades de las corrientes, teniendo en cuenta los flujos de dispersión y las propiedades magnéticas del núcleo.

La mayor parte del flujo mutuo en un transformador con núcleo de hierro se halla confinada en el núcleo y, a causa de la falta de linealidad magnética del hierro, no es proporcional a la fuerza magnetomotriz que lo crea. En cambio el flujo de dispersión se halla en el aire en gran parte de su longitud. Luego, la reluctancia de la porción de hierro de los caminos de los flujos de dispersión es pequeña frente a la reluctancia de los caminos en el aire.

"Por tanto, a pesar de la no linealidad magnética del hierro, el flujo de dispersión es casi directamente proporcional a la corriente que lo origina" [26].

1.3.3.1 Ecuaciones de voltajes y distribución de flujo bajo carga

Cuando circulan corrientes por ambos devanados, las concatenaciones de flujo resultantes λ_1 y λ_2 de las ecuaciones (1.33) y (1.34) están creadas por los efectos combinados de ambas corrientes y se deben en parte a los enlaces parciales del campo magnético entre las espiras. Siendo φ_1 y φ_2 los flujos equivalentes que atraviesan cada espira de los devanados a que están asociados y que dan origen a las concatenaciones de flujos $N_1\varphi_1$ y $N_2\varphi_2$ a través de los devanados completos, las cuales son iguales a λ_1 y λ_2. Es decir, sea

$$\varphi_1 \equiv \frac{\lambda_1}{N_1} \tag{1.35}$$

$$\varphi_2 \equiv \frac{\lambda_2}{N_2} \tag{1.36}$$

Con lo que las ecuaciones (1.33) y (1.34) pueden escribirse en la forma

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\varphi_1}{dt} \tag{1.37}$$

$$v_2 = R_2 i_2 + N_2 \frac{d\varphi_2}{dt} \tag{1.38}$$

Los flujos φ_1 y φ_2 de las ecuaciones (1.37) y (1.38) son los flujos totales que atraviesan cada espira y comprenden tanto la componente de dispersión como la mutua.

Considerando como hipótesis un transformador que tenga un núcleo de material magnético cuya permeabilidad sea constante se puede aplicar el principio de superposición y el flujo resultante que atraviesa cada devanado se

podrá expresar como la suma de las componentes debidas a cada corriente actuando sola. Estas componentes son:

1. El flujo de dispersión debido a la corriente del devanado;
2. El flujo mutuo componente debido a la corriente del devanado;
3. El flujo mutuo componente debido a la corriente del otro devanado.

Así, pues, los flujos resultantes φ_1 y φ_2 de las ecuaciones (1.37) y (1.38) pueden expresarse en la forma,

$$\varphi_1 = \varphi_{L1} + \varphi_{21} + \varphi_{12} \tag{1.39}$$

$$\varphi_2 = \varphi_{L2} + \varphi_{12} + \varphi_{21} \tag{1.40}$$

donde:

φ_{L1} y φ_{L2} son los flujos de dispersión componentes creados por cada corriente,

φ_{21} es el flujo mutuo componente creado por i_1,

φ_{12} es el flujo mutuo componente creado por i_2.

Obsérvese que el flujo mutuo resultante creado por la acción combinada de las corrientes de primario y secundario es la suma de las componentes debidas a cada corriente actuando por sí sola. Representando por φ a este flujo mutuo resultante,

$$\varphi = \varphi_{21} + \varphi_{12} \tag{1.41}$$

Luego, las ecuaciones (1.39) y (1.40) pueden escribirse en la forma

$$\varphi_1 = \varphi_{L1} + \varphi \tag{1.42}$$

$$\varphi_2 = \varphi_{L2} + \varphi \tag{1.43}$$

Es decir, el flujo resultante a través de una sección de un devanado puede expresarse como la suma del flujo de dispersión debido únicamente a la corriente del devanado más el flujo mutuo resultante debido a las fuerzas magnetomotrices combinadas de las corrientes de primario y secundario actuando simultáneamente.

1.3.3.2 Inductancias de dispersión

Cuando se expresan los flujos resultantes de las ecuaciones (1.37) y (1.38) como suma de las componentes de las ecuaciones (1.42) y (1.43), las ecuaciones de los voltajes del transformador quedan de la forma,

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\varphi_{L1}}{dt} + N_1 \frac{d\varphi}{dt} \tag{1.44}$$

$$v_2 = R_2 i_2 + N_2 \frac{d\varphi_{L2}}{dt} + N_2 \frac{d\varphi}{dt} \tag{1.45}$$

A pesar de la no linealidad magnética del núcleo de hierro, los flujos componentes de dispersión son casi directamente proporcionales a las intensidades de las corrientes que los crean, ya que los caminos de los flujos de dispersión transcurren por el aire en la mayor parte de su longitud.

"Luego las componentes de las autoinducciones de los devanados debidas a los flujos de dispersión son muy aproximadamente constantes, por lo que conviene introducir parámetros de inductancia que interpreten los voltajes inducidos por los flujos de dispersión" [26].

La componente de la autoinducción del devanado 1 debida al flujo de dispersión φ_{L1} del devanado 1 respecto al 2 se define como *inductancia de dispersión* del devanado 1 respecto al devanado 2. Así, pues, la inductancia de dispersión L_{L1} del devanado 1 respecto al 2 es el flujo de dispersión que por unidad de intensidad de corriente atraviesa todo el primario, o sea,

$$L_{L1} \equiv \frac{N_1 \varphi_{L1}}{i_1} \tag{1.46}$$

$$L_{L2} \equiv \frac{N_2 \varphi_{L2}}{i_2} \tag{1.47}$$

Si se expresan en función de las inductancias de dispersión los voltajes inducidos por los flujos de dispersión de primario y secundario, las ecuaciones (1.44) y (1.45) quedan en la forma,

$$v_1 = R_1 i_1 + L_{L1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\varphi}{dt} = R_1 i_1 + L_{L1} \frac{di_1}{dt} + e_1 \tag{1.48}$$

$$v_2 = R_2 i_2 + L_{L2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\varphi}{dt} = R_2 i_2 + L_{L2} \frac{di_2}{dt} + e_2 \tag{1.49}$$

donde e_1 y e_2 son los voltajes inducidos por el flujo mutuo resultante φ. Obsérvese que las resistencias y las inductancias de dispersión de las

ecuaciones (1.48) y (1.49) son parámetros esencialmente constantes y que el único efecto de las propiedades magnéticas no lineales del núcleo sobre la teoría expresada en las ecuaciones (1.48) y (1.49) está en la relación entre el flujo mutuo resultante φ y la fuerza magnetomotriz requerida para crearlo.

1.3.3.3 Componentes de excitación y de carga de la corriente del primario

En virtud de la ecuación (1.48), el flujo mutuo resultante φ debe ajustarse por si mismo de manera que la suma de la caída óhmica del primario, la caída en la inductancia de dispersión del primario, y la fuerza electromotriz e_1 inducida por el flujo mutuo resultante sea igual al voltaje aplicado al primario; y las corrientes de primario y secundario, cuya fuerza magnetomotriz resultante crea el flujo mutuo resultante, deben ajustarse por sí mismas para satisfacer estas condiciones. Conviene descomponer la corriente del primario en una *componente de carga* i'_L, cuya fuerza magnetomotriz equilibre exactamente a la fuerza magnetomotriz del secundario, y una *componente de excitación* i'_φ cuya fuerza magnetomotriz sea suficiente por sí misma para crear el flujo mutuo resultante requerido para satisfacer la ecuación de voltaje del primario. La corriente i_1 del primario es la suma de estas componentes; así,

$$i_1 = i'_L + i'_\varphi \tag{1.50}$$

Si se toman en el mismo sentido respecto al flujo los sentidos positivos de las corrientes de primario y secundario, la relación entre la corriente del secundario y la componente de carga de la corriente de primario es, por definición,

$$N_1 i'_L = -N_2 i_2 \tag{1.51}$$

o sea,

$$i'_L = -\frac{N_2}{N_1} i_2. \tag{1.52}$$

Es decir, la componente de carga de la corriente del primario es, en cada instante, proporcional a la corriente del secundario y tiene sentido contrario respecto al flujo.

La relación entre el flujo resultante en el núcleo y la corriente de excitación es un ciclo flujo-corriente. Cuando se supone como se ha hecho antes, que el flujo en el núcleo es igual al flujo mutuo resultante φ, este ciclo flujo-corriente bajo carga es el mismo que el ciclo flujo-corriente en vacío de igual densidad de flujo magnético máxima.

1.3.3.4 Circuito equivalente

Examinando las ecuaciones de la (1.48) a la (1.52), se ve que se aplican a un circuito como el de la Fig. 1.8. Una ventaja del circuito equivalente es que pone de manifiesto, probablemente en forma más clara que las ecuaciones, las imperfecciones del transformador real. Las resistencias de los devanados y las inductancias de dispersión introducen caídas de voltaje en primario y secundario que hacen que el cociente entre los voltajes de primario y secundario sea diferente del cociente de sus números de espiras. Además, la corriente de excitación hace que el cociente entre las corrientes de primario y secundario sea diferente del cociente entre los recíprocos de los números de espiras cambiado de signo, cosa que indica la bobina conectada en paralelo de la Fig. 1.8.

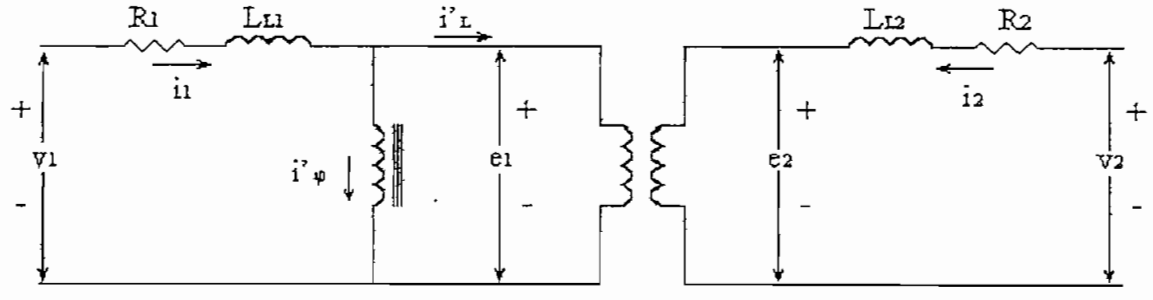


Fig. 1.8. Circuito equivalente representativo de un transformador con núcleo de hierro. Las características de excitación están representadas por la bobina con núcleo de hierro, cuyo devanado no tiene resistencia. El cociente entre los números de espiras del transformador ideal es igual a N_1/N_2.

Otra ventaja del concepto de inductancia de dispersión y del circuito equivalente resultante es que los efectos de la no linealidad magnética del

núcleo de hierro quedan segregados en la bobina en paralelo representativa de las características de excitación.

Reduciendo los valores del secundario al voltaje del primario en el circuito equivalente de la Fig. 1.8, se obtiene el siguiente circuito:

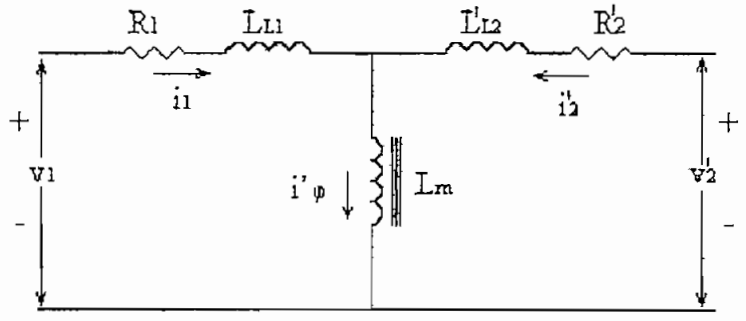


Fig. 1.9. Circuito equivalente con los valores del secundario reducidos al primario.

Del examen de los circuitos de las Figs. 1.8 y 1.9 así como de las ecuaciones (1.51) y (1.52) se deduce [26] que la corriente de excitación es igual a:

$$i'_{\varphi} = i_1 + i'_2 \tag{1.53}$$

definiendo una inductancia de magnetización L_m, las ecuaciones que se desprenden del circuito de la Fig. 1.9 son:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_{L1}\frac{di_1}{dt} + L_m\frac{d(i_1 + i'_2)}{dt} \tag{1.54}$$

$$v'_2 = R'_2 i'_2 + L'_{L2}\frac{di'_2}{dt} + L_m\frac{d(i_1 + i'_2)}{dt} \tag{1.55}$$

las cuales escritas en forma matricial tienen la forma:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R'_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{L1} + L_m & L_m \\ L_m & L'_{L2} + L_m \end{bmatrix}\begin{bmatrix} pi_1 \\ pi'_2 \end{bmatrix} \tag{1.56}$$

donde p es el operador $\frac{d}{dt}$.

1.4 Modelación no lineal de transformadores

Para tener una comprensión clara de los efectos de la distorsión armónica en un sistema eléctrico de potencia es indispensable contar con los modelos más aproximados de todos los componentes del sistema. Siendo el transformador un componente de gran importancia y de fundamental necesidad, la representación bajo condiciones no sinusoidales es doble. Primero porque al evaluar la respuesta a las armónicas, el modelo total del sistema no estaría completo sin considerar las no linealidades del transformador, y segundo porque una evaluación precisa de las pérdidas del transformador relaciona el costo de disminuir esas pérdidas y la vida media del transformador [1].

Para modelar un transformador considerando las no linealidades se debe tener en cuenta sus características propias que dependen del rango de potencia, es decir, si se lo utiliza en circuitos de comunicaciones o en sistemas de potencia. Por ejemplo, en los transformadores de potencia, la corriente de excitación suele ser poco intensa, comprendida entre 0.6 % y 8 % de la corriente nominal del primario [25], además a las densidades de flujo magnético usualmente empleadas en aparatos de potencia, las pérdidas por histéresis son mayores que las pérdidas por corrientes de eddy. En cambio en los transformadores que intervienen en circuitos para comunicaciones, las densidades de flujo magnético tienen amplitudes muy pequeñas y la falta de linealidad de las características magnéticas carece a menudo de importancia. Siendo justificable la hipótesis de autoinducción constante. Las pérdidas por histéresis son despreciables frente a las pérdidas por corrientes de eddy en estos transformadores que se emplean en un amplio dominio de frecuencias.

1.4.1 Consideraciones de Modelación

Los modelos matemáticos adecuados que describen el funcionamiento eléctrico y los niveles de carga aceptables del transformador, requieren del conocimiento previo de las características eléctricas y magnéticas del mismo, las cuales proporcionan los datos necesarios para desarrollar el modelo.

Básicamente hay cuatro características dominantes que son necesarias para representar adecuadamente al transformador: pérdidas debidas a la resistencia de los devanados, pérdidas en el núcleo debidas a los efectos de histéresis y corrientes de eddy, flujos de dispersión cerca de los devanados y la característica de magnetización del núcleo. La magnetización del núcleo es la principal fuente de no linealidad del transformador.

Existen varios métodos para modelar el transformador, muchos de los cuales desprecian sus no linealidades internas. Un modelo específico que no desprecie cualquiera de las cuatro características dominantes dispondrá de razonable exactitud en las componentes fundamentales de todos los voltajes, corrientes y potencias a diferentes niveles de carga. Desafortunadamente, las componentes armónicas no son representadas exactamente en estos modelos.

No obstante, los pocos modelos no lineales disponibles actualmente, muchos requieren mayor cantidad de información física y eléctrica y serían considerados imprácticos para muchas aplicaciones.

En las ecuaciones (1.54) y (1.55) que describen el circuito equivalente obtenido en 1.3.3.4, no se considera la no linealidad de la inductancia de magnetización, porque estas se deducen asumiendo permeabilidad constante del material del núcleo. Partiendo de estas ecuaciones en 1.4.2 se deduce un modelo matemático para el transformador [32], el cual se emplea para introducir la no linealidad del hierro por medio de la curva de saturación, lo que implica asumir que toda no linealidad esta confinada en las características del núcleo.

1.4.2 Modelo matemático del transformador, sin considerar la no linealidad del hierro.

Del análisis de las ecuaciones (1.33) y (1.34) con los valores del secundario referidos al primario se establece que el circuito equivalente del transformador, Fig. 1.9 está definido por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_1 \\ p\lambda'_2 \end{bmatrix} \tag{1.57}$$

Comparando las ecuaciones (1.56) y (1.57), se deduce que las concatenaciones totales de flujo están expresadas como:

$$\begin{bmatrix}\lambda_1\\ \lambda'_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{L1}+L_m & L_m\\ L_m & L'_{L2}+L_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_1\\ i'_2\end{bmatrix} \tag{1.58}$$

Donde L_m es la inductancia de magnetización común.

Si a estas ecuaciones de concatenaciones de flujo, les multiplicamos por una frecuencia angular base, tendremos la ecuaciones como relaciones de reactancias; para simplificar las ecuaciones se escoge como frecuencia angular base, a la frecuencia angular eléctrica, ω_e [33].

$$\omega_e\begin{bmatrix}\lambda_1\\ \lambda'_2\end{bmatrix}=\omega_e\begin{bmatrix}L_{L1}+L_m & L_m\\ L_m & L'_{L2}+L_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_1\\ i'_2\end{bmatrix} \tag{1.59}$$

Si definimos a:

$$\begin{bmatrix}\psi_1\\ \psi'_2\end{bmatrix}=\omega_e\begin{bmatrix}\lambda_1\\ \lambda'_2\end{bmatrix}$$

Las ecuaciones (1.59) quedan expresadas como:

$$\begin{bmatrix}\psi_1\\ \psi'_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}X_{L1}+X_m & X_m\\ X_m & X'_{L2}+X_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_1\\ i'_2\end{bmatrix} \tag{1.60}$$

Estas ecuaciones son introducidas en las ecuaciones de voltaje que definen el circuito equivalente del transformador, (1.57), con lo que quedan planteadas en función de ψ_1 y ψ'_2.

$$\begin{bmatrix}v_1\\ v'_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_1 & 0\\ 0 & R'_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_1\\ i'_2\end{bmatrix}+\frac{1}{\omega_e}\begin{bmatrix}p\psi_1\\ p\psi'_2\end{bmatrix} \tag{1.61}$$

Se puede definir también:

$$\psi_m=X_m(i_1+i'_2) \tag{1.62}$$

Como puede observarse, ψ_1, ψ'_2 y ψ_m se expresan en términos de voltajes y son el producto de una reactancia por una corriente.

Integrando las ecuaciones de voltaje (1.61) se puede llegar a obtener las expresiones de ψ_1 y ψ'_2:

$$\begin{bmatrix}p\psi_1\\ p\psi'_2\end{bmatrix}=\omega_e\left\{\begin{bmatrix}v_1\\ v'_2\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}R_1 & 0\\ 0 & R'_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_1\\ i'_2\end{bmatrix}\right\} \tag{1.63}$$

Si bien es cierto que el modelo puede quedar definido en términos de corriente y por tanto pasar a resolver el sistema de ecuaciones (1.63), se ha optado por

plantear el modelo en términos de concatenaciones de flujo, por la relativa facilidad con que se puede introducir el efecto de la no linealidad del hierro, aspecto que se dificulta cuando se trata el modelo en términos de corrientes, como podrá probarse en el proceso del análisis.

Por lo anotado, es necesario que el sistema de ecuaciones esté en función de concatenaciones de flujo, siendo necesario que el modelo utilice las concatenaciones de flujo como variables de estado.

Las ecuaciones de ψ_1 y ψ'_2, (1.60), en combinación con la ecuación de ψ_m, (1.62), pueden ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{L1} & 0 \\ 0 & X'_{L2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ \psi_m \end{bmatrix}$$

De estas ecuaciones se puede obtener las corrientes en función de las concatenaciones de flujo.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{L1} & 0 \\ 0 & X'_{L2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_1 - \psi_m \\ \psi'_2 - \psi_m \end{bmatrix} \qquad (1.64)$$

Al sustituir las corrientes en las ecuaciones (1.63), queda expresado ψ_1 y ψ'_2 como funciones únicamente de las concatenaciones de flujo.

$$\begin{bmatrix} p\psi_1 \\ p\psi'_2 \end{bmatrix} = \omega_e \left\{ \begin{bmatrix} v_1 \\ v'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{X_{L1}} & 0 & \frac{R_1}{X_{L1}} \\ 0 & \frac{-R'_2}{X'_{L2}} & \frac{R'_2}{X'_{L2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi'_2 \\ \psi_m \end{bmatrix} \right\} \qquad (1.65)$$

En estas ecuaciones puede observarse que ψ_1 está en función de ψ_1 y ψ'_2 esta en función de ψ'_2, es decir, que cada una está en función de sí misma, lo que a primera vista podría considerarse incorrecto.

Sin embargo, es correcto, si se considera que, partimos de un punto inicial, determinado por ciertas condiciones iniciales, para llegar a determinar un nuevo punto.

Se hace necesario además, que ψ_m sea una función de ψ_1 y ψ'_2 para lo cual en la ecuación (1.62), introducimos a las corrientes de (1.64), en función de ψ_1 y ψ'_2 con lo que se obtiene:

$$\psi_m = X_m\left(\frac{\psi_1 - \psi_m}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2 - \psi_m}{X'_{L2}}\right) \tag{1.66}$$

simplificando y reduciendo esta ecuación se llega a obtener:

$$\psi_m = \frac{1}{\frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X'_{L2}} + \frac{1}{X_m}}\left(\frac{\psi_1}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2}{X'_{L2}}\right)$$

Si definimos:

$$X = \frac{1}{\frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X'_{L2}} + \frac{1}{X_m}}$$

ψ_m en función de ψ_1 y ψ'_2 queda definida por la siguiente relación:

$$\psi_m = X\left(\frac{\psi_1}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2}{X'_{L2}}\right) \tag{1.67}$$

Con esta ecuación queda definido el sistema de ecuaciones para determinar las concatenaciones de flujo.

El sistema de ecuaciones completo queda formado por las ecuaciones que a continuación se describen:

$$\begin{bmatrix} p\psi_1 \\ p\psi'_2 \\ \psi_m \end{bmatrix} = \omega_e\left\{\begin{bmatrix} v_1 \\ v'_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{X_{L1}} & 0 & \frac{R_1}{X_{L1}} \\ 0 & \frac{-R'_2}{X'_{L2}} & \frac{R'_2}{X'_{L2}} \\ \frac{X}{\omega_e X_{L1}} & \frac{X}{\omega_e X'_{L2}} & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi'_2 \\ \psi_m \end{bmatrix}\right\} \tag{1.68}$$

Como puede observarse, cada una de las ecuaciones están en función de concatenaciones de flujo. Además, puede notarse que ψ_m es una relación lineal de ψ_1 y ψ'_2.

De la solución del sistema de ecuaciones, se obtiene ψ_1, ψ'_2 y ψ_m que en sí, puede considerarse como concatenaciones de flujo, con las ecuaciones de (1.64) se puede obtener fácilmente las corrientes i_1 e i'_2.

El modelo matemático del transformador está completo, pero, sin considerar la no linealidad que presenta el hierro del núcleo del transformador,

todo el análisis ha sido realizado asumiendo la linealidad del hierro, es decir, sin considerar la saturación.

1.4.2.1 Representación de la no linealidad del hierro

El estudio de la simulación de transformadores y particularmente la determinación de las corrientes transitorias de magnetización se dificulta principalmente, por lo difícil de modelar las características magnéticas del núcleo y la asimetría del lazo de histéresis [17].

El núcleo de un transformador da una respuesta no lineal a la aplicación del voltaje, es decir, la relación entre la corriente de excitación y el flujo producido, no es lineal, debido a la saturación del hierro del núcleo; como puede verse en la Fig. 1.10, correspondiente a la curva de magnetización de un transformador.

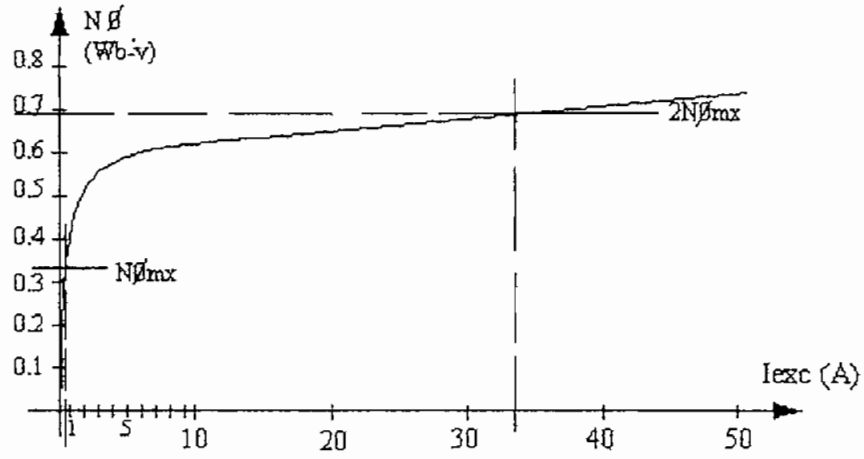


Fig. 1.10 Curva de Magnetización de un Transformador

La relación entre el flujo magnético y la corriente de excitación no tiene una expresión matemática conocida. Por lo tanto, con la ayuda de métodos numéricos y en base a la curva de magnetización se trata de superar esta dificultad.

Para el efecto, es muy importante tener en cuenta que, para condiciones de circuito abierto se tiene que el voltaje de circuito abierto es igual al producto de la reactancia de magnetización por la suma de las corrientes, es decir:

$$v_{ca} = X_m\left(i_1 + i'_2\right) = \psi_m \qquad (1.69)$$

v_{ca} = voltaje de circuito abierto.

Esta aproximación es fundamental para realizar el desarrollo correspondiente [33].

Una curva de magnetización del hierro del núcleo de un transformador es posible expresarle como voltaje de circuito abierto en función de corriente de excitación. Teniendo en cuenta la ecuación (1.69), la curva de magnetización puede ser dibujada como la de la Fig. 1.11, donde puede verse que la pendiente de la recta del entrehierro es igual a 1, es decir que forma un ángulo de 45° con uno de los ejes del sistema de referencia.

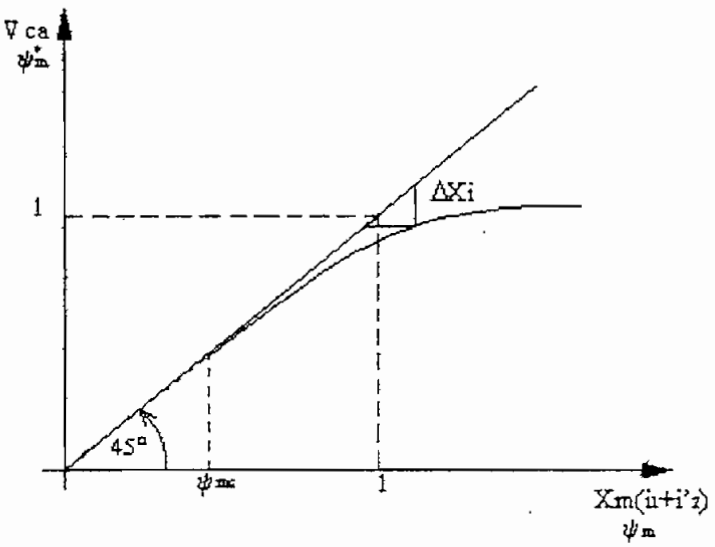


Fig. 1.11

En la Fig. 1.11, mientras la relación permanece en la parte recta, la respuesta del hierro es lineal; pero, a medida que se incrementa la corriente, la curva va perdiendo la linealidad y empieza el denominado "codo" de la curva, es decir, se hace presente la saturación.

En la curva para cada valor de corriente y por tanto de ψ_m, es posible conocer el parámetro ΔXi, que no es más que la diferencia que existe entre la línea del entrehierro (caso de existir linealidad en el hierro) y el valor verdadero de la curva de magnetización, para un mismo valor de corriente. Es decir:

$$\psi_m^* = X_m(i_1 + i'_2) - \Delta Xi \qquad (1.70)$$

Donde ψ_m^* es el valor de ψ_m introducido la no linealidad del hierro del núcleo, (saturado).

Siendo posible obtener un valor de ΔXi para cada valor de ψ_m, se puede construir una curva ΔXi en función de ψ_m^* como se indica en la Fig. 1.12.

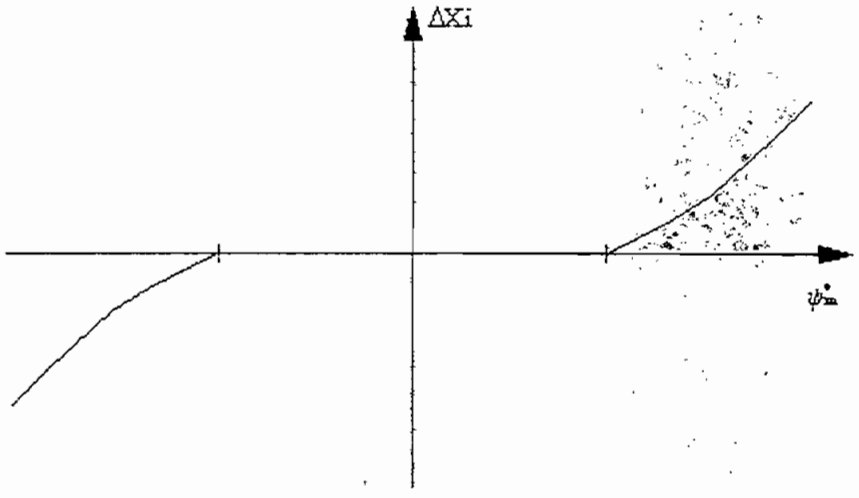


Fig. 1.12.

Una vez conocido ψ_m^*, es necesario introducirlo en las demás ecuaciones. Las ecuaciones de las corrientes en función de las concatenaciones de flujo quedan:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{L1} & 0 \\ 0 & X'_{L2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_1 - \psi_m^* \\ \psi'_2 - \psi_m^* \end{bmatrix} \tag{1.71}$$

Estas corrientes, son reemplazadas en la expresión (1.70) y se obtiene:

$$\psi_m^* = X_m \left(\frac{\psi_1}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2}{X'_{L2}} \right) - X_m \cdot \psi_m^* \cdot \left(\frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X'_{L2}} \right) - \Delta Xi$$

simplificando la ecuación se llega a:

$$\psi_m^* = \frac{X_m}{1 + X_m \left(\frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X'_{L2}} \right)} \left[\left(\frac{\psi_1}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2}{X'_{L2}} \right) - \frac{\Delta Xi}{X_m} \right]$$

Haciendo:

$$X = \frac{1}{\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X'_{L2}}}$$

Se obtiene la expresión:

$$\psi^*_m = X\left(\frac{\psi_1}{X_{L1}} + \frac{\psi'_2}{X'_{L2}}\right) - \frac{X}{X_m} \cdot \Delta Xi \qquad (1.72)$$

Con esta ecuación se introduce la no linealidad del hierro del núcleo del transformador.

Por tanto, teniendo en cuenta la saturación del hierro, las ecuaciones fundamentales del modelo matemático quedan definidas como:

$$\begin{bmatrix} p\psi_1 \\ p\psi'_2 \\ \psi^*_m \end{bmatrix} = \omega_e \left\{ \begin{bmatrix} v_1 \\ v'_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{X_{L1}} & 0 & \frac{R_1}{X_{L1}} \\ 0 & \frac{-R'_2}{X'_{L2}} & \frac{R'_2}{X'_{L2}} \\ \frac{X}{\omega_e X_{L1}} & \frac{X}{\omega_e X'_{L2}} & \left(\frac{-X}{\omega_e X_m \psi^*_m}\right)\Delta Xi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi'_2 \\ \psi^*_m \end{bmatrix} \right\} \qquad (1.73)$$

Puede notarse las ventajas de introducir la no linealidad del hierro por medio de concatenaciones de flujo, se logra el efecto sin mayor dificultad. Si bien es cierto que, se puede introducir la no linealidad del hierro en función de la corriente, existe el inconveniente que las corrientes obtenidas de la resolución de la ecuaciones diferenciales (1.63), deben ser puestas en términos de flujos para introducir la saturación del hierro y una vez realizado este paso, volver a términos de corrientes para resolver las ecuaciones diferenciales. Todo este proceso dificulta la introducción que no sucede al hacerlo por medio de concatenaciones de flujo donde se tiene un proceso uniforme [32].

1.4.3 Modelación armónica

Adicionalmente, se presenta otra técnica para modelar transformadores bajo condiciones no sinusoidales. La mayoría de resultados experimentales demuestran que la resistencia de los devanados y las inductancias de dispersión podrían considerarse constantes en las pruebas del transformador;

por tanto, lo que se asume en 1.4.2.1 es valido, es decir, toda no linealidad está confinada en las características del núcleo. A continuación se presenta un modelo que se basa en una aproximación en el dominio de la frecuencia para su resolución [1], en este se considera las pérdidas por histéresis, pérdidas por corrientes de eddy y la saturación en el núcleo.

Las pérdidas totales en el núcleo del transformador, pueden ser determinadas de la ecuación de pérdida en el núcleo [26],

$$P_{fe} = P_h + P_e = K_h B^s f + K_e B^2 f^2 \tag{1.74}$$

donde P_h y P_e, son las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy respectivamente; K_h y K_e son constantes; B es el valor máximo de la densidad de flujo magnético; f es la frecuencia de la excitación; y s es el exponente de Steinmetz, cuyo valor se encuentra en el rango típico de 1.5 a 2.5, dependiendo del acero del núcleo del transformador. Si el voltaje que produce el flujo en el núcleo es sinusoidal con magnitud rms E y frecuencia f, la ecuación anterior puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$P_{fe} = K_h f^{1-s} E^s + K_e E^2 \tag{1.75}$$

donde $K_h \neq K_h$ y $K_e \neq K_e$.

A pesar que la aplicación del principio de superposición es incorrecto para circuitos no lineales, en algunos casos este puede ser aplicado cuidadosamente para aproximar una solución. Si la superposición es aplicada para (1.75), las pérdidas en el núcleo debidas a las componentes armónicas individuales pueden ser estimadas. En efecto, elementos de admitancia pueden ser definidos para modelar tanto las pérdidas por histéresis como las debidas a corrientes de eddy, dividiendo (1.75) por el cuadrado del voltaje rms, de cada armónica. Definiendo dos conductancias G_h (para cuantificar las pérdidas por histéresis) y G_e (para cuantificar las pérdidas por corrientes de eddy):

$$G_h = K_h f^{1-s} E^{s-2} \tag{1.76}$$

$$G_e = K_e. \tag{1.77}$$

La característica de magnetización del transformador puede ser descrita por una expresión polinomial de la corriente de magnetización, i_M, en términos de la concatenación de flujo del núcleo, λ:

$$i_M = A_0 + A_1\lambda + A_2\lambda^2 + A_3\lambda^3 + \ldots\ldots \qquad (1.78)$$

Los circuitos de los modelos desarrollados basados en esta aproximación, son ilustrados en las Figs 1.13 y 1.14, y se los denomina, Modelos No Lineales 1 y 2, para referirlos posteriormente al describir la contrastación experimental en la sección 2.1.2 del capítulo 2.

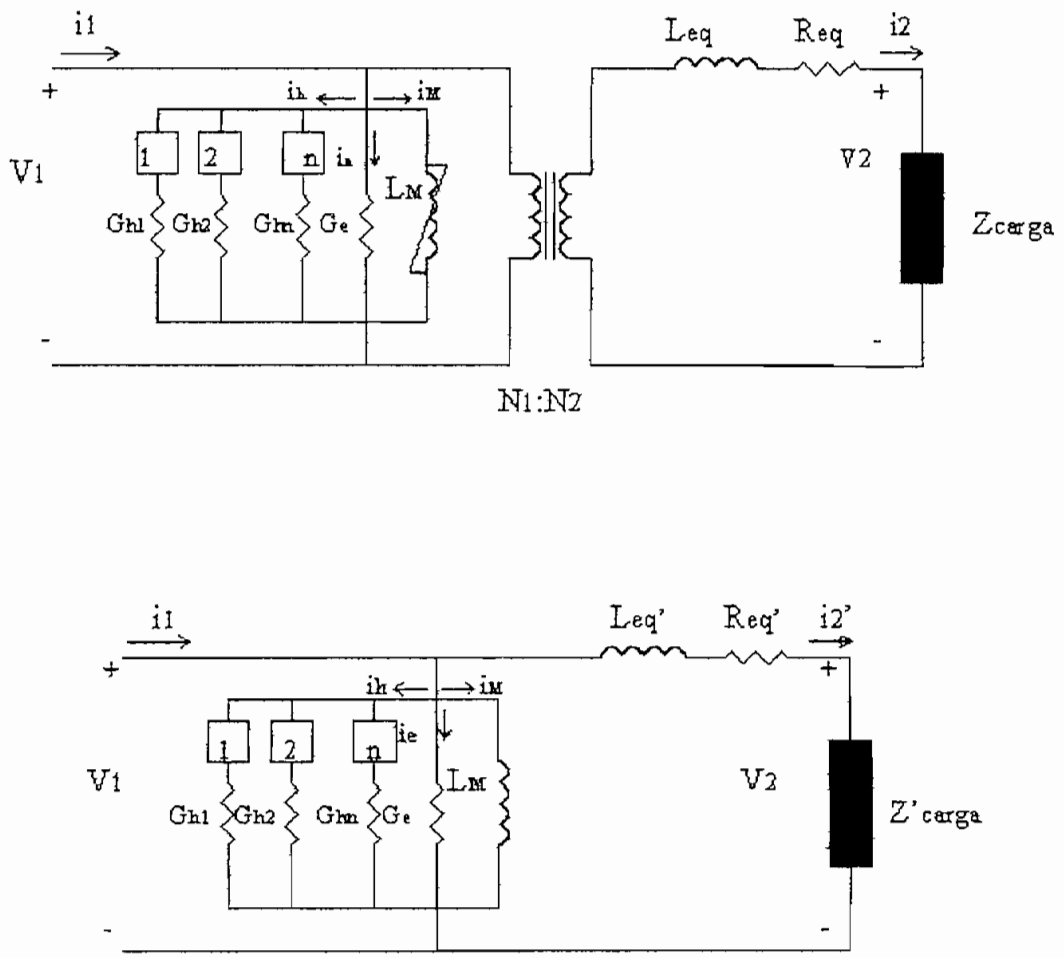


Fig. 1.13 Modelo No Lineal 1

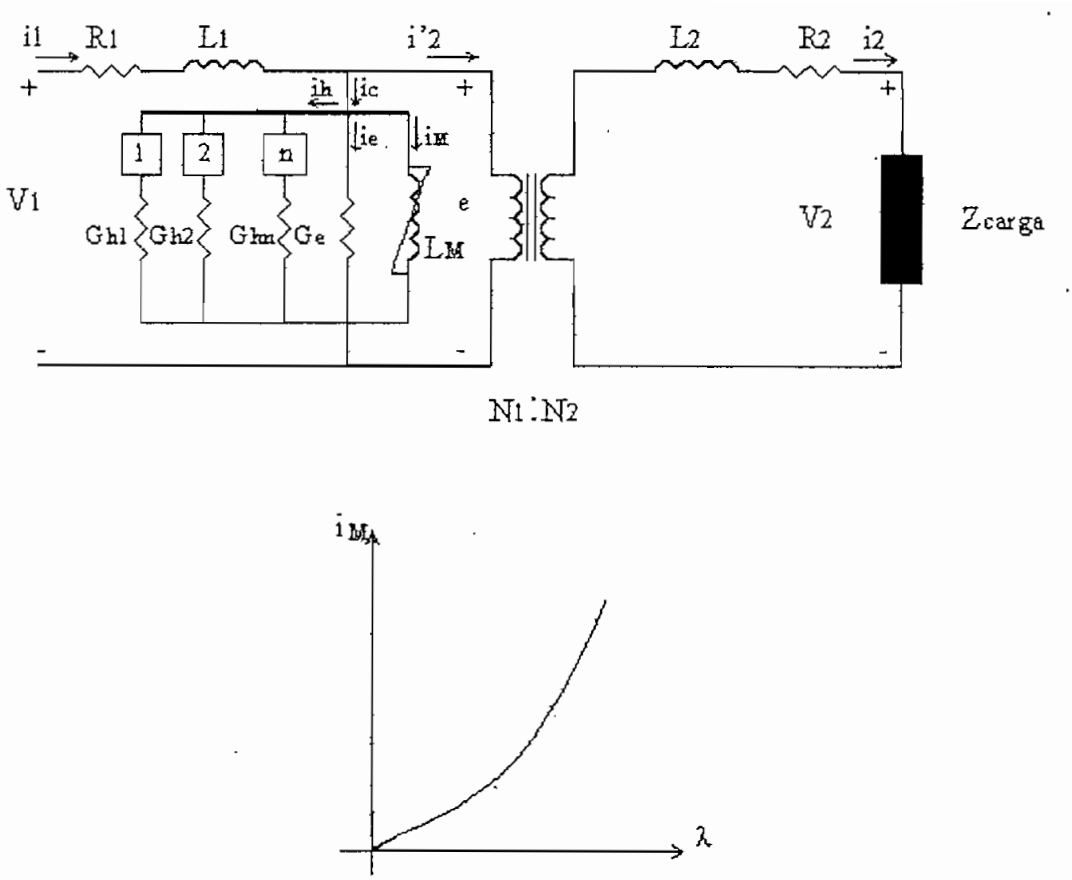


Fig. 1.14 Modelo No Lineal 2

Los cuadros pequeños en serie con los elementos de pérdidas por histéresis son filtros ideales que permiten pasar solamente las componentes armónicas específicas de la corriente i_h, para fluir por el adecuado G_h. El análisis del modelo 1 es particularmente simple puesto que la excitación es el voltaje en derivación al núcleo.

Desafortunadamente los modelos de las Figs. 1.13 y 1.14, son muy complejos, pues para poder obtener las constantes del circuito se requiere de un análisis con fasores y transformada rápida de Fourier, además de algoritmos computacionales para obtener resultados inmediatos. Estos modelos son los que más se aproximan a una representación del transformador bajo condiciones no lineales a pesar de que se ha tomado en cuenta el principio de superposición en un circuito no lineal. Un análisis tan minucioso como el sugerido en estos modelos se lo recomienda cuando se tenga factores de distorsión mayores al 30 % [1].

CAPITULO 2

CAPITULO 2: LAS ARMONICAS EN EL CIRCUITO MAGNETICO

2.1 Modelo matemático del núcleo bajo influencia de armónicas

Los efectos introducidos por la no linealidad del núcleo de hierro son: saturación, histéresis y corrientes de eddy. Dependiendo de la aplicación del transformador, para analizar la no linealidad de su núcleo de hierro se considera solo dos de los efectos señalados, despreciando el restante, pero la mayoría de veces siempre que se considera la histéresis, necesariamente se debe considerar las corrientes de eddy, porque el efecto que estas introducen es significativo. Los tres efectos se toman en cuenta cuando se analizan núcleos no laminados de aceros isotrópicos o de aceros de grano simple. Además, la decisión en la elección de los efectos a considerar en un estudio se hace en base a un análisis de circuitos y empleando criterios resultados de la experiencia [18].

Existen algunos modelos de fácil uso como por ejemplo el EMTP (Electromagnetic Transients Program) para modelar núcleos saturables. Inclusive en la literatura técnica algunos autores proponen métodos basados en una aproximación polinomial de la característica de saturación; en los cuales las láminas se discretizan y las ecuaciones de Maxwell más relevantes son escritas en forma discretizada; además, estas son linealizadas en términos de variables incrementales en dominio armónico y resueltas iterativamente para B, H y E. Esta modelación se realiza en el dominio armónico, es decir, en términos de fasores que representan las diferentes armónicas debidas a la característica de saturación no lineal del núcleo. En la referencia [2] se presenta un método computacional numérico para la representación periódica en estado estable (generalmente, no sinusoidal), del núcleo de hierro tomando en cuenta la saturación y el efecto skin.

Lo anterior pone de manifiesto que una modelación rígida del núcleo requiere de conocimientos avanzados de matemáticas y métodos numéricos computacionales, lo cual no es el objetivo general de este trabajo.

En 1.4 se expusieron dos modelos no lineales del transformador. En el uno se asume que la curva de saturación contiene toda la no linealidad del núcleo y en el otro se consideran los tres efectos que introduce la no linealidad

del mismo. Una manera de considerar todos los efectos de la no linealidad del núcleo excitado con ondas distorsionadas de voltaje en estado estable es mediante la medida experimental de su lazo de histéresis, en la sección 2.1.1 se presenta una modelación sencilla del núcleo magnético que considera esta característica; además, en las secciones 2.3.2.1 y 2.3.4, se presentan otros dos modelos matemáticos para el núcleo, en los cuales se destaca principalmente, el efecto que las armónicas de voltaje causan sobre las pérdidas por corrientes de eddy cuando el núcleo trabaja en sistemas eléctricos contaminados por armónicas, las pérdidas estimadas por los modelos se comparan con mediciones experimentales.

2.1.1 Metodología

El procedimiento está basado en una aproximación que desarrolla un modelo favorable para un análisis completo en el dominio del tiempo. Tal modelo elimina la necesidad de hacer cualquier suposición respecto a la superposición, pero es complicado por la necesidad de obtener una buena representación en el tiempo del núcleo no lineal.

El núcleo es modelado por el lazo i-λ, como se muestra en la Fig. 2.1, el cual contiene todos los efectos en el núcleo, tales como: pérdida por histéresis, pérdidas por corrientes de eddy y saturación. Aunque convencionalmente esta característica es dibujada como λ versus i, la representación i-λ, es más usada para el propósito. Las expresiones matemáticas que describen el lazo son:

$$\begin{aligned} i &= A + Be^{C\lambda} && \text{segmento I} \\ i &= D + Ee^{F\lambda} && \text{segmento II} \\ i &= -D - Ee^{-F\lambda} && \text{segmento III} \\ i &= -A - Be^{C\lambda} && \text{segmento IV} \end{aligned} \qquad (2.1)$$

donde cada segmento esta definido en la Fig. 2.1.

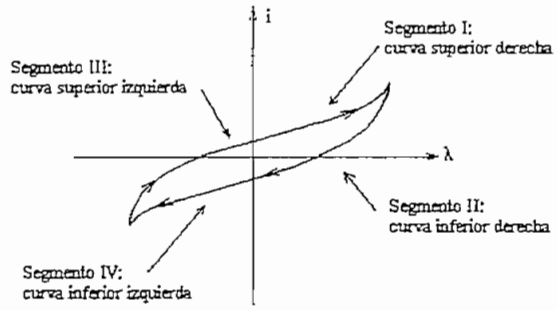


Fig. 2.1, Lazo de histéresis para la modelación en el dominio del tiempo.

La mayor dificultad que se presenta en esta aproximación en el dominio del tiempo, es que para un valor dado de concatenación de flujo máximo λ_{max}, el lazo es determinado experimentalmente de una manera sencilla. Sin embargo, para λ_{max} variable, el lazo no solamente cambia en tamaño sino también en forma. Puesto que esos cambios en forma son particularmente difíciles de predecir, la aproximación, desprecia las variaciones en forma y asume que los cambios en tamaño son lineales. Esta cantidad escala la característica en las direcciones de λ y de i, para diferentes valores de λ_{max}.

El Modelo No Lineal 3, en el dominio del tiempo es representado en la Fig. 2.2, y se lo denomina de esta manera para referirlo más adelante en la descripción de la contrastación experimental.

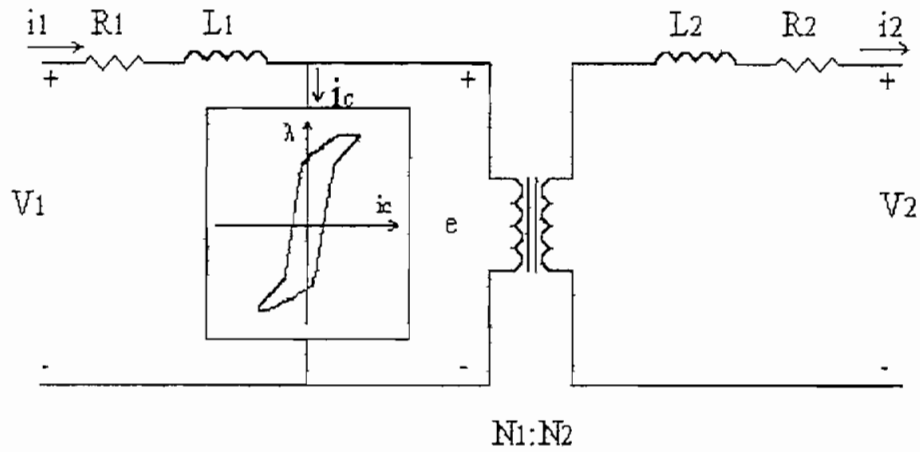
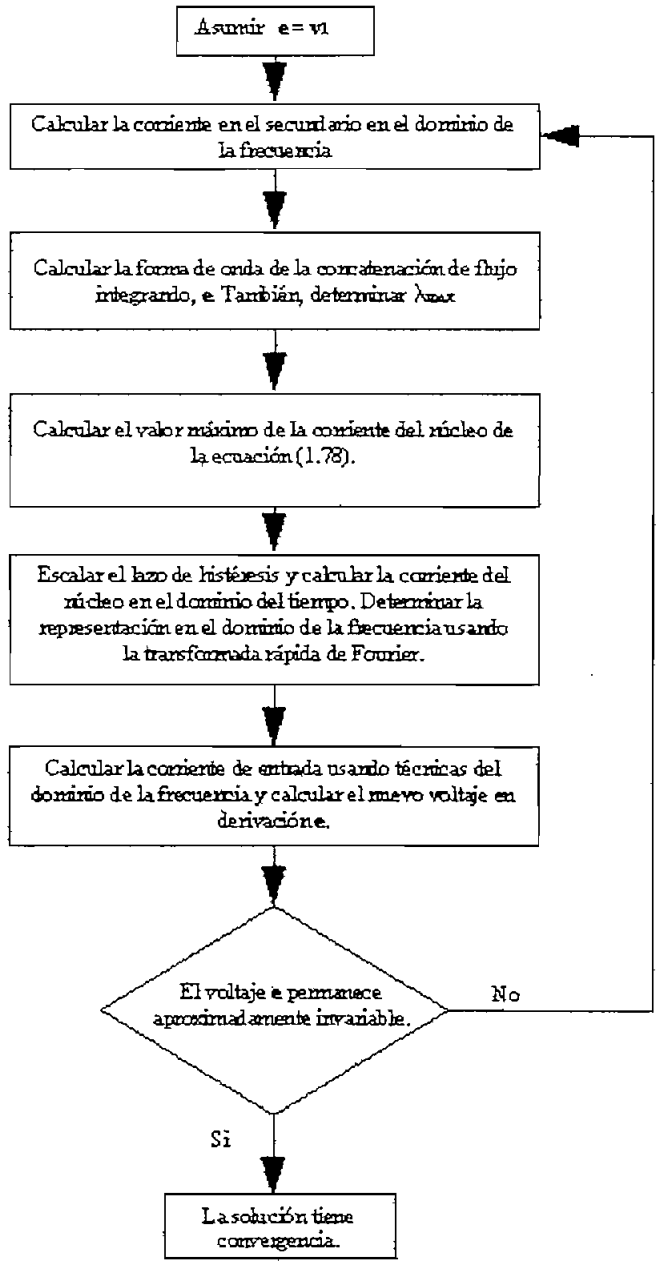


Fig. 2.2 Modelo No Lineal 3.

Mediante el siguiente diagrama de flujo se puede resolver este modelo:



2.1.2 Aplicación a un caso

Con el fin de verificar y evaluar los modelos no lineales expuestos en las secciones 1.4.3.1 y 2.1.1, D. Green en la Ref. [1], realiza una comparación entre la respuesta experimental de un transformador a una excitación específica y las respuestas estimadas por los modelos no lineales, además estas se comparan con la respuesta del típico modelo lineal "exacto", Fig. 2.4. Para esto se utilizó un transformador de prueba del laboratorio de la General Electric con los dos devanados diseñados para trabajar en condiciones

nominales de 60 V y 5 A cada uno. Cabe recalcar que el uso de éste transformador es poco usual en la industria, sin embargo presenta las mismas no linealidades básicas como los transformadores de potencia.

Antes de llevar a cabo las pruebas en el transformador, se determinaron los parámetros para la implementación de los modelos no lineales. Los parámetros de los devanados fueron determinados llevando a cabo una prueba de cortocircuito con corriente y frecuencia nominal y se asumió que la resistencia y la inductancia de dispersión están igualmente distribuidas entre los dos devanados. En esta prueba se determinó que el efecto skin es despreciable para frecuencias comprendidas en el rango de 0 a 3000 Hz [1].

En los Modelos No Lineales 1 y 2 expuestos en la sección 1.4.3 del Capítulo 1, las pérdidas en el núcleo están dadas por los elementos admitancia G_h y G_e, los cuales dependen de las constantes k_h, k_e y de s como se define en las ecuaciones (1.75), (1.76) y (1.77). El método empleado para determinar esos parámetros fue mediante la toma de repetidas mediciones de las pérdidas en el núcleo para diferentes valores de voltaje y frecuencia adecuando estas a la ecuación (1.75) con el error de mínimos cuadrados entre pérdidas medidas y calculadas en el núcleo. La mejor aproximación posible para la curva de saturación del transformador de prueba fue obtenida sintetizando un polinomio de cuarto orden de la forma de onda de la corriente de circuito abierto y de la información de las pérdidas en el núcleo. El lazo i-λ que modela el núcleo en el modelo de la Fig. 2.2, fue hallado de manera similar. Para evaluar la exactitud de los modelos desarrollados fue llevada a cabo una verificación analítica y experimental determinando la respuesta del transformador a diferentes excitaciones variando el grado de distorsión de la onda de prueba inicial de la Fig. 2.3. Las excitaciones fueron aplicadas al transformador para condiciones de carga y de vacío. Un sistema compuesto de un sintetizador de formas de onda de baja potencia accionado por un computador personal y un amplificador de potencia dc fue construido para emplearlo como fuente de armónicas. Este arreglo permite especificar las componentes armónicas individuales de la excitación. Todas las medidas fueron realizadas usando un analizador de armónicas, el cual entregaba una

descripción completa de corrientes, voltajes y potencias complejas de primario y secundario hasta la 50a armónica.

La comparación de la respuesta del transformador estimada por los Modelos No Lineales 1, 2 y 3 con los resultados experimentales, se llevo a cabo mediante un programa computacional, que analiza los modelos y hace las comparaciones. El programa (XFMR, señalado en la Ref. [1]), analiza la respuesta para una excitación específica hasta la 50a. armónica. La corrida del programa, incluye un análisis de respuesta armónica y una comparación entre las respuestas analítica y experimental del transformador Fig. 2.4.

El voltaje de excitación empleado en dicho estudio se presenta en la Fig. 2.3. El contenido armónico de esta señal está dado en la Tabla 2.1. El secundario del transformador de prueba estuvo abierto.

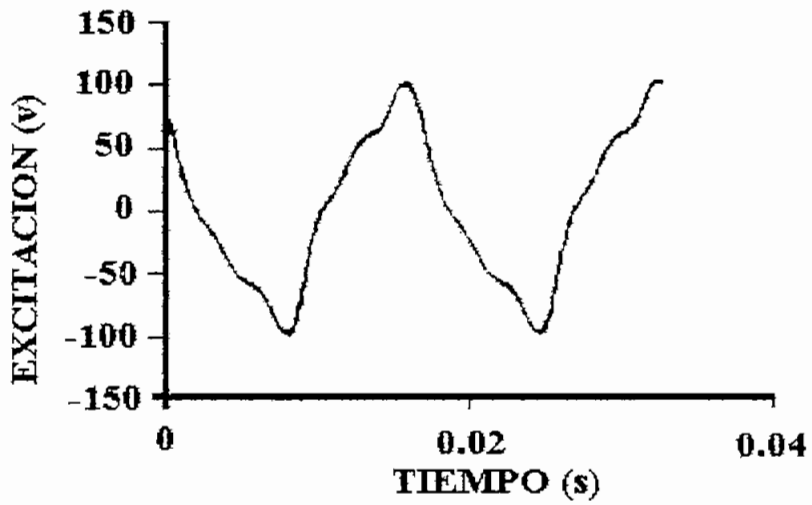


Fig. 2.3 Voltaje de excitación para el ejemplo.

TABLA 2.1

CONTENIDO ARMONICO PARA LA EXCITACION DE LA FIG. 2.3

Armónicas	Voltaje RMS(V)	Angulo (grados)
1	59.55	27.4
3	11.30	6.9
5	5.95	0.0

El espectro de la potencia de entrada de la Fig 2.4, pone en evidencia la exactitud de los modelos no lineales.

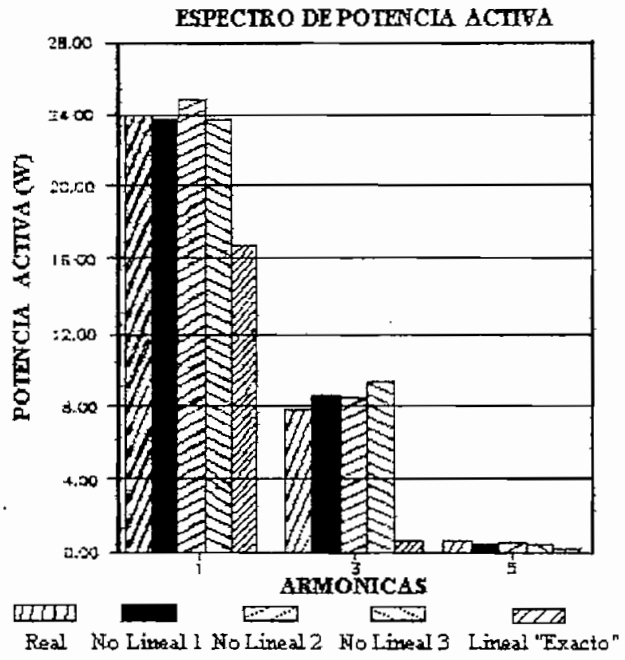


Fig. 2.4 Espectro de potencia activa, experimental y estimado para condición de vacío.

Puesto que la componentè fundamental de la potencia activa es mucho mayor que las otras componentes armónicas, el espectro de potencia para la condición de carga no se presenta. Sin embargo los resultados indican que los Modelos No Lineales 1 y 2 de las Figs. 1.13 y 1.14, dan los mejores resultados generales para este caso.

2.1.2.1 Resultados generales

Para evaluar profundamente los modelos analíticos del transformador, se realizaron varias pruebas en dicho estudio [1]. Como se esperaba, el modelo lineal del transformador considerado, no proporciona buenos resultados bajo influencia armónica. Los Modelos No Lineales en el dominio de la frecuencia 1 y 2, dan resultados aceptables en todos los casos, excepto cuando hay más de un cruce por cero en cada ciclo del voltaje de excitación; en este caso se produce un lazo de histéresis menor en la característica i-λ del transformador. El Modelo No Lineal 3 de la Fig. 2.2, prueba que es poco confiable para predecir la respuesta del transformador bajo influencia de armónicas. La poca confiabilidad puede ser atribuida al método con el cual es ajustado el lazo de histéresis para valores variables de concatenaciones de

flujo máximo. La suposición de la constancia en la forma del lazo es limitada para las concatenaciones de flujo máximas cerca del valor nominal.

2.2 Altas frecuencias en el núcleo

Las ondas distorsionadas de voltaje presentes en las redes de distribución debidas a las fuentes de corrientes armónicas en estado estable, hacen prever que en los núcleos de los transformadores de distribución están presentes frecuencias armónicas cuyas amplitudes dependen del grado de distorsión de la onda de voltaje, el efecto principal de estas ondas distorsionadas es el aumento de las pérdidas en el núcleo, lo que disminuye la eficiencia del transformador. Conviene anotar la diferencia entre frecuencias armónicas y altas frecuencias, estas últimas se encuentran comúnmente en el campo de las comunicaciones, por ejemplo, la banda de frecuencias audibles comprendida aproximadamente entre 16 y 20 kHz. Las frecuencias armónicas son múltiplos de la fundamental normalmente 60 Hz, en los estudios de armónicas se consideran hasta la 25a o 50a, según el caso.

Los transformadores pequeños de núcleo de hierro usados como dispositivos de acoplamiento en circuitos electrónicos para comunicaciones funcionan a diferentes rangos de frecuencias, siendo estas: intermedias, altas y bajas. En estos transformadores el núcleo es macizo, y de un material especial llamado ferrita; actualmente los núcleos de los transformadores de las fuentes conmutadas de energía que contienen los computadores personales son de ferrita. "Debido a que las ferritas poseen resistividades eléctricas muy elevadas, la pérdida de potencia es poca a frecuencias elevadas. Las ferritas con lazo de histéresis estrecho, se utilizan ampliamente en transformadores y núcleos para inductancias en los cuales es esencial una respuesta a velocidades elevadas, y pérdidas de potencia muy bajas a frecuencias altas" [30]. Puesto que la densidad de flujo magnético disminuye inversamente con el aumento de la frecuencia las pérdidas en el núcleo de estos transformadores es despreciable, lo cual se puede concluir analizando la ecuación (1.74).

El núcleo de hierro de los transformadores de potencia es laminado para que a 60 Hz (generalmente la frecuencia de los sistemas de potencia), el efecto skin sea poco significativo. Las armónicas son generadas debidas a la saturación en el flujo o en la intensidad de campo magnético, y para aquellas

la distribución espacial no es uniforme. En altas frecuencias de excitación el efecto skin será aun más pronunciado, el cual no puede ser calculado analíticamente debido a la naturaleza no lineal del fenómeno.

Las pérdidas en el núcleo dependen de la frecuencia por lo que en el diseño se debe hacer un balance entre el efecto que causa el aumento de la frecuencia en las características eléctricas y magnéticas del material y las pérdidas, se debe considerar además un análisis de costos. Al diseñar un transformador para trabajar en altas frecuencias, los técnicos hacen diferentes diseños, escogiendo siempre el uso de cables transpuestos en vez de conductores sólidos y colocando más ductos de enfriamiento.

A 60 Hz, el efecto principal del núcleo de hierro en el transformador es aumentar mucho su inductancia de magnetización. Sin embargo, el empleo de hierro introduce fenómenos secundarios que pueden llevar consigo efectos perniciosos. Las pérdidas en el núcleo inherentes al hierro sometido a imanación variable con el tiempo pueden afectar al circuito en forma contraproducente o bien originar el calentamiento del núcleo y limitar la utilidad del dispositivo.

Al ir aumentando la frecuencia, las ventajas del núcleo de hierro laminado van siendo menos marcadas. El aumento de las pérdidas en el núcleo con la frecuencia pueden hacer excesiva la resistencia aparente. El efecto apantallador de las corrientes de eddy puede hacerse tan grande a frecuencias elevadas, que la permeabilidad aparente del núcleo en corriente alterna puede hacerse apreciablemente menor que su valor a frecuencias bajas. Por lo tanto la inductancia aparente puede disminuir.

"En vista que el área del lazo de histéresis representa la energía que se pierde como calor durante cada ciclo, cuando menor sea el área, menor será la pérdida de potencia, y mayores las posibilidades de usar, el núcleo a frecuencias elevadas" [30]. Por lo tanto, se concluye que un transformador previsto para trabajar bajo influencia de armónicas, debe tener un lazo de histéresis angosto.

Como referencia en las Figs. 2.5 y 2.6, se presentan unas curvas experimentales de las pérdidas de un núcleo de un transformador en función de la frecuencia a diferentes densidades de flujo magnético, en las cuales se

observa, que las pérdidas en el núcleo aumentan proporcionalmente con la frecuencia y la densidad de flujo magnético.

Para todos los cálculos en que se precise un conocimiento exacto de la pérdida en el núcleo, los únicos datos fidedignos son los obtenidos experimentalmente en muestras del verdadero material que va emplearse [26]. Si hay que considerar dominios de frecuencias y de densidades de flujo magnético, estos datos podrán expresarse de manera conveniente en forma de curvas representativas de la pérdida total en el núcleo como las de las Figs. 2.5 y 2.6, aplicables a una calidad de acero al silicio para transformadores que contienen aproximadamente un 1% de silicio.

En la Fig. 2.5, se da la pérdida total en vatios por libra en función de la frecuencia para diferentes valores de la densidad de flujo magnético máxima B_{max}. En la Fig. 2.6, se presentan los mismos datos en función de B_{max} para valores diferentes de la frecuencia. De estas curvas puede obtenerse la pérdida total por kilo para una amplia variedad de condiciones. Las escalas son logarítmicas.

De las formas de las curvas en escalas log-log se deducen unas expresiones empíricas relativamente sencillas para representar las pérdidas. Las curvas de p_n en función de B_{max} de la Fig. 2.6, para distintas frecuencias son casi rectas paralelas, lo que indica empíricamente que la pérdida total varía, en el dominio indicado, como una cierta potencia de B_{max}. Comparando los datos de las rectas de trazos de la Fig. 2.5, con los datos de las curvas, se ve que la pérdida total puede suponerse que varía proporcionalmente a una cierta potencia de la frecuencia f entre 30 y 500 Hz con un error no mayor de 10 % [26]. Luego, se sugiere como expresión empírica de la pérdida total por unidad de volumen una expresión de la forma:

$$p_n = Cf^n (B_{max})^m \tag{2.2}$$

donde C, n y m dependen de las propiedades del material en cuestión. La medida de las pendientes en la Figs. 2.5 y 2.6, en que las escalas de abcisas y

de ordenadas son las mismas, da aproximadamente los valores n y m que resulta ser: 1.36 y 1.71, para f en Hz y B en gauss.

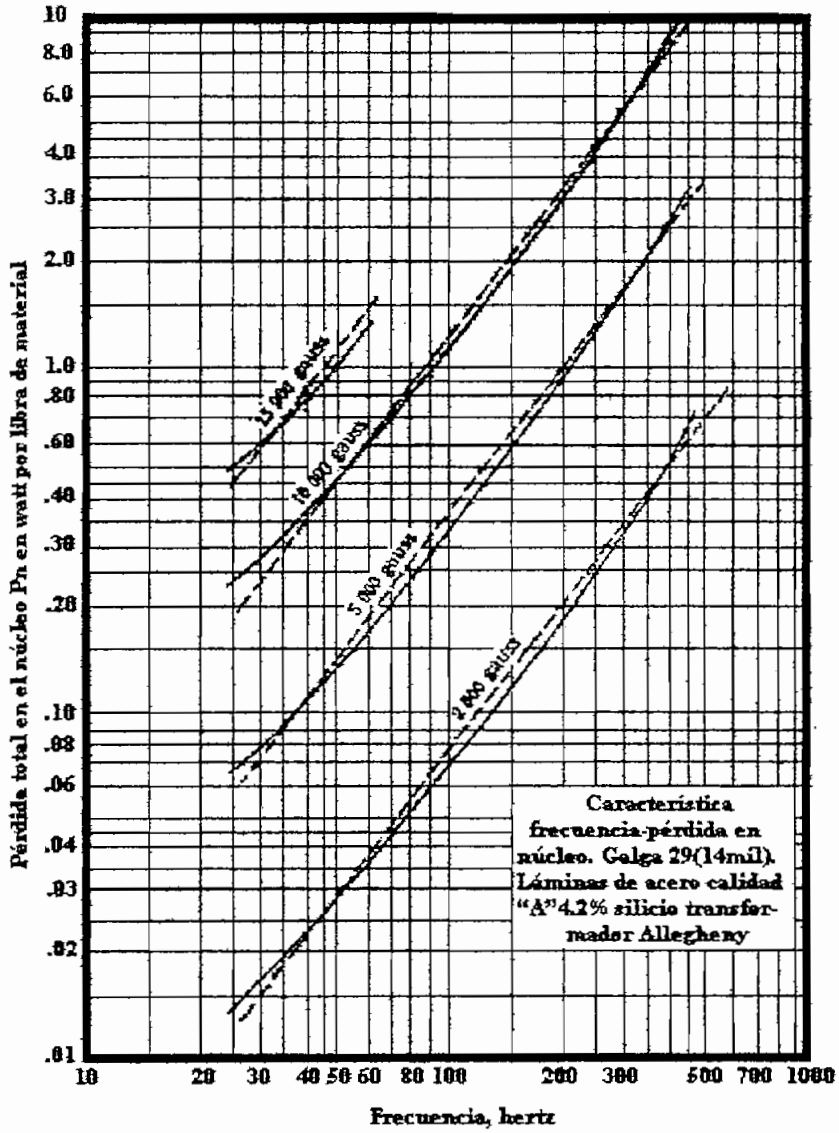


Fig. 2.5

. Para una densidad de flujo magnético máxima de 10 000 G y una frecuencia de 60 Hz, el valor del coeficiente C para las unidades empleadas y para material de espesor 14 milésimas de pulgada, galga 29, es:

$$C = \frac{0.60}{60^{1.36}10000^{1.71}} = \frac{0.60}{261x6.91x10^{6}} = 3.32x10^{-10},$$

o sea,

$$p_n = 3.32x10^{-10} f^{1.36} B_{max}^{1.71} W/lb \qquad (2.3)$$

para este acero y galga particulares. Esta forma de relación suele ser útil para la labor analítica en la que se considera un dominio de densidades de flujo y de frecuencias.

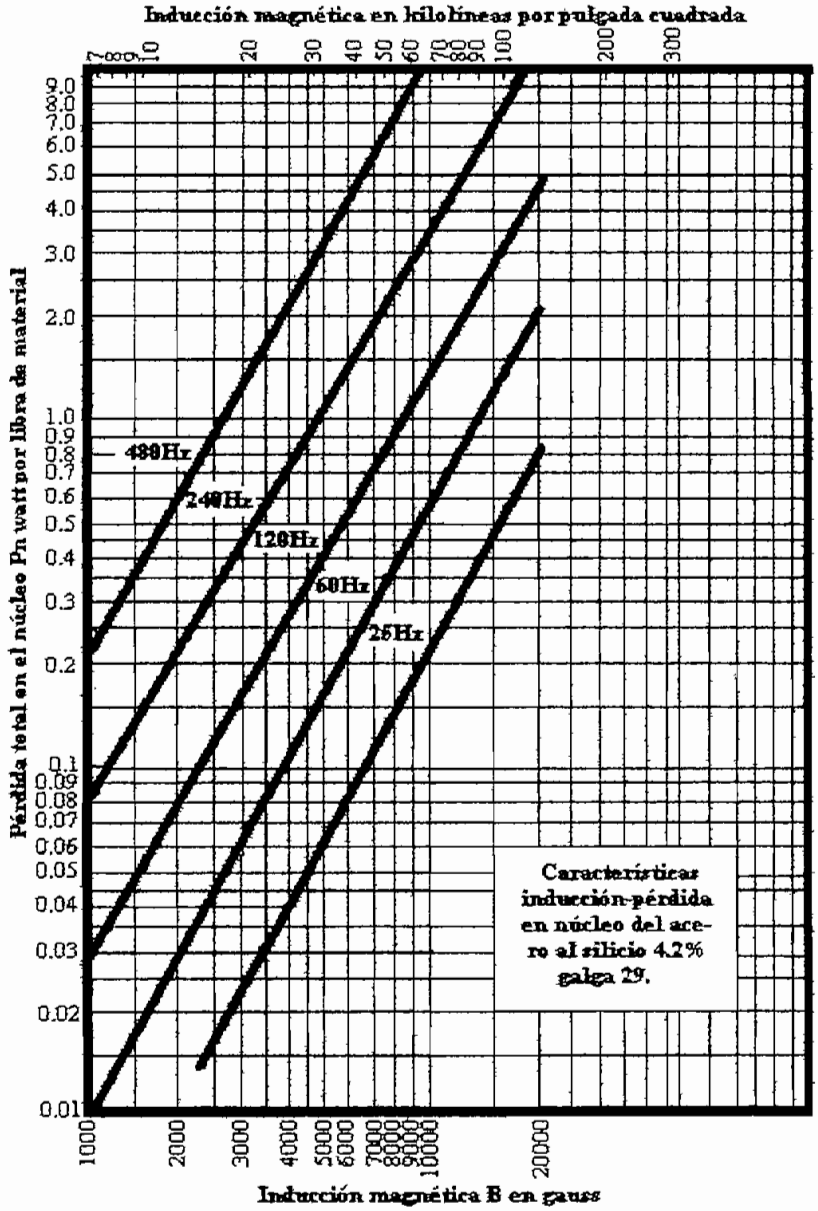


Fig. 2.6

2.2.1 Armónicas Pares e Impares

Un breve desarrollo matemático, permite deducir que una onda no sinusoidal simétrica respecto al eje de las abcisas, contiene solamente armónicas impares [26].

En el núcleo de un transformador que alimenta una carga no lineal habrá una superposición de armónicas impares de corriente, debidas tanto a la

corriente de excitación como a la componente de corriente no sinusoidal del secundario reflejada en el primario.

Si las ondas distorsionadas de corriente tienen picos asimétricos, su descomposición en series de Fourier contiene componentes seno y coseno de armónicas impares; debido a que la componente seno fundamental está en cuadratura con el voltaje inducido, no contribuye a la potencia media absorbida por el núcleo, solo la componente coseno fundamental tiene igual fase y frecuencia que el voltaje inducido E, por lo tanto contribuye a la potencia media absorbida por el núcleo. Ninguna de las restantes componentes de corriente contribuye a la potencia media absorbida por el núcleo, por ser sus frecuencias diferentes al voltaje inducido.

En la práctica las ondas no sinusoidales de corriente siempre tendrán una ligera cantidad de componente dc, lo cual justifica la presencia de armónicas pares en las medidas de muestras de corrientes y voltajes no sinusoidales en transformadores que alimentan cargas no lineales, estas armónicas pares pueden contribuir a la saturación del núcleo del transformador. Las armónicas pares son generalmente indeseables, e indican componentes de falla u otro problema; además aparecen armónicas pares en las corrientes Inrush de energización de un transformador.

2.3 Distorsión armónica y pérdidas en el núcleo

Las armónicas de corriente generadas por las cargas no lineales fluyen a través de la impedancia de cortocircuito del sistema de distribución, provocando distorsión de voltaje en la barra de la subestación. En la práctica, se atribuye a lo expresado, la razón por la cual la onda de voltaje que entrega la empresa eléctrica a los usuarios no es una sinusoidal pura.

En la recomendación práctica de la IEEE, 519-1992, para controlar armónicas en sistemas eléctricos de potencia, se estipula los límites de distorsión armónica de voltaje en las barras de un sistema de distribución de acuerdo al voltaje nominal del sistema.

Las ondas distorsionadas de voltaje afectan a los transformadores de distribución incrementando sus pérdidas en el núcleo; debido a que los transformadores están diseñados para entregar la potencia requerida a las cargas conectadas con el mínimo de pérdidas a frecuencia fundamental. La

distorsión armónica tanto de la corriente como la del voltaje contribuyen significativamente al calentamiento adicional del transformador.

Cuando la corriente de carga del transformador contiene componentes armónicas, los efectos que producen son:

- *Pérdidas por corrientes de eddy*, estas corrientes son inducidas en el transformador debidas a los flujos magnéticos. Estas corrientes inducidas fluyen en los devanados, en el núcleo y en otras estructuras conductoras del transformador sujetas a campos magnéticos y causan calentamiento adicional. Esta componente de las pérdidas del transformador aumenta con el cuadrado de la frecuencia de la corriente por causa de las corrientes de eddy. Por lo tanto, esta componente de las pérdidas del transformador tiene mucha influencia en el calentamiento debido a las armónicas.
- "*Pérdidas en el núcleo,* el aumento en las pérdidas del núcleo por la presencia de armónicas depende del efecto de las armónicas en el voltaje aplicado y del diseño del núcleo del transformador. El incremento de la distorsión de voltaje puede aumentar las corrientes de eddy en las láminas del núcleo. El impacto neto que esto tendrá depende del espesor de las láminas del núcleo y de la calidad del material del mismo. El aumento de estas pérdidas no es generalmente crítica como en los devanados" [29].

Las pérdidas en el núcleo se deben a dos causas: a) la tendencia del material a conservar su imanación o a oponerse a una variación de imanación, que ocasiona las llamadas *pérdidas por histéresis*, y b) el calentamiento por efecto Joule que aparece en el material a consecuencia de las corrientes de eddy que se inducen en él, al ser variable el flujo con el tiempo; esto constituye las *pérdidas por corrientes de eddy.* Las pérdidas por histéresis se deben a la tendencia de la característica B(H) del material de recorrer un lazo cuando se aplica a dicho material un campo magnético cíclico. El fenómeno conocido con el nombre de histéresis es el resultado de la propiedad del material de conservar su imanación o de oponerse a una variación del estado magnético. La pérdida por histéresis es la energía convertida en calor a causa del fenómeno de la histéresis y, según suele interpretarse, está asociada solamente a una variación cíclica de fuerza magnetomotriz. Las pérdidas por corrientes de eddy están originadas por corrientes en el material magnético, y

estas corrientes están producidas por fuerzas electromotrices inducidas por los flujos variables. La suma de las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy recibe el nombre de *pérdida total en el núcleo.*

En los circuitos magnéticos saturables como es el caso de los transformadores, las pérdidas en el hierro dependen de las excursiones máximas de la densidad de flujo en el interior de las porciones de hierro. Puesto que el desfasaje de las densidades de flujo de las armónicas con respecto a la fundamental determina el valor pico a pico de la densidad de flujo resultante, esos desfases de las armónicas influye en las pérdidas en el núcleo de hierro de dispositivos magnéticos no lineales. Los efectos de armónicas en el voltaje terminal de transformadores pueden ser estudiados usando sus circuitos equivalentes. En definitiva, éstas armónicas aumentan las pérdidas, las mismas que acortan la vida útil del dispositivo, aún su confiabilidad en el servicio [3].

El aumento de las pérdidas es mayor en las porciones de hierro que están más próximas a los devanados que conducen corrientes armónicas, y es menor en las porciones de hierro que están más lejos de tales devanados. La presencia de armónicas de voltaje producen corrientes armónicas en los devanados primarios y secundarios, lo cual se traduce en una elevación de la temperatura.

2.3.1 Ventajas del tratamiento del material del núcleo

En los transformadores proyectados para funcionar a voltajes y corrientes nominales con formas de onda sinusoidal, siempre se debe realizar un estudio del tratamiento del material del núcleo, con el fin de disminuir las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy, así como para poder prever un balance entre las otras propiedades que caracterizan el funcionamiento del mismo, tales como: resistividad, permeabilidad y robustez mecánica. Con mayor razón se debe analizar las condiciones mínimas que debe cumplir el material del núcleo cuando se diseña un transformador para alimentar cargas no lineales.

Los materiales magnéticos en un transformador se usan para maximizar el acoplamiento entre los devanados, así como para disminuir la corriente de excitación necesaria para la operación del transformador.

Los *materiales ferromagnéticos*, compuestos de hierro y sus aleaciones con cobalto, tungsteno, níquel, aluminio y otros metales, son los materiales magnéticos más comunes. Aunque estos materiales se caracterizan por una amplia gama de propiedades, los fenómenos básicos responsables de sus propiedades magnéticas son comunes a todos ellos.

La relación entre el campo magnético H y la densidad de flujo magnético B que se crea en un material ferromagnético reviste una importancia extraordinaria en la utilización técnica del material. Es preferible expresarla mediante curvas características. La curva que más se usa para describir un material magnético es la curva B-H, o *lazo de histéresis*. En la Fig. 2.7 se muestra un conjunto de lazos de histéresis para acero M-5, que es un acero eléctrico típico de grano orientado, y que se usa en equipos eléctricos. Estos lazos muestran la relación entre la densidad de flujo magnético B y el campo magnético H. Cada curva se obtiene al variar en forma cíclica el campo magnético aplicado, entre valores iguales positivo y negativo, de magnitud fija. La histéresis hace que estas curvas tengan valores múltiples.

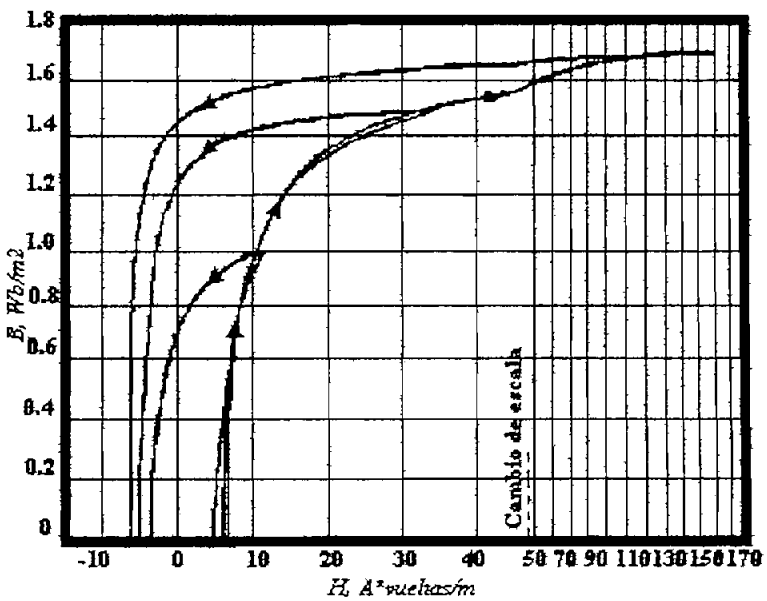


Fig. 2.7 Lazos B-H para acero eléctrico M-5 de grano orientado y 0.012 pulg de espesor. Sólo aparecen aquí las mitades superiores de los lazos.

Después de varios ciclos, las curvas B-H forman circuitos cerrados, como se indica en la Fig. 2.7. Las flechas marcan la trayectoria que sigue B cuando H aumenta y disminuye. Nótese que cuando aumenta la magnitud de H las curvas comienzan a aplanarse a medida que el material tiende a la saturación. A una densidad de flujo de aproximadamente 1.7 T, el material está bastante saturado.

Para muchas aplicaciones de ingeniería basta describir el material por medio de la curva trazada a través de los valores máximos de B y H, en las puntas de los lazos de histéresis. A esta gráfica se le llama la *curva de saturación normal*. En la Fig. 2.8 aparece una curva de saturación normal para acero eléctrico M-5 de grano orientado. Esta curva omite la naturaleza de histéresis del material, pero muestra claramente sus características no lineales.

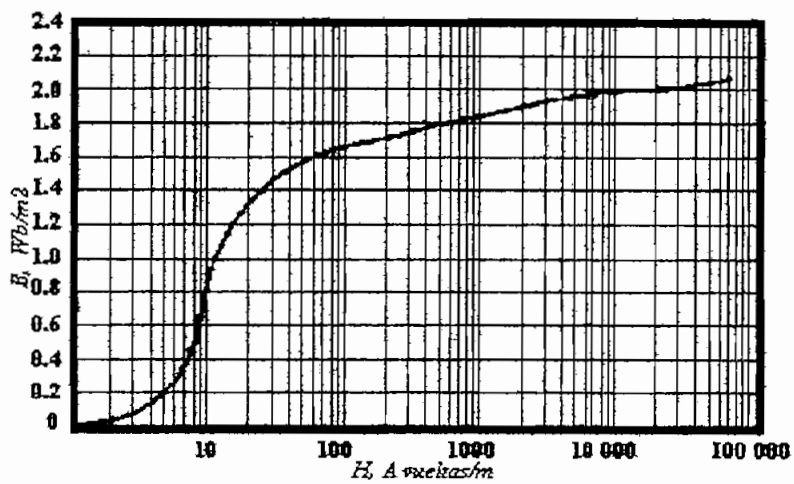


Fig. 2.8 Curva de saturación normal para el acero eléctrico M-5 de grano orientado, de 0.012 pulg de espesor.

En los sistemas de potencia en ac, las ondas de voltaje y de flujo se aproximan mucho a funciones senoidales en el tiempo. Las pérdidas asociadas con el funcionamiento de los materiales magnéticos con corriente alterna en estado estable hace prever que dichos materiales deben tener un tratamiento previo, más aún si se considera el efecto de las armónicas de las ondas distorsionadas.

Para reducir los efectos de las corrientes de eddy, las estructuras magnéticas se fabrican en general en forma de hojas delgadas de

laminaciones de material magnético, aumentando además su resistividad eléctrica. "En términos generales, un incremento de la resistividad eléctrica del material del núcleo disminuye su permeabilidad magnética, pero esta desventaja es compensada totalmente por la considerable reducción de las pérdidas por corrientes de eddy" [30]. Las laminaciones, alineadas en la dirección de las líneas de campo, están aisladas entre sí mediante una capa de óxido en sus superficies, o mediante una capa delgada de esmalte o barniz aislante. Con ello se reduce mucho la magnitud de las corrientes de eddy, ya que las capas de aislamiento interrumpen las trayectorias de la corriente; mientras más delgadas sean las laminaciones, serán menores las pérdidas.

"En general las pérdidas dependen de la metalurgía del material y de la densidad de flujo" [27]. Casi todos los transformadores usan acero laminado que tiene direcciones de magnetización altamente favorables, a lo largo de las cuales las pérdidas del núcleo son bajas y la permeabilidad es alta. El acero utilizado es aleado a base de silicio (del orden del 3 % al 5 %). La aportación de silicio tiene las finalidades de reducir las pérdidas por histéresis y aumentar la resistividad del acero. Con lo último se logra, lógicamente, disminuir las pérdidas por corrientes de eddy. Además, el silicio estabiliza el acero, en el sentido de prácticamente evitarle el envejecimiento (aumento de las pérdidas con el tiempo, principalmente por la acción continuada del calor). Los aceros no orientados se lamina en caliente. Modernamente se utilizan los llamados aceros de grano orientado o laminados en frío[1] [25].

La razón de esta propiedad estriba en la estructura atómica del cristal de aleación silicio-hierro, que es cúbica centrada; cada cubo tiene un átomo en cada esquina así como uno al centro del cubo. En este cubo el eje de magnetización más fácil es la arista del cubo; la diagonal que cruza la cara del cubo es una dirección más difícil, y la diagonal que atraviesa el cubo es de dificultad máxima. Mediante técnicas adecuadas de fabricación, la mayor parte de las aristas de los cubos están alineadas en la dirección de la laminación para hacer que dicha dirección sea favorable de magnetización. El

[1] No es exclusivamente por el laminado que se diferencia tal tipo de acero. La porción de silicio suele oscilar entre el 3% y el 3.5%. Se parte de acero más puro y con menor contenido en carbono que para los aceros no orientados.

comportamiento en esta dirección es mejor en cuanto a pérdidas de núcleo y permeabilidad con respecto a aceros no orientados, de modo que los aceros orientados se pueden operar a mayores densidades de flujo que los de grano no orientados. Los aceros eléctricos no orientados se usan en aplicaciones en las que el flujo no sigue un camino que pueda orientarse con la dirección de laminación, o en las que el bajo costo sea un factor importante. En esos aceros las pérdidas son algo mayores y la permeabilidad es mucho menor que en los aceros de grano orientado [27]. Con el fin de eliminar tensiones internas, el material se somete a un tratamiento térmico. Con ello mejoran las características magnéticas, conservándose la orientación. No obstante, hay que tener presente que un buen número de transformadores en servicio se fabricaron a base de aceros no orientados. El espesor de las láminas utilizadas es de, aproximadamente, 0.35 mm. Las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy suelen darse en vatios por kilogramo de material, referidas a 60 Hz y 1 T (1 Tesla=10 000 Gauss), se añade el valor relativo a 1.5 T.

Para orientación se indica que el acero no orientado (silicioso, laminado en caliente de 0.35 mm), para transformadores, suele tener pérdidas del orden de 0.8 a 1.3 W/kg (1 T). El acero de grano orientado ofrece valores del tipo 0.4 a 0.5 W/kg (1 T), y 1 a 1.2 W/kg (1.5 T). Por supuesto que los valores relativos al acero de grano orientado se refiere a la dirección del laminado. Los transformadores de actual fabricación [25] suelen proyectarse con densidades de flujo magnético que oscilan entre 1.5 y 1.85 T.

Los datos anteriores ponen en evidencia el gran proceso conseguido, en los últimos años, con el acero de grano orientado. Permite reducir las pérdidas, o disminuir el peso (volumen) del núcleo, o bien, parcialmente, alcanzar ambos objetivos a la vez.

2.3.2 Comportamiento ante armónicas de voltaje

Un método de análisis simple y práctico tomado de la Ref. [5], en el cual se estima el efecto de la tercera armónica de la distorsión del flujo en las pérdidas totales en el núcleo formado por laminaciones delgadas se emplea para estudiar el comportamiento del núcleo ante armónicas de voltaje, en éste, se considera que las ondas distorsionadas del flujo solamente contienen hasta

la tercera armónica. Para verificar los resultados del análisis en la sección 2.3.2.2, se presentan los resultados experimentales de las mediciones de pérdidas en laminaciones de 0.014" y 0.025" de espesor bajo la influencia de flujos distorsionados en el rango de 0.8 a 1.9 T.

2.3.2.1 Deducción de un modelo para analizar pérdidas armónicas en el núcleo.

Considerando que el flujo total por unidad de longitud de laminación es de la forma:

$$\phi = \phi_1 \operatorname{sen}\omega t + \phi_3 \operatorname{sen}(3\omega t + \gamma) \qquad (2.4)$$

En muchas aplicaciones prácticas, la tercera armónica del flujo, ϕ_3 no es mayor que el 30% de la fundamental ϕ_1. El valor del 30% en el flujo corresponde al 90% en el voltaje, lo cual es poco considerable. Para este rango de ϕ_3 y para γ, entre 0° y 180°, una revisión tanto de la forma de onda dada por (2.4), como del lazo B/H real, indica que los lazos de histéresis armónicos aparecen solamente para valores de γ cercanos a 0°. Además, los lazos armónicos son relativamente pequeños y en muchos casos representan solamente un pequeño porcentaje de las pérdidas totales por histéresis. Consecuentemente, es razonable asumir que la distorsión del flujo por la tercera armónica puede ser despreciada hasta el punto que la componente por histéresis de las pérdidas en el núcleo sea de interés. En otras palabras, disponiendo de dos formas de onda, la una sinusoidal y la otra dada por la ecuación (2.4), con el mismo valor de flujo pico, éstas, producen idénticos lazos de histéresis en muy buena aproximación.

Se debe enfatizar que esta aproximación es válida solamente para distorsiones por tercera armónica no mayores que 30%. Para mayores distorsiones o armónicas altas, los lazos menores resultantes pueden representar una mayor porción de las pérdidas por histéresis totales.

Diferente a las pérdidas por histéresis, la componente por corrientes de eddy de las pérdidas totales en el núcleo tiene gran dependencia del contenido armónico de la forma de onda del flujo. Como primera tentativa en la determinación de un factor de corrección apropiado, una simulación en

diferencias finitas fue empleada para resolver la ecuación diferencial parcial no lineal para el campo magnético que se indica a continuación:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \frac{1}{\rho}\frac{\partial B}{\partial t} \tag{2.5}$$

mediante la cual se halla las pérdidas por corrientes de eddy, en laminaciones delgadas de ancho 2a. En esta aplicación particular se utilizó tanto el flujo total dado por la ecuación (2.4) como toda la característica no lineal normal de saturación del material magnético.

Inicialmente, las pérdidas fueron calculadas para el caso de una laminación en saturación excitada por un flujo sinusoidal, asumiendo densidades de flujo medias de hasta 3.0 T. Aunque el modelo fue estrictamente no lineal, los resultados de las pérdidas por corrientes de eddy fueron hallados en forma idéntica a los valores dados por el modelo clásico, es decir:

$$P = \frac{(\omega\phi_p)^2}{24\rho} \tag{2.6}$$

donde ϕ_p es el flujo sinusoidal pico y ρ es la resistividad eléctrica de las laminaciones. Similarmente, cuando la forma de onda tuvo una componente de tercera armónica, las pérdidas estimadas por la simulación digital fueron dadas por:

$$P = \frac{(\omega\phi_1)^2}{24\rho}\left[1+\left(\frac{3\phi_3}{\phi_1}\right)^2\right] \tag{2.7}$$

En otras palabras, prescindiendo de las no linealidades del material y el nivel de saturación, las pérdidas por corrientes de eddy estimadas fueron idénticas a los valores dados por la formula clásica, solamente que el problema fue especificado en términos del flujo total en la laminación y no en

intensidad de campo superficial. En síntesis, este resultado es como se esperaba y la atención es restringida para laminaciones delgadas. Consecuentemente, los efectos skin son despreciables y el flujo dado, describe la distribución de la densidad del flujo a través del ancho de la laminación. Se puede demostrar que la densidad de corriente de la tercera armónica está dada por:

$$J_3 = \frac{3\omega}{2\rho}\frac{x}{a}\phi_3 \tag{2.8}$$

conociendo J_3, se puede resolver inmediatamente (2.7). Este resultado se obtiene sin considerar las no linealidades B/H, con tal que el problema sea especificado solamente en términos del flujo total y asumiendo que las pérdidas por histéresis son conocidas.

De considerable significado es la relación obtenida entre (2.7) y (2.6), ya que esta proporciona una medida directa de los efectos de la tercera

$$\overline{P} = \left(\frac{\phi_1}{\phi_p}\right)^2\left[1+\left(\frac{3\phi_3}{\phi_1}\right)^2\right] \tag{2.9}$$

armónica del flujo en las pérdidas por corrientes de eddy con relación a las pérdidas bajo condiciones sinusoidales del flujo, considerando que ambas formas de onda tienen el mismo flujo pico. La ecuación dada por (2.9) da las pérdidas por unidad y proporcionan el medio por el cual se puede corregir las pérdidas por corrientes de eddy para los efectos de la distorsión por la tercera armónica.

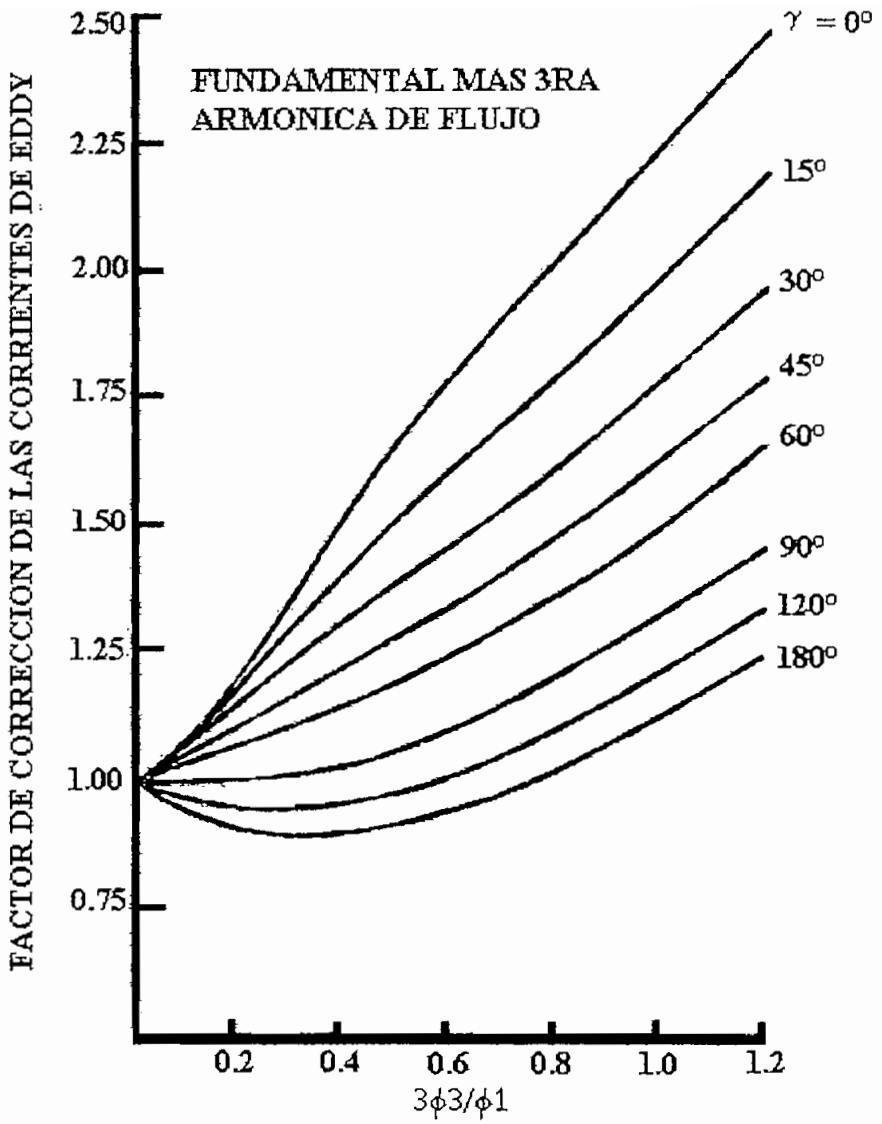


Fig. 2.9 Pérdidas por corrientes de eddy en pu, o Factor de Corrección de las corrientes de eddy, debido a formas de onda de flujo que contienen la fundamental más la tercera armónica.

Para calcular las pérdidas por unidad correspondientes a cualquier valor de ϕ_1, ϕ_3 y γ, simplemente se debe determinar el correspondiente valor de ϕ_p empleando la ecuación (2.4) y reemplazar los resultados en (2.9), esto es importante para reconocer que las pérdidas por unidad dependen solamente del contenido armónico y de la razón ϕ_1/ϕ_p, y es independiente del valor absoluto de ϕ_p, (es decir del grado de saturación). De este modo el factor de corrección proporcionado por (2.9) es bastante general. La Fig. 2.9 nos da valores del factor de corrección para ángulos de fase en el rango de 0° a 180° y niveles de distorsión de hasta 40%. Es interesante notar que bajo algunas

condiciones del flujo, las pérdidas por corrientes de eddy pueden ser menores que las obtenidas bajo condiciones sinusoidales y al mismo flujo pico. Similarmente, un aumento significativo de las pérdidas puede ser obtenido cuando γ es cercano a 0°. Los resultados mostrados en la Fig. 2.9 están en excelente acuerdo con los resultados obtenidos por Lee [15] usando una solución de separación de superficies. El punto importante de esta consideración es que la Fig. 2.9, fue obtenida por un simple calculo a mano, mientras que el método de Lee requiere una sofisticada y no trivial solución computacional.

2.3.2.2 Verificación experimental del modelo

En esta consideración es importante reconocer las implicaciones inherentes al modelo, tales como resistividad eléctrica, tamaño del grano, espesor de la laminación, nivel de saturación, etc. las cuales ejercen su influencia principalmente en las pérdidas sinusoidales, que se asumen por ser medibles o conocidas. La corrección de las corrientes de eddy dado por (2.9), es independiente de los factores anteriormente mencionados, y es función solamente del contenido armónico de la forma de onda de flujo. Para obtener los datos experimentales necesarios para verificar el modelo, fueron medidas las pérdidas en muestras de laminaciones seleccionadas, usando un equipo que emplea métodos calorimétricos para determinar las pérdidas totales bajo condiciones de flujo controlado, este método no es restringido por la frecuencia, ni por el contenido armónico o niveles de saturación magnética. Densidades de flujo distorsionado de hasta 2.0 T, pueden ser sintetizados con buena exactitud. El error de las mediciones totales fue menor que el 3% en el rango de 1 a 30 W/lb. Para el propósito de este estudio, las pérdidas fueron medidas en muestras de laminaciones de acero de 0.025" M43 y 0.014"M22.

Separación de las pérdidas.

Para verificar el factor de corrección de las pérdidas por corrientes de eddy deducido mediante el uso del modelo simple para la estimación de las pérdidas en el núcleo, es necesario conocer las pérdidas por corrientes de eddy y por histéresis en condiciones sinusoidales.

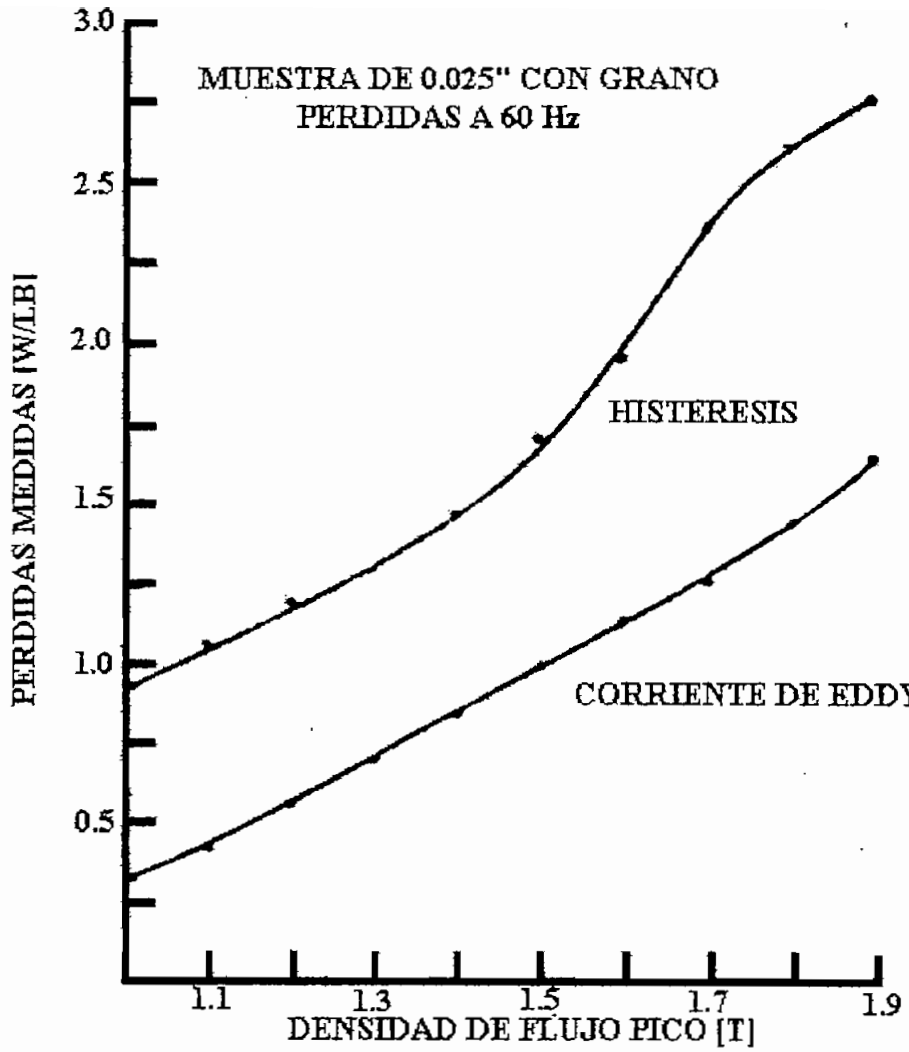


Fig. 2.10 Pérdidas a frecuencia fundamental en muestras de laminaciones de 0.025" en dirección del grano.

Las pérdidas totales en una muestra de 0.025" con grano fueron medidas a 60 Hz y 180 Hz con densidades de flujo en el rango de 0.8 T a 1.9 T. Al proyectar los datos de las pérdidas/ciclo al origen [26], las pérdidas a frecuencia fundamental pueden ser separadas en componentes por corrientes de eddy y por histéresis como se muestra en la Fig. 2.10.

Una de las implicaciones fundamentales inherentes en (2.9), es que la corrección por corrientes de eddy es independiente de la densidad de flujo pico; la misma corrección se aplica sobre el punto codo de la característica de saturación como bajo el mismo. Para probar esta hipótesis, las pérdidas totales fueron medidas en cada una de las muestras a densidades de flujo de hasta 1.9 T, con niveles de distorsión por tercera armónica de 15% y 30%, con

ángulos de fase de 0°, 90° y 180°. La cantidad por la cual las pérdidas por corrientes de eddy varían de los valores sinusoidales, fue deducida de estos datos y comparada con la cantidad obtenida por (2.9).

Como ejemplo, las pérdidas totales de 3.68 W/lb fueron medidas en una muestra de grano de 0.025" de espesor a densidades de flujo pico de 1.72 T y 15 % de la densidad de flujo por tercera armónica en 180°. Del procedimiento discutido, se deduce que las pérdidas por histéresis a esta densidad de flujo pueden ser obtenidas de la Fig. 2.10, y se halla que son 2.39 W/lb. Las pérdidas por corrientes de eddy medidas bajo las condiciones de distorsión del flujo dadas es 1.29 W/lb. Comparando con las pérdidas por corrientes de eddy de 1.31 W/lb, obtenidas de la Fig. 2.10 bajo una densidad de flujo sinusoidal de 1.72 T, se calcula que la razón de estos dos últimos valores de pérdidas, da el valor de las pérdidas por corrientes de eddy en por unidad de 0.985, que es comparable con el valor de 0.910 estimado empleando la ecuación (2.9). Ver la Tabla 2.2.

En la Tabla 2.2 se presentan los valores de las pérdidas por corrientes de eddy en pu., obtenidas de las mediciones, y se comparan con los valores estimados por la ecuación (2.9) para el caso de una muestra de grano de 0.025" y 15% de distorsión por tercera armónica en el flujo.

Tabla 2.2. Pérdidas por corrientes de eddy en pu. en una muestra con grano de 0.025" para formas de onda que contienen la fundamental más 15% de la tercera armónica en el flujo.

Densidad de flujo pico	Pérdidas por corrientes de eddy en p.u.		
T	0°	90°	180°
0.9	1.331	1.139	1.021
1.0	1.293	1.100	0.929
1.1	1.358	1.104	0.919
1.2	1.380	1.125	0.939
1.3	1.389	1.171	0.974
1.4	1.398	1.176	0.984
1.5	1.390	1.170	0.959
1.6	1.440	1.164	0.991
1.7		1.149	0.959
1.8		1.148	0.938
Estimado	1.596	1.045	0.910

En la Tabla anterior se puede observar que las pérdidas pu. permanecen bastante constantes cuando la densidad de flujo aumenta de 0.9 a 1.8 T. Además las pérdidas en pu muestran la misma dependencia con γ como se esperaba con la ecuación (2.9). Se concluye que las pérdidas en pu

son mayores cuando la fundamental y la tercera armónica están en fase, y son menores que la unidad cuando están desfasadas en 180°.

El modelo descrito predice que las pérdidas por corrientes de eddy en por unidad serán independientes de las características del material y estarán dentro de los limites de las mediciones, esto parece estar de acuerdo con los resultados.

2.3.2.3 Pérdidas estimadas

La utilidad de este modelo consiste en que se puede estimar las pérdidas totales en el núcleo bajo la condición especifica de la tercera armónica contenida en el flujo. Considerando otro ejemplo en el cual la onda del flujo tiene un valor pico de 1.57 T y 30% de distorsión por tercera armónica en 0°, empleando las curvas de la Fig. 2.10, se pueden determinar las componentes de las pérdidas en condiciones sinusoidales, en la muestra con grano de 0.025" de espesor. Con un flujo pico sinusoidal de 1.57 T se obtiene de la Fig. 2.10 que la laminación tiene las siguientes pérdidas:

histéresis = 1.92 W/lb
corrientes de eddy = 1.09 W/lb

De acuerdo a la discusión previa, las pérdidas por histéresis permanecen invariables a la distorsión de flujo mientras que la componente por corrientes de eddy aumenta en un factor de 2.14 (ver Fig. 2.9). Consecuentemente las pérdidas componentes bajo las condiciones de distorsión de flujo especificadas son:

histéresis = 1.92 W/lb
corrientes de eddy = 2.33 W/lb
pérdidas totales = 4.25 W/lb

comparando el último resultado con las pérdidas totales de 4.44 W/lb que fueron medidas en la muestra, se obtiene un error de 4.5%.

Los valores de las pérdidas totales estimadas y medidas en una muestra con grano de 0.025", son comparadas en la Fig. 2.11 como una función de la densidad de flujo distorsionada pico y para dos valores de ángulo de fase de la tercera armónica. Se comprueba que hay acuerdo en todo el dominio de las densidades de flujo de 0.75 T a 1.8 T.

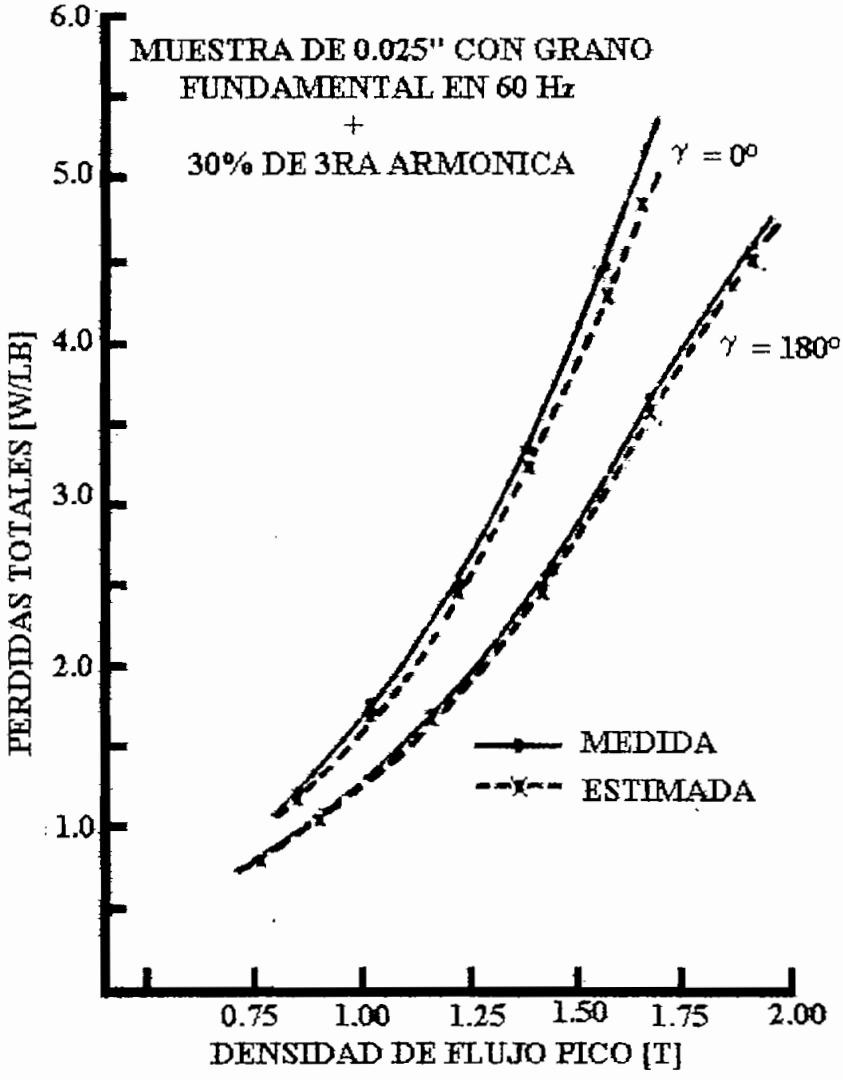


Fig. 2.11 Pérdidas estimadas y medidas en una muestra con grano de 0.025"

Extensión del método

El modelo descrito es válido para la distorsión de flujo por tercera armónica no mayor que el 30 %. A niveles de distorsión mayores o cuando la

onda de flujo contenga mayores armónicas, la influencia del menor lazo de histéresis armónico llega a ser considerable. En tal caso la histéresis debe ser corregida para considerar los efectos de distorsión del flujo. Este problema ha sido superado haciendo una corrección similar a la deducida para las corrientes de eddy. Los resultados globales se presentan en otros estudios encontrados en la literatura técnica [5].

2.3.3 Pérdidas por histéresis debidas a corrientes de eddy

Las corrientes de eddy inducidas en determinadas partes del hierro de un transformador debido a la variación en el tiempo del campo magnético modifica la distribución del mismo, y provoca aumento de las pérdidas óhmicas en el núcleo y los devanados.

En los transformadores, este aumento de las pérdidas en las paredes del tanque y en otras partes estructurales, influye en su diseño y funcionamiento. El problema de obtener una estimación confiable de las pérdidas en el núcleo no ha sido adecuadamente resuelto por los modelos teóricos existentes. Debido a que la mayoría de tales modelos son restringidos a condiciones de excitación sinusoidal.

A parte de despreciar los efectos de la distorsión de flujo, el mayor problema en desarrollar un modelo teórico confiable esta en describir adecuadamente los efectos debidos a la microestructura de las laminaciones del material. Más específicamente, la componente por corrientes de eddy de las pérdidas totales en el núcleo, es generada en los materiales, no sólo por el fenómeno clásico de inducción sino también por el movimiento de los dominios de la laminación y efectos de desviación de los mismos.

Como resultado, las pérdidas por corrientes de eddy medidas son significativamente mayores que las estimadas por los métodos teóricos, atribuyendo la diferencia a las pérdidas anómalas [5]. Además se mencionó en la sección 2.3, que el fenómeno conocido con el nombre de histéresis es el resultado de la propiedad del material de conservar su imanación o de oponerse a una variación del estado magnético, esto ocasiona las llamadas *pérdidas por histéresis.*

Lo anterior pone en evidencia que las corrientes de eddy influyen en las pérdidas por histéresis.

2.3.4 Voltajes no sinusoidales que afectan a corrientes de eddy en núcleos sólidos y laminados.

Para analizar este efecto de las pérdidas por corrientes de eddy en núcleos sólidos y laminados, A. Emanuel en la Ref. [7], emplea el núcleo hipotético de la Fig. 2.12, el cual puede ser magnetizado de las dos formas siguientes :

1. Excitando el núcleo con una fuerza magnetomotriz forzada. Esta situación es equivalente a poner el núcleo en un campo magnético uniforme H, paralelo con el mismo. Teóricamente, esto es obtenido por alimentar la bobina con una fuente de corriente i=H/N.

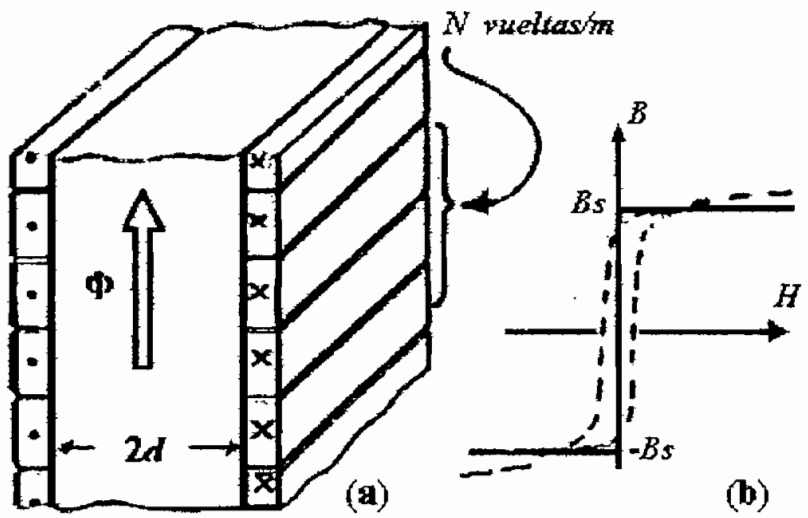


Fig. 2.12 Núcleo ferromagnético y devanados.

2. Forzando un campo eléctrico U en los conductores. Este caso ocurre cuando un voltaje V=lU es aplicado a través de los terminales de la bobina (l = longitud del devanado).

El primer método ayuda al entendimiento del problema de las pérdidas por corrientes de eddy en las paredes del tanque, estructuras de acero adyacentes a las bobinas y en los conductores. El segundo método ayuda a

evaluar las pérdidas en laminaciones de transformadores y motores cuando trabajan en saturación. La excitación distorsionada se representa por la función $\sin^m \omega t$. Para el propósito de este análisis se utiliza las siguiente función de excitación:

$$U = U_m \, sen^m \, \omega t \tag{2.10}$$

La gráfica de $y = \sin^m x$ es presentada en la Fig. 2.13. Esta función cumple con un amplio espectro de distorsiones; para $m<1$ la onda tiende a ser cuadrada, la cual es típica en corrientes de conversores y para $m>1$ la onda tiene forma de campana como las corrientes de excitación de los transformadores de potencia.

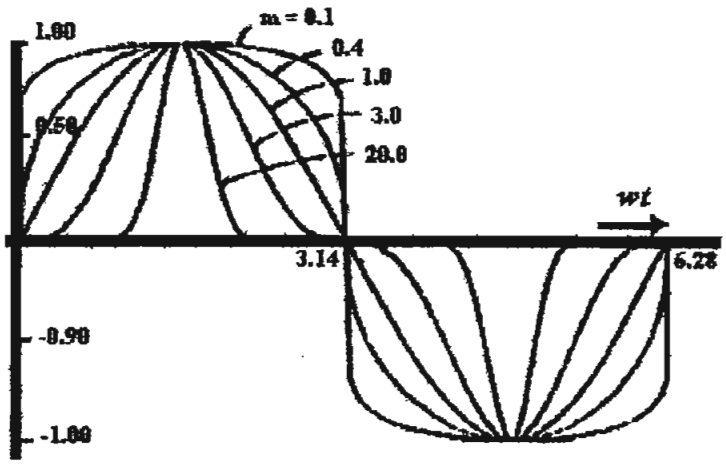


Fig. 2.13 La función de excitación distorsionada normalizada.

La ventaja de la aproximación anterior radica en que solamente el exponente m, de la función seno, describe inequivocadamente la distorsión.

La pérdidas por corrientes de eddy son intensamente dependientes de la profundidad de penetración de la onda electromagnética la cual incide en el material empleado. Para considerar la profundidad de penetración se emplea una constante que depende de la frecuencia del campo magnético, permeabilidad y conductividad del mismo. Para una característica no lineal B-H, se reemplaza la permeabilidad con una función de B o de H [6]. Para el caso de excitación no sinusoidal es obvio suponer que la distorsión también influye en la profundidad de penetración.

La profundidad de penetración incluida el campo eléctrico dado por (2.10) se deduce en la referencia [7] que está representada por la expresión siguiente:

$$\delta_B = \frac{U_m}{2\omega B_s}\int_0^{\pi} \text{sen}^m\, \omega t d(\omega t) \qquad (2.11)$$

La ecuación anterior puede ser normalizada dividiendo para la profundidad de penetración cuando el campo es sinusoidal, obteniéndose:

$$\frac{\delta_B}{\delta_{BO}} = \frac{1}{2}\int_0^{\pi} \text{sen}^m\, \omega t d(\omega t) \qquad (2.12)$$

Se debe especificar que la ecuación (2.12) da la profundidad de penetración normalizada, cuando el campo no sinusoidal tiene la misma amplitud que el campo sinusoidal base. La Fig. 2.14 muestra la profundidad de penetración normalizada en función del parámetro de distorsión m.

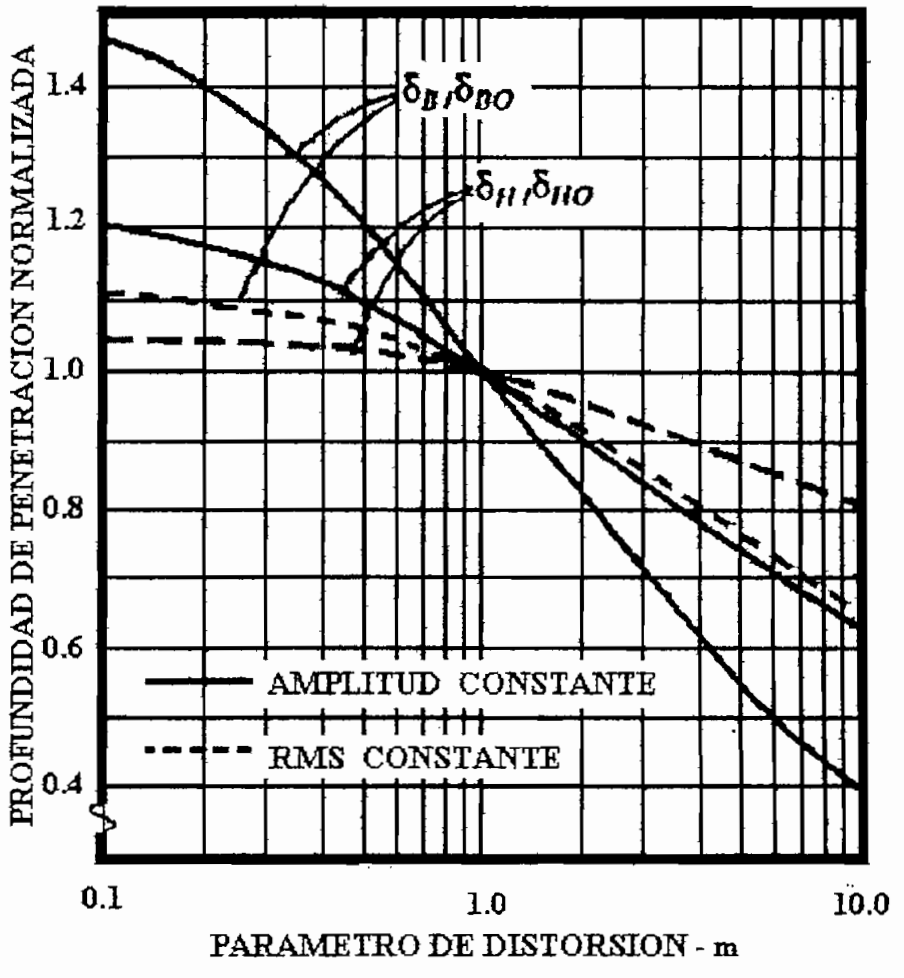


Fig. 2.14 Profundidad de penetración normalizada vs el Parámetro de distorsión m.

Estas curvas indican que la distorsión de la onda de excitación afecta a las pérdidas, y que para la misma amplitud o el mismo valor rms, la onda en forma de campana penetrará menos que una onda sinusoidal.

En la referencia [7], se demuestra que las pérdidas por corrientes de eddy cumplen con la siguiente ecuación:

$$P_e = \frac{\gamma}{2\pi\omega B_s}\int_0^{\pi}\left[\sum U_{hm}\,\mathrm{sen}(h\omega t+\theta_h)\right]^2\cdot\left[\sum U_{hm}\left[\cos\theta_h-\cos(h\omega t+\theta_h)\right]/h\right]d(\omega t) \tag{2.13}$$

si en esta expresión se emplea la función que representa la excitación distorsionada $U = U_m\,\mathrm{sen}^m\,\omega t$ se obtiene:

$$P_e = \frac{\gamma U_m}{2\pi\omega B_s}\int_0^{\pi}\left[\sum U_{hm}\,\mathrm{sen}(h\omega t+\theta_h)\right]^2\cdot\left[\int_0^{\pi}\mathrm{sen}^m\,\omega t\right]d(\omega t) \tag{2.14}$$

esta expresión puede ser resuelta por medio de integración numérica. Los resultados de esta integración son mostrados usando gráficos de curvas. Las pérdidas son normalizadas para el caso sinusoidal (m=1).

La Fig. 2.15, presenta el caso cuando el núcleo es sólido, y se observa que si el valor rms del campo eléctrico forzado permanece constante, las pérdidas normalizadas varían en el rango de ±5% en los límites de 0.8<m<1.4. La distorsión de amplitud constante tiene un efecto más pronunciado en las pérdidas normalizadas dentro de los límites observados de 0.1<m<10. Si uno se limita otra vez a examinar el intervalo 0.8<m<1.4, se encuentra que la desviación de las pérdidas respecto al caso sinusoidal base, son menores que 20% para la distorsión de voltaje de amplitud constante.

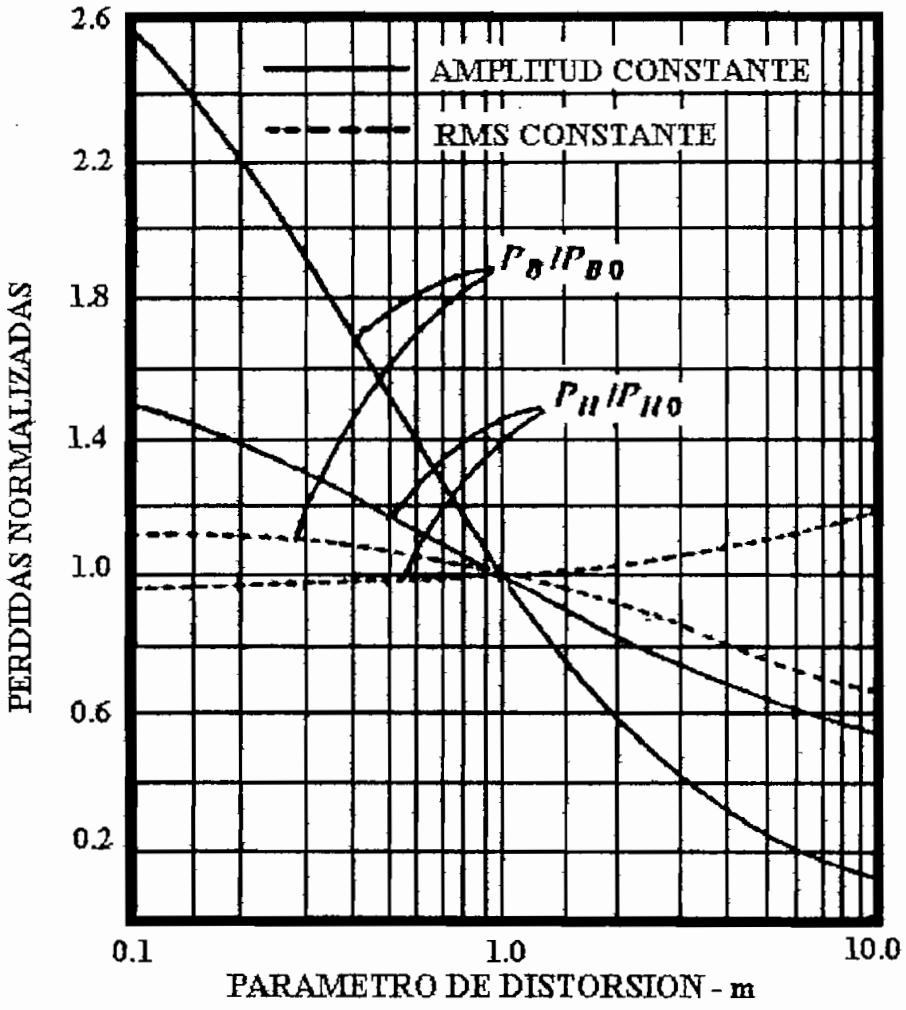


Fig. 2.15 Pérdidas por corrientes de eddy normalizadas versus el parámetro de distorsión. Núcleo sólido.

2.4 Niveles tolerables de ondas distorsionadas de voltaje en el núcleo.

En la referencia [7], se presenta un estudio analítico y práctico del efecto de las pérdidas por corrientes de eddy en un núcleo hipotético sólido y laminado, cuando la excitación de voltaje es no sinusoidal. En las curvas de la Fig. 2.15, deducidas de dicho estudio, se encuentra que para el rango de $0.8 < m < 1.4$ (m cuantifica la distorsión de una onda respecto a una sinusoidal, como se explica en la sección 2.3.4) corresponde una distorsión armónica total menor que 0.05, valor que concuerda con el que se recomienda como límite admisible máximo para distorsión armónica de voltaje en las barras de una subestación de distribución por la recomendación práctica de la IEEE, 519-1992, para controlar armónicas en sistemas eléctricos de potencia.

Como referencia en la Tabla 2.3, se presentan los límites de distorsión armónica de voltaje en las barras del punto de acoplamiento común de un sistema de distribución [36]:

TABLA 2.3

Limites de distorsión de voltaje

Voltajes de barra en PCC	Distorsión de voltaje individual (%)	Distorsión armónica total THD (%)
69 kV e inferiores	3.0	5.0
69.001kV hasta 161kV	1.5	2.5
161.001kV y superiores	1.0	1.5

PCC: punto de acoplamiento común

De acuerdo a la norma 519-1992, y al estudio de la referencia [7], se establece que los transformadores de distribución están consecuentemente sujetos al límite máximo del 5 % de distorsión de voltaje de alimentación. Como se ha mencionado en los subtemas anteriores la distorsión de voltaje del sistema de distribución está relacionada con el constante crecimiento de las cargas no lineales de los consumidores, por lo tanto, la influencia de las armónicas de voltaje en un transformador de distribución debe ser analizada teniendo en cuenta los límites de distorsión armónica en las barras de la subestación de distribución en donde posiblemente se deben tomar las medidas correctivas de acuerdo a resultados de estudios de armónicas que se realicen.

Para el caso de los transformadores de distribución en operación es lógico suponer que trabajan bajo la influencia de ondas distorsionadas de voltaje, las cuales producen un aumento adicional de las pérdidas en el núcleo debido a que la mayoría de transformadores instalados fueron diseñados considerando voltaje nominal sinusoidal. Teniendo en cuenta el gran número de transformadores en un sistema de distribución la suma total de las pérdidas en estos son significativas para las empresas eléctricas, justificándose la necesidad que los fabricantes consideren en sus diseños la influencia de las armónicas.

Por otro lado, es conveniente citar la definición de distorsión armónica total expresada como: "La razón de la cantidad total de energía contenida en las armónicas para la cantidad de energía en la fundamental" [14]. Esta

definición nos sirve más adelante para compararla con las expresiones matemáticas de las pérdidas en el núcleo cuando el voltaje de alimentación es no sinusoidal.

La distorsión armónica total de voltaje (THDv), es definida como:

$$THDv = \frac{1}{V_1}\left[\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2\right]^{1/2}$$

donde V_1 es el voltaje fundamental rms y V_n es el valor rms de la en-ésima armónica de voltaje.

Mediante un análisis de pérdidas en el núcleo bajo influencia de ondas distorsionas de voltaje, se establece las expresiones matemáticas que cuantifican los niveles tolerables de ondas distorsionadas en el núcleo. Las pérdidas en las laminaciones de los transformadores dependen de la magnitud y la forma de onda de la densidad de flujo magnético, la cual a su vez depende del voltaje si las resistencias y reactancias de dispersión son despreciables [11].

Para ondas de voltaje que tienen sólo un cruce por cero en todo el ciclo, la pendiente de la onda de B no cambia de signo durante $0 < \omega t < \pi$, por lo tanto, el lazo de histéresis no presenta lazos menores dentro del lazo mayor, y las pérdidas pueden ser calculadas usando la fórmula de Steinmetz.

A voltaje nominal V y frecuencia fundamental, las pérdidas por histéresis son:

$$P_{hN} = K_h f\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V\right)^s \qquad (2.15)$$

Cuando el voltaje tiene distorsión:

$$P_h = P_{hN}\left(\sum \frac{1}{n}\frac{V_n}{V}\cos\phi_n\right)^s \qquad (2.16)$$

Las pérdidas por corrientes de eddy en las laminaciones delgadas, de permeabilidad μ, conductividad σ y espesor Δ que llevan un flujo sinusoidal con una amplitud

$$\phi_{max,n} = \frac{\sqrt{2}V_n}{2\pi N n f}$$

son:

$$P_e = K_e n^2 f^2 B_{max,n}^2 C_{en}$$

donde:

$$B_{max,n} = \phi_{max,n} / S$$

$$C_{en} = 1 - 0.0017\xi^{3.61} \quad ; \xi < 3.6$$

$$C_{en} = 3/\xi \quad ; \xi > 3.6$$

$$\xi = \Delta\sqrt{\pi\mu\sigma nf}$$

A frecuencia fundamental nf = 60 Hz, $\xi =$ 0.2 a 0.8, la función de corrección $C_{en} \approx 1$, y las pérdidas por corrientes de eddy son:

$$P_{eN} = K_e B_{max}^2 f^2, \quad B_{max} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi NfS} \tag{2.17}$$

Para voltaje no sinusoidal se tiene:

$$P_e = \sum P_{en} = K_e f^2 B_{max}^2 \left(\frac{V_1}{V}\right)^2 \cdot \left[1 + \sum_{n\neq 1}\left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 C_{en} C_{Tn}\right], \tag{2.18}$$

donde C_{Tn} es un factor de corrección aplicado solamente para transformadores trifásicos y para armónicas de secuencia cero, es decir, n = 3,9,15..... Para el caso de armónicas de secuencia positiva y negativa $C_{Tn} = 1$. Con armónicas de secuencia cero la constante C_{Tn} depende de las proporciones y tipos de los transformadores.

Sustituyendo (2.17) en (2.18) tenemos:

$$P_e = P_{eN}\left(\frac{V_1}{V}\right)^2 \cdot \left[1 + \sum_{n\neq 1}\left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2 C_{en} C_{Tn}\right], \tag{2.19}$$

Las pérdidas totales en el núcleo son:

$$P_{fe} = P_h + P_e = P_{feN} F_{fe}$$

donde: P_{feN}, son las pérdidas totales en el núcleo en condiciones nominales (voltaje y frecuencia nominal).

F_{fe}, es la relación de las pérdidas totales en el núcleo en condiciones no sinusoidales, para las pérdidas totales en condiciones nominales (voltaje y frecuencia nominal).

$$F_{fe} = \frac{P_{fe}}{P_{feN}}$$

además :

$$F_{fe} = 1 + \beta_h \left[\left(\sum \frac{1}{n} \frac{V_n}{V} \cos\phi_n \right)^s - 1 \right] + \beta_e \left\{ \left(\frac{V_1}{V} \right)^2 \left[1 + \sum_{n \neq 1} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2 C_{cn} C_{Tn} \right] - 1 \right\} \tag{2.20}$$

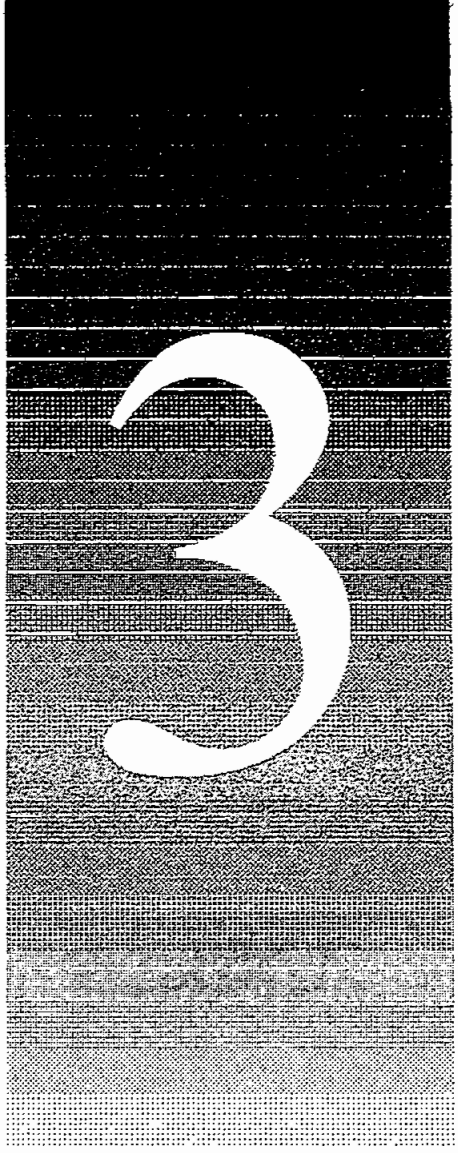
$$\beta_h = \frac{P_{hN}}{P_{feN}} \quad ; \quad \beta_e = \frac{P_e}{P_{feN}}$$

El factor F_{Fc}, es análogo a la definición de la distorsión armónica total, mediante el cual se puede cuantificar los niveles tolerables de ondas distorsionadas de voltaje en el núcleo a través del conocimiento de sus pérdidas y emplearlo como referencia en el diseño de un transformador. Este factor depende de parámetros eléctricos, magnéticos y físicos como: material, espesor de las láminas, conductividad y permeabilidad del núcleo. Analizando estas características físicas, se puede prever las propiedades mínimas que debe cumplir un material del núcleo en un transformador, para trabajar bajo determinados niveles de distorsión armónica de voltaje.

Además, analítica y experimentalmente se pueden comprobar que niveles de distorsión de voltaje tolera un núcleo sin que la elevación de la temperatura por el aumento de las pérdidas exceda los límites establecidos en las normas para transformadores, para lo cual se puede emplear los modelos estudiados en las secciones 2.3.2.1 y 2.3.4 de este capítulo.

El modelo que considera ondas distorsionadas de flujo por tercera armónica es más sencillo emplear por cuanto presenta curvas experimentales para obtener el factor de corrección de las pérdidas por corrientes de eddy, este modelo se limita a ser aplicado cuando se tiene formas de onda de flujo con distorsiones solo por tercera armónica no mayores que el 30 % . El modelo matemático del núcleo, estudiado en la sección 2.3.4, permite comprobar a través de las curvas obtenidas que las ondas cuadradas típicas en las corrientes de los conversores tienen mayor profundidad de penetración en el material magnético que las ondas distorsionadas de la corriente de excitación del transformador.

CAPITULO



CAPITULO 3: EFECTO DE ARMONICAS EN LOS DEVANADOS

3.1 Altas frecuencias en los devanados

Cuando un conductor transporta corriente alterna, su resistencia efectiva es apreciablemente mayor que cuando transporta corriente continua estacionaria; es decir, la pérdida calorífica por ampere puede ser apreciablemente mayor en corriente alterna. El aumento de la pérdida se debe a la densidad de corriente no uniforme ocasionada por el campo magnético variable producido en el interior del conductor por su propia corriente y por las corrientes de los conductores próximos. A estos fenómenos suele llamárseles *efecto skin y efecto de proximidad.* La pérdida debido a ellos crece con la frecuencia de la corriente y con el tamaño del conductor, y se reduce cuando se trenzan conductores grandes y se transponen adecuadamente los cables [26].

"El efecto skin involucra un aumento de la resistencia de corriente continua debido al incremento de la frecuencia al igual que una disminución de la inductancia. Por ende en un transformador alimentado con formas de onda distorsionadas se producirán variaciones tanto en la resistencia como en la inductancia de cortocircuito, al igual que se dan variaciones de la resistencia e inductancia en el núcleo" [31].

En la referencia [31] se prèsenta un desarrollo matemático que describe la relación del efecto skin con la frecuencia, la resistencia e inductancia del devanado, el cual sirve para estimar la variación de las pérdidas en el cobre debido a las frecuencias parásitas inmersas en las armónicas.

Considerando una sección transversal y longitudinal de un conductor cilíndrico donde la intensidad del campo magnético en el conductor a una distancia x del centro es:

$$H_x = \frac{I_x}{2\pi x} \tag{3.1}$$

donde:

$$I_x = \int_0^x 2\pi x J_x dx \tag{3.2}$$

J_x es el vector densidad de corriente a una distancia x del centro del conductor. Si se reemplaza la ecuación (3.2) en la (3.1), y si además se halla la derivada parcial respecto a x, se tiene que:

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{H_x}{x} = J_x \tag{3.3}$$

Si se toma un elemento longitudinal del conductor considerando la caída de voltaje producida por la variación de flujo que atraviesa ese elemento de área y si se relaciona la resistividad ρ, la permeabilidad μ, la frecuencia angular ω y la longitud del elemento analizado se puede establecer la relación [38]:

$$\mathbf{H_x} = -\mathbf{j}\frac{\rho}{\omega\mu}\frac{\partial \mathbf{J_x}}{\partial \mathbf{x}} \tag{3.4}$$

con la cual se puede tener una ecuación en función de la densidad de corriente:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{J_x}}{\partial \mathbf{x}^2} + \frac{1}{\mathbf{x}}\frac{\partial \mathbf{J_x}}{\partial \mathbf{x}} - \mathbf{j}\frac{\omega\mu \mathbf{J_x}}{\rho} = 0 \tag{3.5}$$

Esta ecuación diferencial se simplifica asumiendo una solución de la forma:

$$J_x = \sum_{i=0}^{n} a_i x^i \tag{3.6}$$

si se considera un factor m dado por:

$$\mathbf{m} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\rho}} \tag{3.7}$$

se obtiene:

$$J_x = a_0\left[\text{bermx} + \text{jbeimx}\right] \tag{3.8}$$

en donde:

$$\text{bermx} = 1 - \frac{(\text{mx})^4}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{(\text{mx})^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \cdots\cdots \tag{3.9}$$

$$\text{beimx} = \frac{(\text{mx})^3}{2^2} - \frac{(\text{mx})^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{(\text{mx})^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} - \cdots\cdots \tag{3.10}$$

la relación de la densidad de corriente en cualquier punto x del conductor en función de la densidad de la corriente en la superficie, es la siguiente:

$$J_x = J_r \frac{(\text{bermx} + \text{jbeimx})}{(\text{bermr} + \text{jbeimr})} \tag{3.11}$$

La caída de voltaje V_t por unidad de longitud, en un filamento elemental cualquiera de la superficie del conductor, sin tener en cuenta la caída producida por los enlaces del flujo exterior es:

$$\mathbf{V_t} = \rho \cdot \mathbf{J_r} \text{ (voltio/metros)} \tag{3.12}$$

y la impedancia interna por unidad de longitud es:

$$Z_t = \frac{V_t}{I} (\Omega/m) \tag{3.13}$$

al realizar los adecuados reemplazos en el punto x=r en la relación de H_r y J_r, además obteniendo la parte real de la impedancia interna, se establece que la resistencia efectiva es igual a:

$$R = \frac{\rho m}{2\pi r} \cdot \frac{(\text{bermr} \cdot \text{bei'mr} - \text{beimr} \cdot \text{ber'mr})}{(\text{bei'mr})^2 + (\text{ber'mr})^2} (\Omega/m) \tag{3.14}$$

los términos (bei'mr) y (ber'mr) se los define como:

$$\text{ber'mr} = \frac{\partial(\text{bermx})}{\partial(\text{mx})} \tag{3.15}$$

$$\text{bei'mr} = \frac{\partial(\text{beimx})}{\partial(\text{mx})} \tag{3.16}$$

La resistencia en corriente continua es:

$$R_0 = \frac{\rho}{\pi r^2} (\Omega/m) \tag{3.17}$$

para ρ en ohmios-metro y r en metros.

La relación entre la resistencia efectiva y la correspondiente a la corriente continua es:

$$\frac{R}{R_0} = \frac{mr}{2} \cdot \frac{(\text{bermr} \cdot \text{bei'mr} - \text{beimr} \cdot \text{ber'mr})}{(\text{bei'mr})^2 + (\text{ber'mr})^2} (\Omega/m) \tag{3.18}$$

el factor mr es el producto del radio del conductor en metros con la relación m en la cual se incluyen la permeabilidad relativa μ del conductor, la frecuencia angular ω y la resistividad por metro ρ.

Como se puede apreciar la relación R/R_0 es una función del producto mr, el cual a su vez está en proporción directa con la frecuencia.

$$mr = r\sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\rho}} \tag{3.19}$$

sustituyendo valores y agrupando en una constante k se tiene:

$$mr = k\sqrt{f} \tag{3.20}$$

Si se emplean las ecuaciones descritas anteriormente para un valor particular de resistividad y si se realiza un algoritmo computacional se puede obtener las curvas de las Figs. 3.1 y 3.2, que relacionan R y R_0.

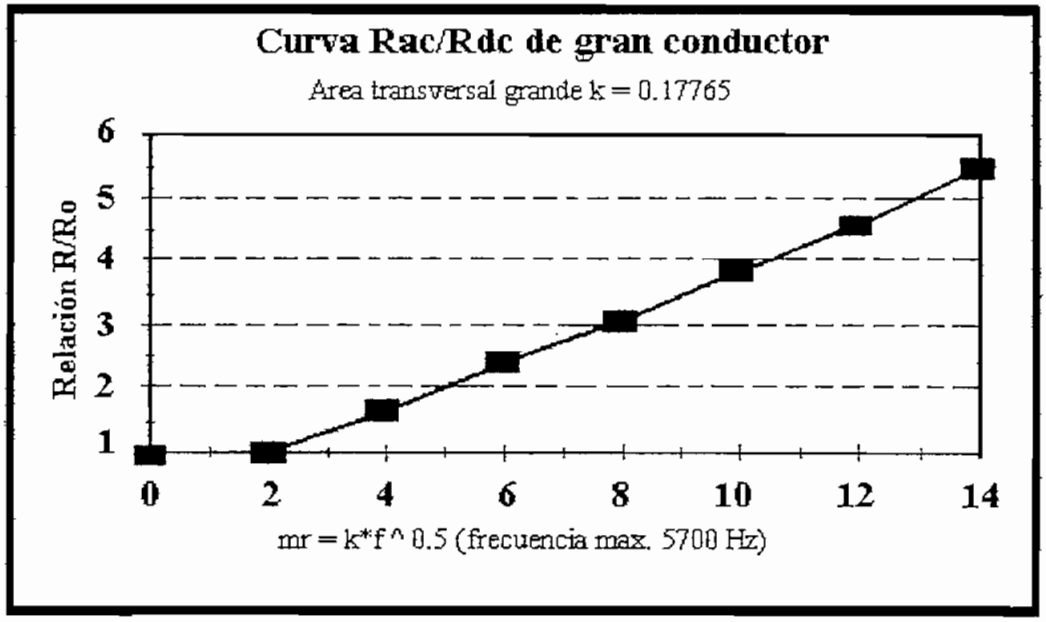


Fig. 3.1

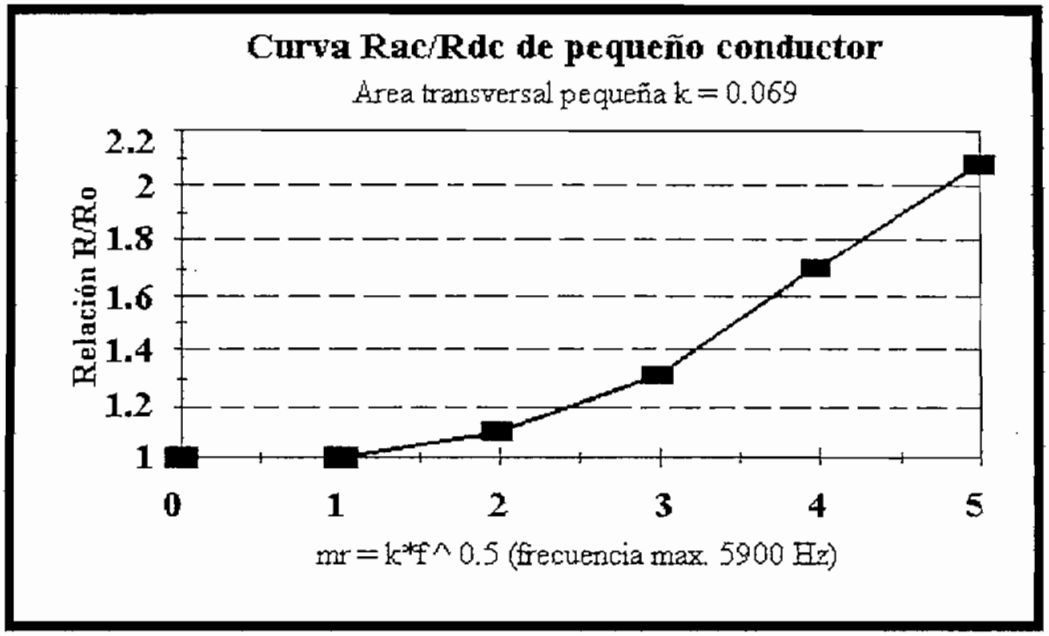


Fig. 3.2

Se puede ver de los gráficos anteriores que para valores bajos de la relación mr, la resistencia no aumenta tan significativamente y es por este hecho que a frecuencia de 60 Hz el efecto skin pasa por desapercibido. Sin embargo como se aprecia en la Fig. 3.1, la cual corresponde a un conductor con gran radio, es decir con una gran área transversal, el efecto de la frecuencia es más pronunciado en el incremento de la resistencia ac; igualmente en la Fig. 3.2, en donde el radio del conductor es pequeño la resistencia ac aumenta a casi el doble de su valor a frecuencia cero. Si se asocia estos efectos con los causados por las armónicas especialmente de corriente, se puede ver una relación directa entre estas armónicas y el aumento de la resistencia de los devanados.

El análisis anterior puede servir para analizar la variación de la resistencia a las diversas frecuencias armónicas múltiplos de la componente fundamental. Sin embargo al intentar estudiar de una manera unificada, es decir con todas las armónicas como en una onda distorsionada periódica la superposición que se realice con todos estos casos individuales realizados, no proporcionaría resultados aproximadamente exactos, ya que se trata de modelos no lineales. No obstante como una buena apreciación de la variación que podría darse en la resistencia del cobre la superposición se la podría utilizar [31], en la sección 3.2.1, a través de un modelo matemático basado en el método de elementos finitos, se estima las impedancias de los devanados de un transformador en presencia de armónicas simples o compuestas, y se comparan con mediciones prácticas verificándose con esto, que el principio de superposición se cumple hasta la 25a armónica, para este caso. También en la sección 3.3, mediante un algoritmo iterativo, se combinan los modelos eléctrico y térmico, empleando para esto, los resultados de las impedancias estimadas en el estudio realizado en 3.2.1, con lo cual se define el comportamiento de los devanados del transformador en sistemas contaminados con armónicas.

3.2 Pérdidas resistivas

Las pérdidas resistivas en el cobre del transformador se producen por el efecto Joule en los conductores, a base de la corriente de plena carga, adicionales a estas son las pérdidas debidas a corrientes parásitas de eddy, originadas en los conductores por los flujos alternos que los atraviesan

(efectos skin y de proximidad), característicos de la corriente alterna. En la Fig. 3.3, puede observarse como el flujo de dispersión atraviesa la masa de los devanados.

Ello aumenta las pérdidas por efecto Joule puras (pérdidas resistivas), que pueden calcularse o medirse mediante corriente continua. Cuéntese, pues, que con corriente alterna, las pérdidas adicionales se traducen en aumento aparente de las resistencias efectivas de los devanados. El efecto es tanto más pronunciado cuanto más elevada es la frecuencia o mayores son las secciones de los conductores [25].

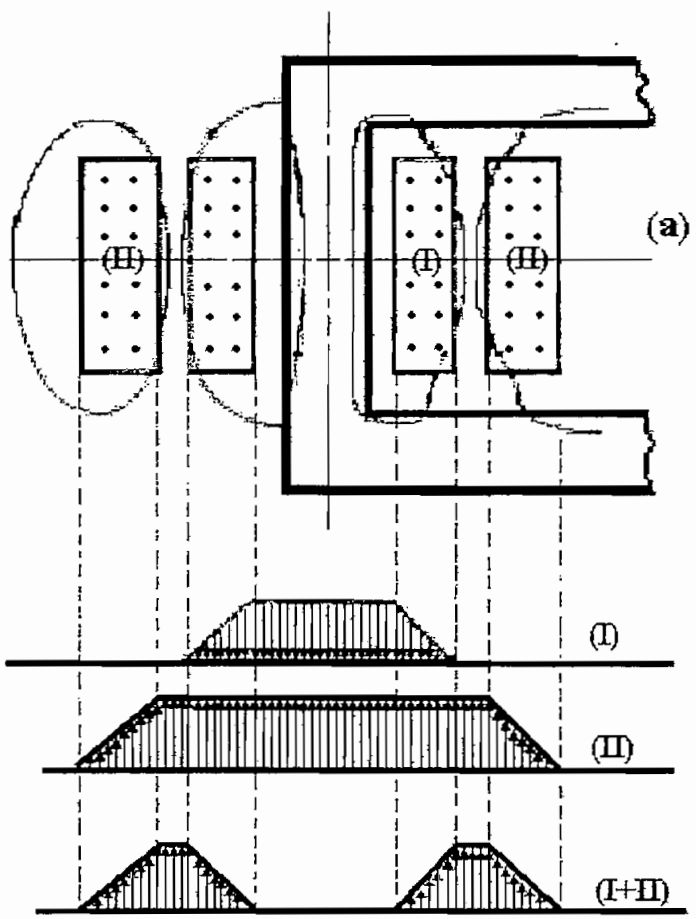


Fig. 3.3

La variación de las resistencias efectivas de los devanados influye directamente en las pérdidas de los mismos, por lo tanto es necesario hacer

una distinción clara de las pérdidas que ocurren en el transformador, caracterizándolas de acuerdo a la partes físicas en las que se presentan.

Las pérdidas en el transformador según la Ref. [34], se clasifican como:

a. pérdidas en vacío (pérdidas de excitación);

b. pérdidas de carga (pérdidas de impedancia); y

c. pérdidas totales, que son la suma de las pérdidas de vacío y de las pérdidas de carga.

Las pérdidas de carga se subdividen en:

a. pérdidas $\mathbf{I^2R}$; y

b. "pérdidas parásitas".

De estas dos, las pérdidas parásitas son las más afectadas por las corrientes armónicas de la carga. Las pérdidas parásitas son determinadas restando las pérdidas $\mathbf{I^2R}$, de las pérdidas de carga medidas (pérdidas de impedancia). Estas se subdividen en:

a. pérdidas parásitas en los devanados, y

b. pérdidas parásitas en otras componentes aparte de los devanados (P_{OSL}).

Las pérdidas parásitas en los devanados incluyen:

a. pérdidas por corrientes de eddy en los conductores y

b. pérdidas debido a las corrientes circundantes entre los cables o circuitos devanados paralelos.

Todas estas pérdidas pueden ser consideradas que constituyen las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados, P_{EC}. Por lo tanto, las pérdidas de carga totales P_{LL}, pueden ser expresadas como:

$$\mathbf{P_{LL} = I^2R + P_{EC} + P_{OSL}} \tag{3.21}$$

Las armónicas inmersas en las ondas distorsionadas de corriente generan pérdidas extras y calentamiento en los conductores, estructuras y sujeciones, reduciendo de esta manera, la eficiencia del transformador y acelerando la pérdida de vida del aislamiento debido al calentamiento adicional de los devanados. Las armónicas de corriente afectan directamente a

las pérdidas en el transformador porque estas, están relacionadas con el paso de corriente por los conductores de los devanados. El valor rms de la corriente de carga se ve aumentado debido a las componentes armónicas, por lo tanto las pérdidas I^2R incrementarán paralelamente.

Las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados (P_{EC}), a frecuencia de los sistemas eléctricos de potencia son proporcionales al cuadrado de la corriente de carga y al cuadrado de la frecuencia [12, 26]. Esta característica puede provocar pérdidas excesivas en los devanados y por lo tanto elevación anormal de la temperatura de los mismos en transformadores que alimentan cargas con corrientes no sinusoidales.

Se conoce que las llamadas, otras pérdidas parásitas (P_{OSL}) en el núcleo, sujeciones y partes estructurales también aumentan como resultado de las corrientes no sinusoidales. Sin embargo, la elevación de la temperatura en esas regiones será menos crítica que en los devanados.

3.2.1 Comportamiento de los devanados ante las armónicas de corriente.

La proliferación de las cargas controladas mediante dispositivos de estado sólido aumentan cada día las armónicas de corriente y voltaje en los sistemas eléctricos de potencia. En estos, los transformadores son los componentes de mayor interés con respecto a las armónicas, debido a que las corrientes no sinusoidales fluyen por los bancos de transformadores causando efectos adversos como: esfuerzos térmicos, esfuerzos del aislamiento y disrupción [13]. Con el propósito de establecer recomendaciones de niveles tolerables de armónicas en los sistemas eléctricos es necesario cuantificar, los efectos de las armónicas en sus componentes.

El aumento de las pérdidas en los devanados debido a las armónicas de corriente se considera importante para la determinación de la pérdida de vida del transformador y la evaluación de metodologías para supresión de armónicas [8].

Para estimar las pérdidas debidas a las armónicas en los devanados más exactamente, se emplea un método numérico basado en una técnica de solución de elementos finitos para modelar los devanados, la misma que no admite errores en las mediciones. Los resultados del modelo se comparan con mediciones experimentales reales de las pérdidas cuando las armónicas actúan individualmente (armónicas simples) y cuando trabajan en conjunto en una onda distorsionada (armónicas compuestas), de este modo se valida el modelo. También, se comprueba el principio de superposición para las pérdidas por corrientes armónicas verificando y comparando los resultados del modelo y de las pruebas.

Para llevar a cabo esta investigación M. Hwang en la Ref. [8], realizó pruebas de cortocircuito en un transformador de distribución monofásico de 10 kVA, 7200/240 V con corrientes que contienen hasta la 25a armónica. Los resultados en dicha investigación, indican que la regla del cuadrado de la frecuencia es bastante conservativa debido al error incurrido en las medidas de las pérdidas por corrientes de eddy a frecuencia fundamental. La configuración geométrica del transformador de prueba tipo acorazado especificado se muestra en la Fig. 3.4. Este estuvo constituido solamente por bobinas, núcleo y sujeciones del núcleo. Aunque fue proyectado para ser inmerso en aceite, este no fue colocado en su respectivo tanque. De este modo las pérdidas parásitas fueron puestas al mínimo.

Los conductores de los devanados en las dos secciones transversales de la Fig. 3.4 están representados por conjuntos de N-conductores en paralelo. La impedancia y pérdidas de potencia para cada conductor dentro de las secciones fueron calculadas empleando el método de elementos finitos, y la impedancia para una espira rectangular completa es obtenida por la combinación de los dos valores de acuerdo a las longitudes medias de las trayectorias. Por lo tanto la impedancia total del devanado es determinada por la suma de la impedancia de cada espira individual.

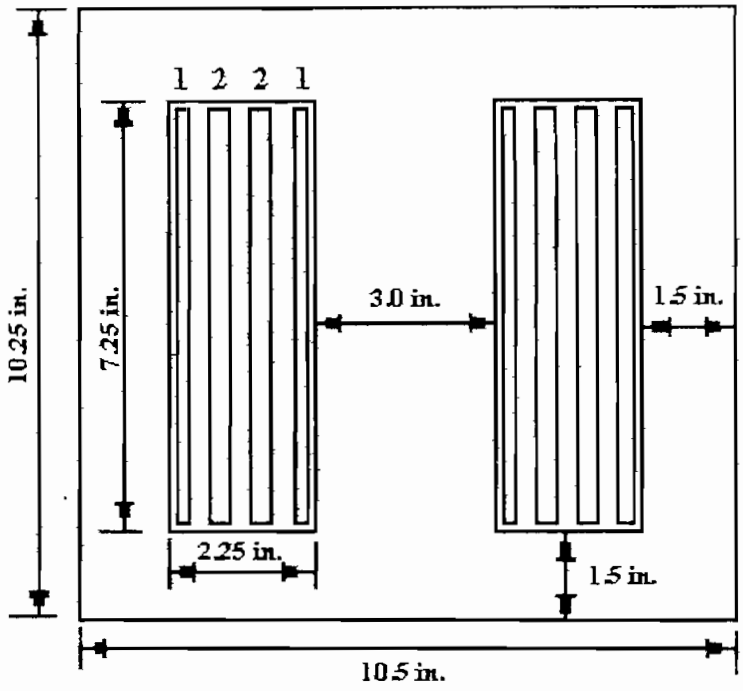


Fig. 3.4(A) Sección transversal del transformador de prueba de 10 kVA (ventana interior)

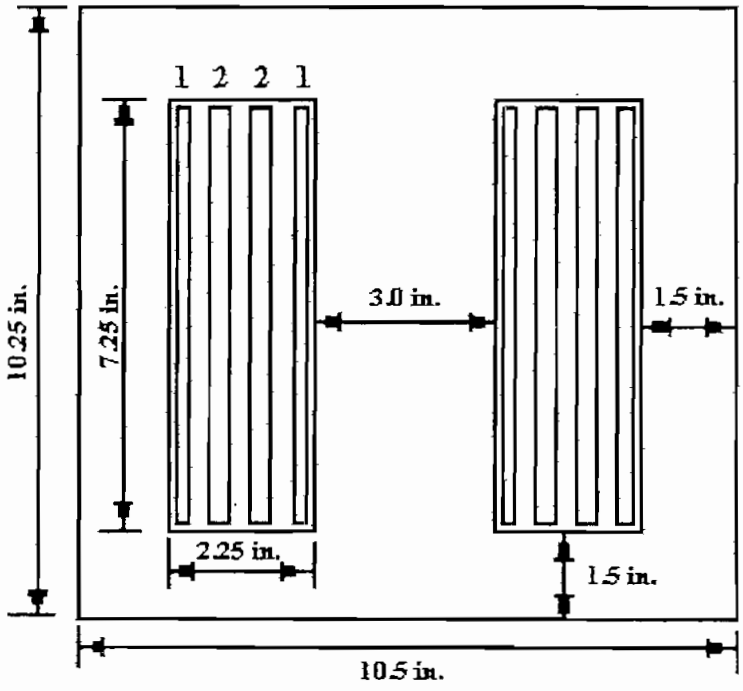


Fig. 3.4(B) Sección transversal del transformador de prueba de 10 kVA (ventana exterior)

La discretización en elementos finitos para los transformadores de prueba fue llevada a cabo con elementos rectangulares lineales. Tanto el conductor como el espacio de aislamiento entre conductores, es discretizado en elementos rectangulares simples. Con éstos también se representan el núcleo, los entrehierros formados entre núcleo y devanados, el papel aislante, los ductos de aceite y el aire que rodea el transformador. El potencial magnético en la frontera exterior a las líneas de malla se asume que es cero, debido a que está lejano a los campos electromagnéticos. El potencial magnético a lo largo de la línea vertical central del transformador también es asumida que es cero debido a la simetría. Además las líneas de malla a través de las cuales pasan los ductos de aceite separando las capas de los devanados de alto y de bajo voltaje o las dos capas de alto voltaje se asume que es cero. Debido a la simetría del dispositivo, solamente un cuadrante de cada sección transversal necesita ser modelado. Estas suposiciones fueron verificadas con resultados experimentales.

3.2.1.1 Cálculo y medición de pérdidas en los devanados de un transformador con armónicas simples y/o compuestas

Las pruebas con armónicas individuales fueron realizadas en un recinto a temperatura constante con valores de corrientes de 0.20, 0.35 y 0.50 A en el devanado de 7200 V para el transformador 10 kVA, manteniendo constantes los niveles de distorsión por armónicas. Estos valores de corriente fueron suficientemente grandes para dar lecturas de potencia exactas, pero no fueron bastante grandes para calentar los devanados considerablemente durante la prueba. Las temperaturas de los devanados del transformador fueron monitoreadas por medio de un termómetro colocado en los ductos de aceite.

Las resistencias dc de los devanados a 22.78 °C fueron medidas cuidadosamente empleando los métodos de puente de Kelvin y voltímetro-amperímetro. Los valores medios medidos fueron utilizados para calcular la resistencia dc equivalente en el lado de alto voltaje, $R_{eq}(dc)$, con la ecuación:

$$R_{eq}(dc) = R_{HV}(dc) + \left(\frac{7200}{240}\right)^2 \cdot R_{LV}(dc) \qquad (3.22)$$

donde $R_{HV}(dc)$ y $R_{LV}(dc)$ son las resistencias dc en los lados de alto y de bajo voltaje de los transformadores.

Un diagrama de bloques del circuito de prueba con armónicas simples se presenta en la Fig. 3.5. Un oscilador de onda cuadrada fue utilizado para accionar el amplificador de potencia push-pull construido en el laboratorio a la frecuencia armónica de interés.

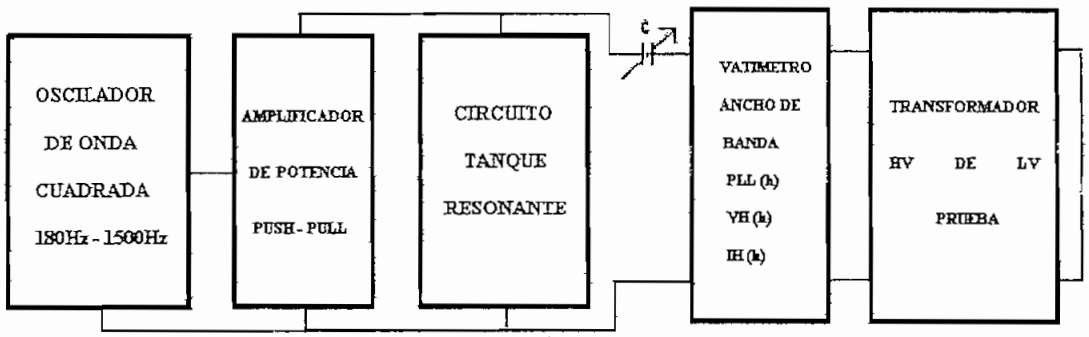


Fig. 3.5. Circuito de Prueba para Armónicas simples

El circuito tanque resonante sintonizado está formado de un capacitor en derivación ajustable, paralelo con un inductor en derivación, el cual sirve para amplificar la salida del amplificador de potencia a la frecuencia deseada y para mantener los niveles de distorsión de voltaje, los cuales son menores a 3.5%. La distorsión armónica total de la corriente siempre es menor que 3.5%. El capacitor ajustable en serie es empleado para cancelar la reactancia de dispersión del transformador y proporcionar una carga resistiva al amplificador de potencia. El medidor de potencia es un vatímetro digital rms con un ancho de banda preciso, el cual mide potencia activa, voltaje y corriente. El transformador de prueba es cortocircuitado en el lado de bajo voltaje y la resistencia ac total del devanado para la armónica de prueba referida al lado de alto voltaje fue obtenida dividiendo la potencia medida por el cuadrado de la corriente.

Los resultados de las mediciones en las pruebas con armónicas simples así como de los cálculos por el método de elementos finitos son presentados en las Fig. 3.6-3.7. Los valores medidos para el transformador de 10 kVA son tabulados en la Tabla 3.1. La resistencia equivalente en el lado de alta $R_{eq}(h)$ y la reactancia de dispersión $X_{eq}(h)$, son calculadas con las corrientes, voltajes y potencias medidas en el lado de alta, $I_H(h)$, $V_H(h)$ y $P_{LL}(h)$. La inductancia de

dispersión $L_{eq}(h)$ es obtenida de $X_{eq}(h)$. Como se muestra en la Tabla 3.1, el más alto voltaje del transformador, 537.7 V en la 25a armónica (0.0747pu a 7200 V base), es bastante pequeño como para despreciar la contribución de las pérdidas en el núcleo.

Tabla 3.1: Datos medidos en el lado de alto voltaje para prueba de cortocircuito en un transformador monofásico de 10 kVA de 7200/240 V.

	$I_H(h)$	$V_H(h)$	$P_{LL}(h)$	Req(h)	Xeq(h)	Leq(h)
h	A	V	W	Ω	Ω	H
1	0.350	34.10	9.14	74.6	62.7	0.1662
3	0.351	71.02	9.26	75.2	187.9	0.1661
5	0.350	112.5	9.5	77.6	311.9	0.1655
7	0.350	154.5	9.9	80.8	434.0	0.1644
9	0.350	197.2	10.3	84.1	557.1	0.1642
11	0.351	240.8	11.0	89.3	680.2	0.1640
13	0.351	283.5	11.6	94.2	802.2	0.1637
15	0.350	325.3	12.3	100.4	924.0	0.1634
17	0.349	366.0	13.1	107.6	1043.2	0.1628
19	0.351	410.5	14.2	115.3	1163.8	0.1625
21	0.350	452.1	15.2	124.1	1285.7	0.1624
23	0.350	494.9	16.3	133.1	1407.8	0.1623
25	0.351	537.7	17.5	142.0	1525.3	0.1618

Req(dc)=74.4048 Ω

Los resultados estimados con el método de elemento finito, también son incluidos en las figuras 3.6-3.7, en donde las resistencias e inductancias estimadas son obtenidas por combinación de los cálculos en las secciones transversales de las ventanas interior y exterior. Con el objeto de ilustrar este procedimiento, la fórmula combinada de la resistencia ac de los dos devanados de bajo y de alto voltaje para la h-ésima armónica, R(h), es determinada como sigue:

$$R(h) = \frac{D_i R_i(h) + D_0 R_0(h)}{D_i + D_0} \tag{3.23}$$

Donde:

D_i: Longitud media del devanado de alto o de bajo voltaje de la sección transversal de la ventana interior.

D_0: Longitud media del devanado de alto o de bajo voltaje de la sección transversal de la ventana exterior.

$R_i(h)$: Resistencia estimada en bajo o en alto voltaje de la sección transversal de la ventana interior para la h-ésima armónica.

$R_0(h)$: Resistencia estimada en bajo o en alto voltaje de la sección transversal de la ventana exterior para la h-ésima armónica.

Las relaciones de las resistencias medidas y estimadas en el lado de alta, mostradas en la Fig. 3.6 son bastante aproximadas, con el error aumentando gradualmente con la frecuencia. La relación de la inductancia de dispersión medida y estimada disminuye ligeramente con la frecuencia, pero la diferencia es bastante pequeña.

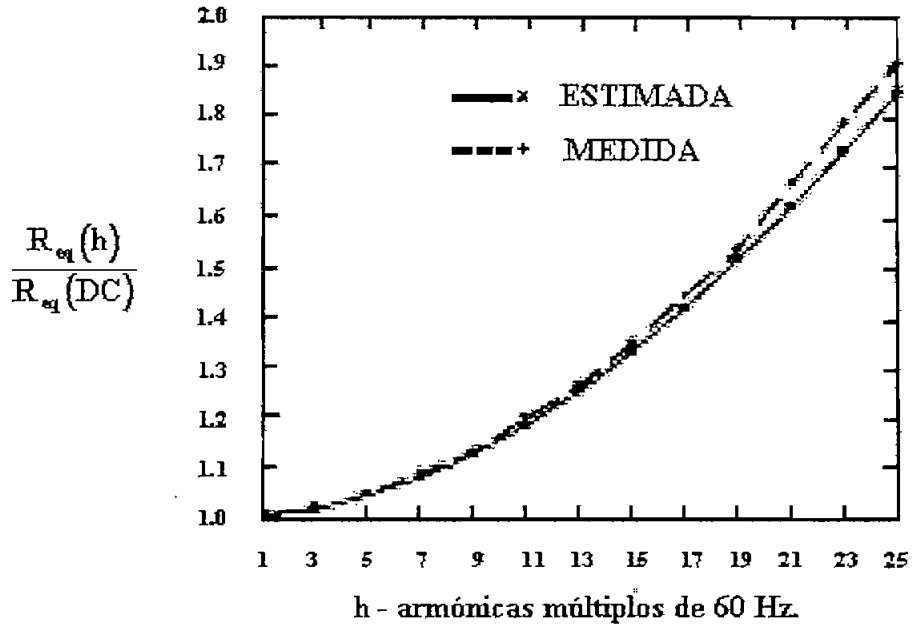


Fig. 3.6(A): Resistencia del devanado del transformador medida y estimada versus frecuencia (transformador de 10 kVA)

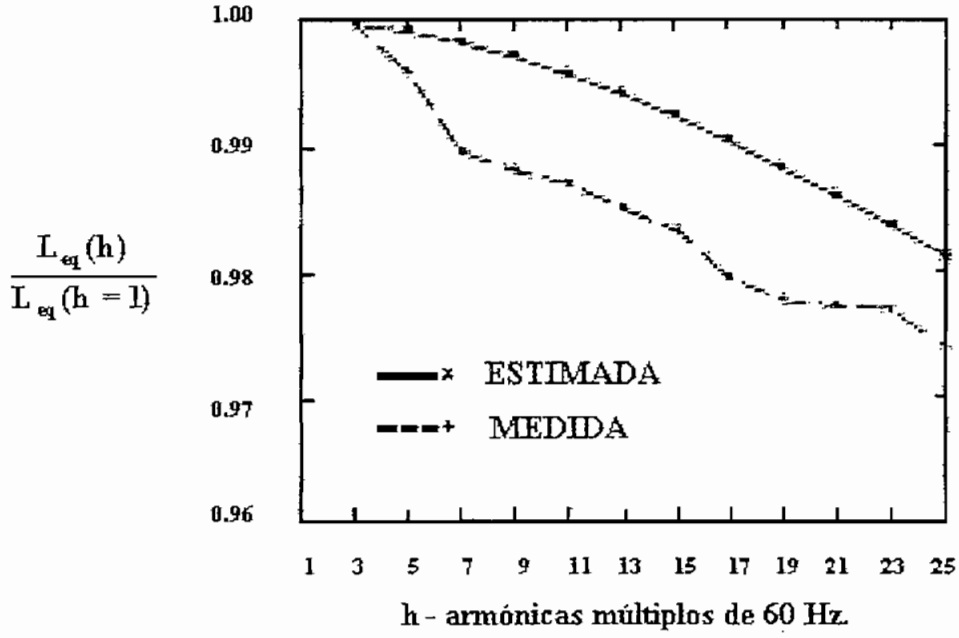


Fig. 3.6(B): Inductancia de dispersión del transformador medida y estimada versus frecuencia (transformador de 10 kVA)

La exactitud en la medida de la resistencia ac en el devanado tiene un impacto significativo en los cálculos de pérdidas de potencia en los devanados. Para demostrar este efecto en la Fig. 3.7 se muestra una comparación entre las pérdidas medidas, las pérdidas estimadas con el método de elementos finitos y las pérdidas calculadas por el procedimiento de la norma IEEE [34], para el transformador de 10 kVA. Los valores medidos corresponden a $I_H(h)=0.50$ amperios para la h-ésima armónica. Los valores estimados, $P_{LL}(h)$, son calculados por:

$$P_{LL}(h) = P_{LL}(dc) \cdot R_{eq}(h) / R_{eq}(dc) \tag{3.24}$$

donde $P_{LL}(dc)$ representan las pérdidas dc equivalentes en los devanados reflejadas al lado de alto voltaje. En la recomendación de la IEEE las pérdidas en los devanados son calculadas por la regla del cuadrado de la frecuencia de la siguiente forma:

$$P_{LL}(h) = P_{LL}(dc) + \left|P_{LL}(h=1) - P_{LL}(dc)\right| \cdot h^2 \tag{3.25}$$

donde las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados a frecuencia fundamental son:

$$P_{LL}(h=1) - P_{LL}(dc) \tag{3.26}$$

y son obtenidas de las medidas en la prueba de cortocircuito.

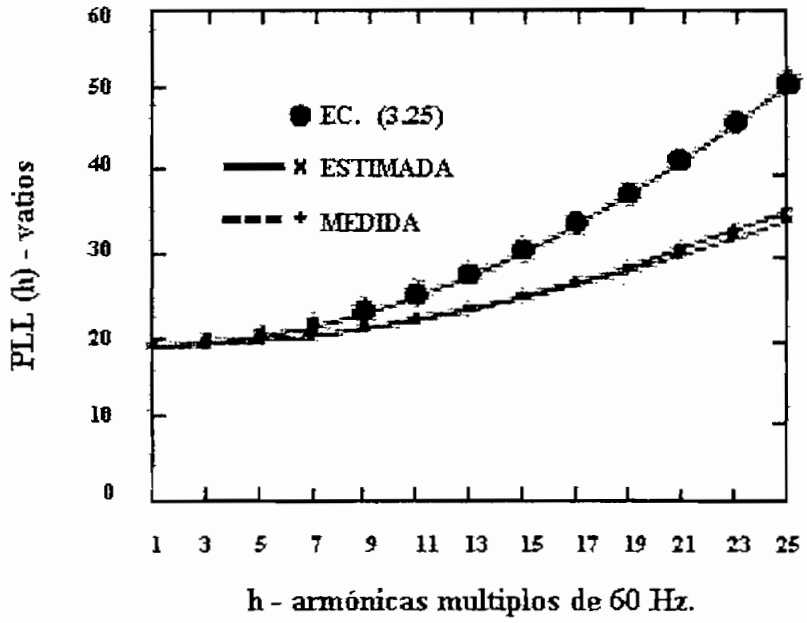


Fig. 3.7 Comparación de las pérdidas en los devanados de un transformador: medidas, estimadas por el método de elementos finitos y por la regla del cuadrado versus la frecuencia (transformador de 10 kVA, $I_H(h)$=0.50 amperios)

Es evidente en la Fig. 3.7 que las pérdidas estimadas en los devanados con la regla del cuadrado de la frecuencia son significativamente mayores que los valores medidos. Esta diferencia es debido principalmente al error en la medida de las pérdidas por corrientes de eddy a frecuencia fundamental y no por la regla del cuadrado de la frecuencia. Puesto que las pérdidas por corrientes de eddy en los transformadores de prueba son muy pequeñas, en el orden de 0.12% - 0.46% de las pérdidas dc de los devanados, un pequeño error en la medida a frecuencia fundamental es amplificado por las armónicas de alto orden.

El análisis de los resultados estimados por el método de elementos finitos muestra en la Fig. 3.7, que las pérdidas reales por corrientes de eddy

siguen aproximadamente la regla del cuadrado de la frecuencia hasta la 9a armónica y disminuyen lentamente a la potencia de 1.94 para la múltiplo 25a.

El circuito de prueba con armónicas compuestas, se presenta en la Fig. 3.8, este fue usado para probar el principio de superposición

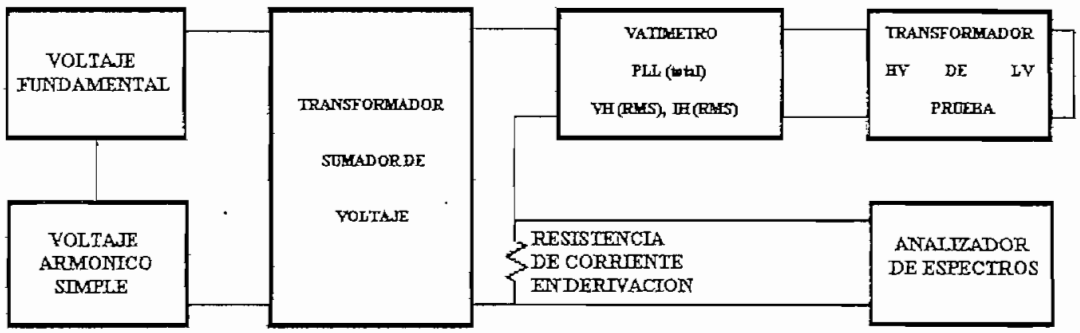


Fig. 3.8 Circuito de prueba para Armónicas Compuestas

de las pérdidas armónicas de potencia en los devanados de los transformadores. Una corriente armónica simple es generada por el amplificador de la Fig. 3.5, a ésta se suma la corriente a frecuencia fundamental con el uso de dos transformadores en serie. Las magnitudes de las corrientes armónica y fundamental se mantienen aproximadamente constantes e iguales la una de la otra. A pesar de que las armónicas de corriente indeseables son producidas en el circuito, sus magnitudes son siempre menores que 5.5% de la fundamental o de la magnitud armónica deseada.

Como en el circuito de prueba para armónicas simples, el lado de bajo voltaje es cortocircuitado. El vatímetro digital mide las pérdidas totales de potencia en los devanados y la corriente eficaz que fluye por el devanado de alto voltaje. La fundamental y las armónicas de la corriente son monitoreadas a través de una resistencia de corriente en derivación y un analizador de espectros digital. Las dos corrientes son elevadas al cuadrado y multiplicadas por sus resistencias respectivas, estas son calculadas por el método de elementos finitos, y los resultados se suman para obtener la potencia total estimada (P(est) en la Tabla 3.2). Esta suma es comparada con las pérdidas medidas para verificar el principio de superposición.

Los resultados de las pruebas con armónicas compuestas son ilustrados en la Fig. 3.9. Los datos medidos y calculados para el transformador de 10 kVA son listados en la Tabla 3.2. Los datos medidos consisten de la magnitud total de la corriente $I_H(rms)$, la magnitud total de voltaje $V_H(rms)$, las pérdidas totales de potencia activa en los devanados $P_{LL}(total)$, la magnitud de la corriente fundamental $I_H(h=1)$ y la magnitud de la corriente armónica seleccionada $I_H(h)$. Las pérdidas totales estimadas en los devanados $P(est)$ es la suma de las pérdidas debidas a la fundamental y a la armónica simple. Como se muestra en la Fig. 3.9, la relación de la potencia estimada $P(est)$ para la potencia medida $P_{LL}(total)$ verifica el principio de superposición respecto a la pérdidas armónicas en los devanados.

El método de elementos finitos puede estimar el calor generado dentro de cada espira, información necesaria para desarrollar un modelo térmico, mediante el cual se puede estimar y localizar la temperatura del punto de calentamiento máximo en los devanados cuando las armónicas están presentes, como se analiza en 3.3.

Tabla 3.2: Datos medidos y estimados en el lado de alto voltaje en pruebas a frecuencia compuesta en un transformador de 10 kVA.

	$I_H(rms)$	$V_H(rms)$	$P_{LL}(total)$	$I_H(h=1)$	$I_H(h)$	$P(est)/P_{LL}(total)$
h	A	V	W	A	A	Relación
3	0.1361	21.62	1.39	0.0964	0.0960	0.999
5	0.1365	31.99	1.42	0.0964	0.0966	0.996
7	0.1364	43.01	1.45	0.0964	0.0964	0.992
9	0.1371	68.45	1.50	0.0964	0.0974	0.991
11	0.1368	69.44	1.54	0.0964	0.0970	0.988
13	0.1364	77.02	1.58	0.0964	0.0964	0.987
15	0.1365	89.66	1.64	0.0964	0.0966	0.986
17	0.1368	102.18	1.71	0.0964	0.0970	0.986
19	0.1362	115.50	1.77	0.0964	0.0962	0.981
21	0.1371	129.29	1.88	0.0964	0.0974	0.978
23	0.1363	139.09	1.94	0.0964	0.0963	0.974
25	0.1364	152.87	2.03	0.0964	0.0964	0.973

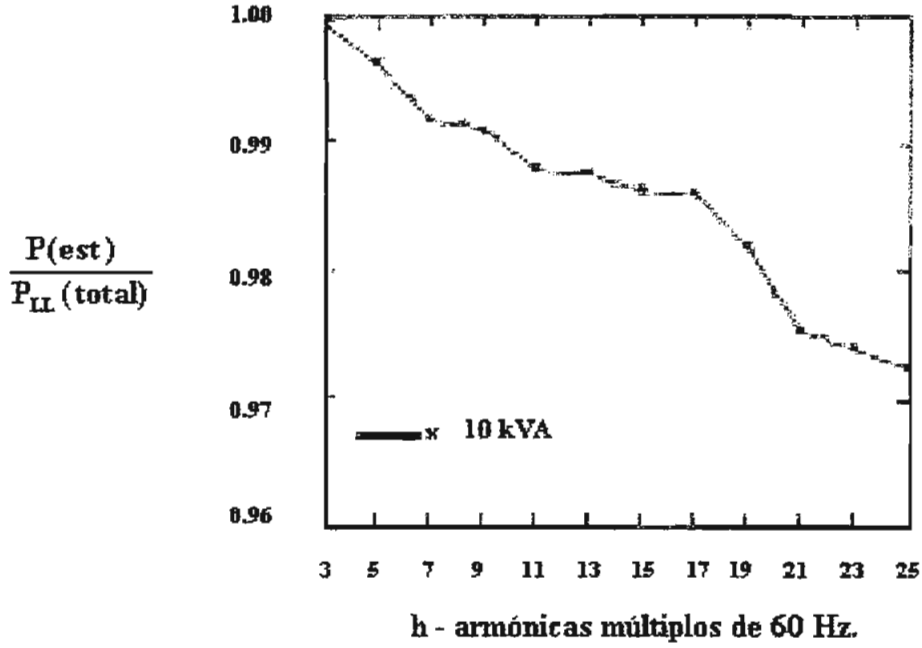


Fig. 3.9 Suma de las pérdidas estimadas en los devanados expresada como una relación de las pérdidas medidas en los devanados para las pruebas de frecuencia compuesta.

3.2.2 Pérdidas parásitas debidas a corrientes de eddy

Si una corriente continua pasa a través de los conductores de los devanados, se producen las pérdidas I^2R, donde R es la resistencia dc de los devanados. Sin embargo, si una corriente alterna ac de la misma magnitud pasa a través de los conductores, pérdidas adicionales a las anteriores son producidas. Esto puede ser explicado a continuación de la siguiente manera.

Cuando los devanados del transformador llevan corriente ac, cada conductor se envuelve de un campo electromagnético alterno cuya intensidad es directamente proporcional a la magnitud de la corriente. En el interior del transformador en funcionamiento, cada conductor metálico enlazado por el flujo electromagnético, experimenta un voltaje inducido interno, dando *origen a* corrientes de eddy que fluyen en los conductores. Estas producen pérdidas que son disipadas en forma de calor, produciendo elevación de temperatura adicional alrededor de los conductores. El tipo de pérdidas extras a las I^2R son referidas como "pérdidas parásitas". Aunque todas éstas pérdidas están en las debidas a corrientes de eddy, la porción en los devanados es usualmente denominada "pérdidas por corrientes de eddy" (P_{EC}), y las que ocurren fuera de éstos, son llamadas "otras pérdidas parásitas", (P_{OSL}).

Cuando el transformador está sujeto a corrientes de carga con significativo contenido armónico, las pérdidas extras por corrientes de eddy en los conductores de los devanados y en las otras partes metálicas elevarán la temperatura de dichas partes, sobre la temperatura de operación normal en régimen nominal. La experiencia ha demostrado que en los conductores de los devanados es más crítico determinar la temperatura de operación aceptable, de tal manera que se deberá prevenir las pérdidas en los conductores de los devanados bajo condiciones de carga armónica que exceden a las pérdidas bajo condiciones de operación nominal a 60 Hz.

El devanado interno del núcleo de un transformador típico tiene altas pérdidas por corrientes de eddy respecto al devanado externo, porque el flujo electromagnético tiene una gran tendencia de distribuirse interiormente por el camino de baja reluctancia de la columna del núcleo. Además, las mayores pérdidas por corrientes de eddy locales usualmente ocurren en los terminales de los conductores del devanado interno. Esto resulta debido al hecho que ésta es la región de mayor densidad de flujo electromagnético radial y porque éste flujo pasa a través de la dimensión ancho del conductor rectangular del devanado. Puesto que la dimensión ancho de un conductor es típicamente de 3 a 5 veces la dimensión espesor y la pérdidas por corriente de eddy son proporcionales al cuadrado de las dimensiones, altas pérdidas se producen en los terminales del conductor [34].

3.3 Monitoreo de temperaturas de un transformador en presencia de armónicas.

La mayoría de los transformadores de distribución usualmente trabajan como interfaces entre el sistema eléctrico de potencia y las fuentes de armónicas, por esta razón, el efecto de las armónicas de corriente en la temperatura de los devanados se lo analiza mediante un estudio aplicado a un caso particular de un transformador de distribución de 10 kVA, 7200/240 V (el mismo empleado en 3.2.1.1), equipado para ser utilizado específicamente en pruebas de conducción térmica con corrientes armónicas que contienen hasta la 25a armónica, en esta unidad bobinada con alambre, se instaló 36 termocuplas distribuidas en los devanados, aceite y en el tanque; con lo cual se puede sacar conclusiones generales aplicables a transformadores

similares. En dicho estudio sacado de la referencia [9], se emplean los datos de los cálculos y mediciones de las impedancias armónicas presentados en 3.2.1.1. Los cálculos fueron realizados empleando el algoritmo numérico basado en el método de elemento finito. Esta técnica es ampliada para combinar los modelos eléctrico y térmico lo cual proporciona la evaluación general de la influencia de las armónicas de corriente en transformadores de distribución.

La presencia de armónicas de corriente en los transformadores requiere de una reducción de su capacidad para que estos operen bajo esta influencia [34]. Para el cálculo de las temperaturas de los devanados sujetos a corrientes armónicas se hace dos suposiciones:

1. el aumento de temperatura es proporcional a sus pérdidas.
2. la posición del punto de calentamiento máximo de los devanados es fijo.

Tomando en cuenta estas suposiciones, el aumento de las pérdidas se calcula con la regla del cuadrado de la frecuencia [34] y el transformador es reducido en su capacidad manteniendo constante las pérdidas en los devanados. "Las pérdidas por corrientes de eddy son inversamente proporcionales a la elevación de la temperatura en los devanados. Por lo tanto es importante considerar la interrelación entre las pérdidas en los devanados y la temperatura cuando se hace una evaluación de la influencia total de las corrientes armónicas en los transformadores" [9].

A continuación se presenta la descripción de los resultados obtenidos en el transformador especificado, con el propósito de comparar la temperatura estimada en los devanados mediante el algoritmo iterativo basado en elementos finitos con las medidas reales hechas en el transformador de prueba con armónicas comunes de bajo orden. Un algoritmo iterativo se emplea para resolver el problema eléctrico y térmico simultáneamente, permitiendo de esta manera una interacción completa entre la temperatura y la resistividad del devanado en cada paso. Los resultados son comparados favorablemente.

3.3.1 Aplicación del método de elementos finitos

Al igual que en 3.2.1, en este caso, para resolver el problema térmico del transformador se emplea la técnica de elementos finitos. Las consideraciones físicas y expresiones matemáticas usadas en esta resolución se resumen a continuación.

Llamando $\Theta(x,y)$, a la elevación de la temperatura en los devanados, ésta se define como:

$$\Theta(x,y) = T(x,y) - T_{0,b} \tag{3.27}$$

donde $T(x,y)$, es la temperatura del devanado en la posición (x,y) y $T_{0,b}$ es la temperatura en el fondo del ducto de aceite. La ecuación bidimensional en estado estable de conducción del calor dentro de la sección transversal del devanado es:

$$\kappa_x \frac{\partial^2 \Theta(x,y)}{\partial x^2} + \kappa_y \frac{\partial^2 \Theta(x,y)}{\partial y^2} = q \tag{3.28}$$

donde:

κ_x, κ_y: Conductividades térmicas en las direcciones x e y, para los materiales conductores y aislantes.

q: Fuente de calor en los conductores, ésta es cero en los materiales aislantes.

Nótese que la fuente de calor o densidad de pérdidas de potencia existe solamente en los conductores de los devanados y no en los materiales aislantes o entrehierros. Aplicando el método de elementos finitos en (3.28), se obtiene:

$$\kappa S \Theta = Q \tag{3.29}$$

donde:

κ: Conductividad térmica de los materiales conductores y aislantes.

S: Matriz cuadrada cuyos elementos se definen por el método de elementos finitos.

Θ: Vector columna de elevaciones de temperatura desconocidas para los elementos finitos del devanado.

Q: Vector columna de pérdidas de calor conocidas por unidad de longitud en cada elemento.

La elevación de temperatura discreta en los devanados, se obtiene resolviendo la ecuación (3.29).

Para resolver esta ecuación, las condiciones de frontera para la superficie del devanado deben ser determinadas usando la siguiente ecuación:

$$\kappa\frac{\partial\Theta}{\partial n}+\alpha\left[\Theta-\Theta_0\right]=0 \qquad (3.30)$$

donde n es la dirección normal a la superficie del devanado, α es el coeficiente de transferencia de calor y Θ_0 es la elevación de temperatura del ducto de aceite. Puesto que la superficie del devanado está rodeada de aceite aislante, α representa el coeficiente de transferencia de calor del ducto de aceite. Para encontrar el verdadero valor de α se requiere de pruebas térmicas complicadas, el cual es función no lineal de la temperatura y de la altura del ducto de aceite. Sin embargo, para ductos largos y angostos como los del transformador de prueba, el procedimiento se simplifica asumiendo que la temperatura del ducto de aceite varia linealmente entre el fondo y la parte superior del ducto. En otras palabras, se asume que α permanece constante y es calculado de las temperaturas medias del ducto y de los devanados.

Las elevaciones de temperaturas medias del fondo y de la parte superior del ducto de aceite en los devanados, son calculadas usando un modelo de circuito analógico térmico, el mismo que es descrito en 3.3.2. Por lo tanto, hay dos pasos necesarios para calcular la distribución de temperatura en los devanados en cualquier nivel de pérdidas de potencia específico:

1. Hallar el coeficiente de transferencia de calor del ducto de aceite y establecer las condiciones de frontera usando el modelo analógico.
2. Resolver la ecuación de conducción (3.29) con elementos finitos, usando las condiciones de frontera.

La configuración geométrica del transformador de prueba tipo acorazado de 10 kVA se muestra en la Fig. 3.4(A) y 3.4(B), (sin tanque ni aceite aislante). Los espacios entre las capas de los devanados representan ductos de aceite. El aceite aislante circula de abajo hacia arriba en los ductos, creando calor en los conductores de los devanados y en el material aislante.

La discretización del transformador de prueba en elementos finitos térmicos, es llevada a cabo con elementos rectangulares lineales. Para cada

conjunto de devanados, las líneas de frontera de la malla son establecidas en la superficie del devanado la cual está en contacto con el aceite aislante. La temperatura de las líneas de frontera horizontales, se asume que permanece constante y es igual a la temperatura en el fondo o en la parte superior del ducto de aceite. La temperatura en los ductos de aceite verticales, se asumen que varían linealmente.

De igual manera, puesto que se asume que los devanados tienen la misma distribución de temperatura tanto en la ventana interior como en la exterior, solamente una sección transversal necesita ser modelada. Estas suposiciones fueron verificadas con los resultados de las pruebas térmicas.

3.3.2 Modelo del circuito analógico térmico.

Un modelo de circuito analógico térmico de quinto orden para el transformador de prueba de 10 kVA con aceite refrigerante natural, se presenta en la Fig. 3.10. Los nodos 1-5, representan los devanados de alto voltaje, de bajo voltaje, el núcleo, el aceite y el tanque respectivamente. T1 y T2 son las elevaciones medias de temperatura en los devanados de alto y de bajo voltaje.

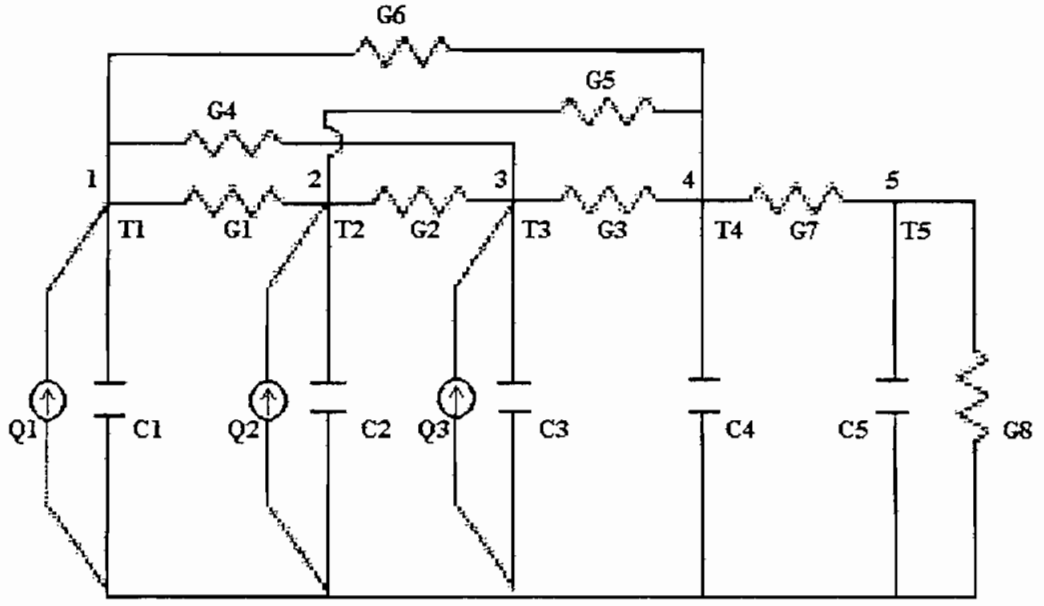


Fig. 3.10 Circuito analógico térmico para el transformador de prueba

Las T3-T5 representan las elevaciones de temperatura sobre la temperatura ambiente en el núcleo, en el fondo del ducto de aceite y en el tanque. Las entradas de calor Q1, Q2 y Q3 son las pérdidas de potencia en los devanados de alto voltaje, de bajo voltaje y en el núcleo. Las pérdidas de potencia en las paredes del tanque son despreciables. Los parámetros G1-G8 son las conductancias de calor entre los nodos térmicos.

Los parámetros G1-G8, fueron determinados de las pruebas térmicas. Para este propósito, primero se realiza varios conjuntos de mediciones de las elevaciones de temperatura en los nodos 1-5, energizando la fuente de calor Q1 (usando inyección de corriente dc en el devanado de alto voltaje). Las temperaturas son medidas y los resultados se muestran en la Fig. 3.11, en la cual se emplea una función de ajuste de la forma $f(x)=ax^{0.8}$, para igualar e interpolar los resultados y reducir el número de pruebas térmicas requeridas,

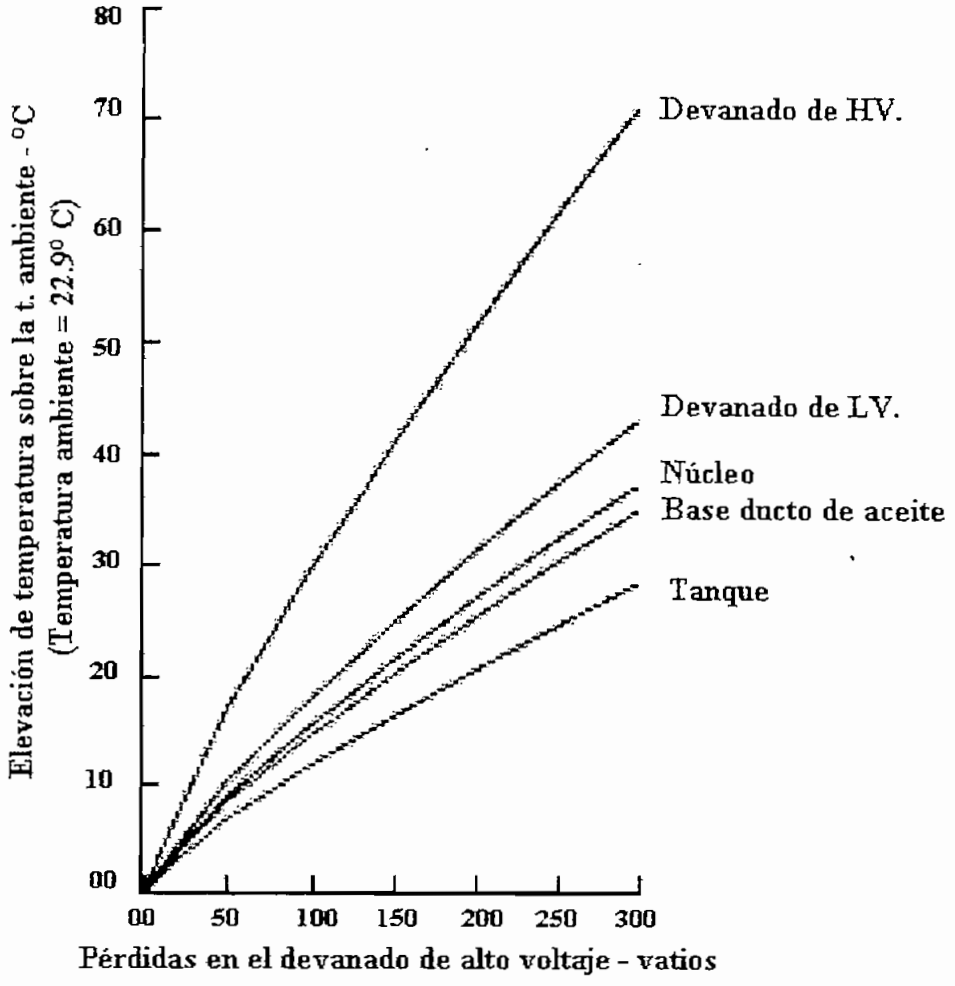


Fig. 3.11 Elevación de la temperatura media versus pérdidas en el devanado de alto voltaje.

puesto que, cada prueba térmica requiere aproximadamente de 1 a 3 horas. A continuación, M. Hwang en la Ref. [9], lleva a cabo una prueba de cortocircuito ac, en la cual las fuentes de calor Q1 y Q2 son energizadas. De este modo se evita el problema de inyectar una corriente dc muy grande en el devanado de alto voltaje. Después de efectuar dos veces cada prueba a diferentes niveles de pérdidas de potencia, los resultados para la fuente Q2, se obtienen restando la contribución de temperatura de la fuente Q1 (basada en la Fig. 3.11) de las mediciones realizadas empleando Q1 y Q2. Los resultados mostrados en la Fig. 3.12, son obtenidos usando la función de ajuste f(x).

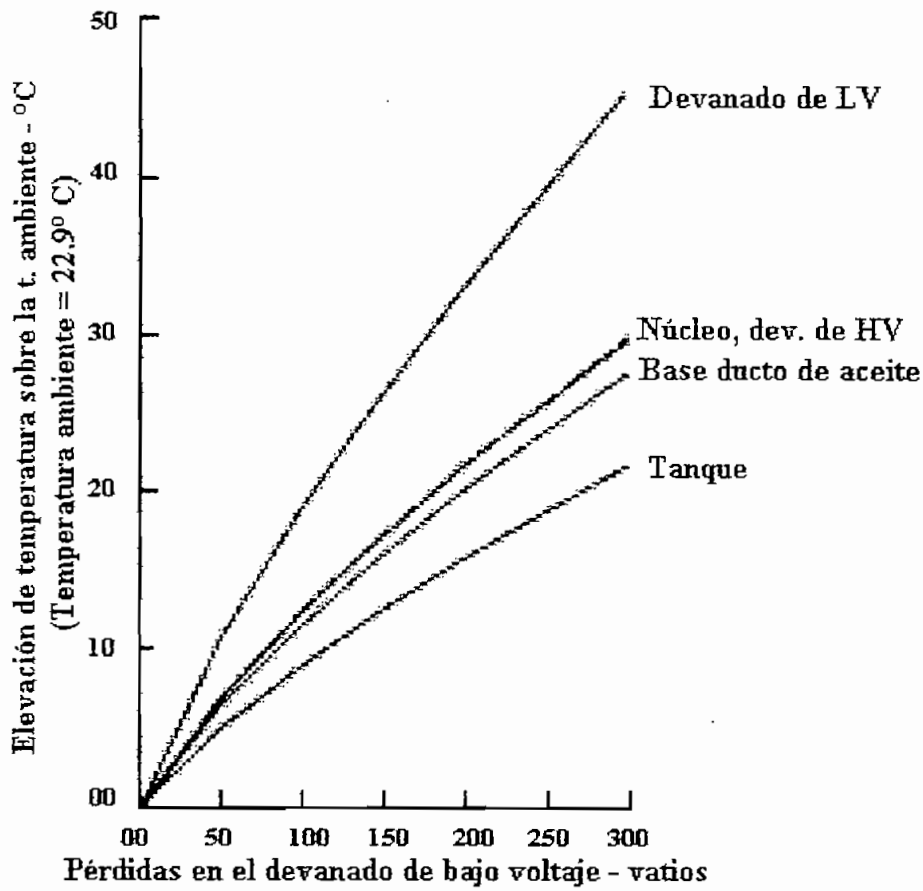


Fig. 3.12 Elevación de la temperatura media versus pérdidas en el devanado de bajo voltaje.

Una prueba térmica para la fuente de calor Q3, no fue necesaria debido a que las pérdidas en el núcleo fueron muy pequeñas durante las mediciones en este trabajo, llevadas a cabo a bajas densidades de flujo en el núcleo [9]. Para medir la temperatura solamente del núcleo se emplea una prueba térmica simple de circuito abierto a voltaje nominal. La elevación de temperatura del núcleo para otros niveles de potencia se asume que sigue la función:

$$t(p) = t_r \left[\frac{p}{p_r} \right]^{0.8}$$

donde t_r es la elevación de temperatura del núcleo a pérdidas nominales p_r. Entonces, la elevación de temperatura en el núcleo y las mediciones de elevación de temperatura, mostradas en las Figs. 3.11 y 3.12, se emplean para construir la matriz de impedancias térmicas dependiente de la temperatura. Finalmente, una matriz de conductancias dependiente de la temperatura, que contiene elementos G1-G8, se muestra en la Tabla 3.3, la cual fue obtenida invirtiendo la matriz de impedancias. Una fórmula de regresión de la forma:

$$G_n(T_4) = a_0 + a_1 T_4$$

fue empleada, donde T_4 es la temperatura medida en el fondo del ducto de aceite.

Las temperaturas reales fueron tomadas tanto en el fondo como en la parte superior del ducto de aceite, y en el núcleo. Las temperaturas medias en los devanados, fueron determinadas por el método de la resistencia.

Tabla 3.3. Determinación experimental de coeficientes de Conductancias térmicas para el transformador de prueba.

G_n	a_0	a_1
G_1	1.74674	0.01189
G_2	1.47069	0.00052
G_3	10.53404	0.06629
G_4	0.73707	0.00587
G_5	6.91241	0.05377
G_6	3.30093	0.06906
G_7	27.48076	0.43209
G_8	7.26704	0.11327

$$G_n(T_4) = a_0 + a_1 T_4$$

T_4: Temperatura en el fondo del ducto de aceite

Para el modelo analógico térmico se necesita principalmente determinar el coeficiente de transferencia de calor α en los ductos de aceite así como también las condiciones de frontera para la solución empleando la técnica de elementos finitos térmicos. Las elevaciones de temperatura T1-T5, en los nodos 1-5, pueden ser calculadas usando este modelo analógico para cualquier muestra de corriente de carga dada. La función de ajuste f(x), se basa en mediciones de temperatura, y fue empleada para estimar la temperatura en la parte superior del ducto de aceite a diferentes niveles de

potencia. La temperatura media del fondo y de la parte superior del ducto, junto con las temperaturas medias de los devanados de alto y de bajo voltaje, fueron usadas para estimar α.

3..3.3 Algoritmo Iterativo para el cálculo de pérdidas y temperatura.

Aunque a altas temperaturas aumenta las pérdidas dc en el cobre, las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados tienden a disminuir con la temperatura. La fórmula analítica que describe esta situación es la siguiente:

$$P_{LL} = P_{dc}\left[\frac{234.5+T}{234.5+T_0}\right] + P_{EC}\left[\frac{234.5+T_0}{234.5+T}\right] + P_{CC} + P_{OSL} \qquad (3.31)$$

donde:

P_{LL}: Pérdidas totales de potencia en el transformador a temperatura T °C.

P_{dc}: Pérdidas dc en el devanado de cobre a T_0

P_{EC}: Pérdidas por corrientes de eddy en los devanados a T_0

P_{CC}: Pérdidas en el núcleo a T_0

P_{OSL}: Pérdidas parásitas a T_0

T_0: Temperatura de referencia en °C.

Se puede ver claramente que las pérdidas dc en el cobre, son proporcionales a la temperatura, pero las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados son inversamente proporcionales a la temperatura. De este modo, los problemas eléctrico y térmico fueron resueltos simultáneamente cuando las corrientes armónicas que se investigaron afectan a los transformadores.

Un algoritmo iterativo que combina tanto el modelo eléctrico como térmico fue desarrollado, para calcular las pérdidas y temperaturas en el transformador, el mismo que se muestra en la Fig. 3.13.

La función de cada bloque se describe a continuación:

1. Especificar las corrientes no sinusoidales para el transformador de prueba. También se requiere otros datos como características geométricas, eléctricas y térmicas del transformador.

2. Usar el método eléctrico de elementos finitos para construir la tabla de resistencias armónicas en los devanados de alto y bajo voltaje. Las tablas

son usadas para calcular las pérdidas en cada devanado para cada orden armónico h y cada temperatura promedio.

3. Construir el modelo analógico térmico usando el procedimiento descrito previamente.

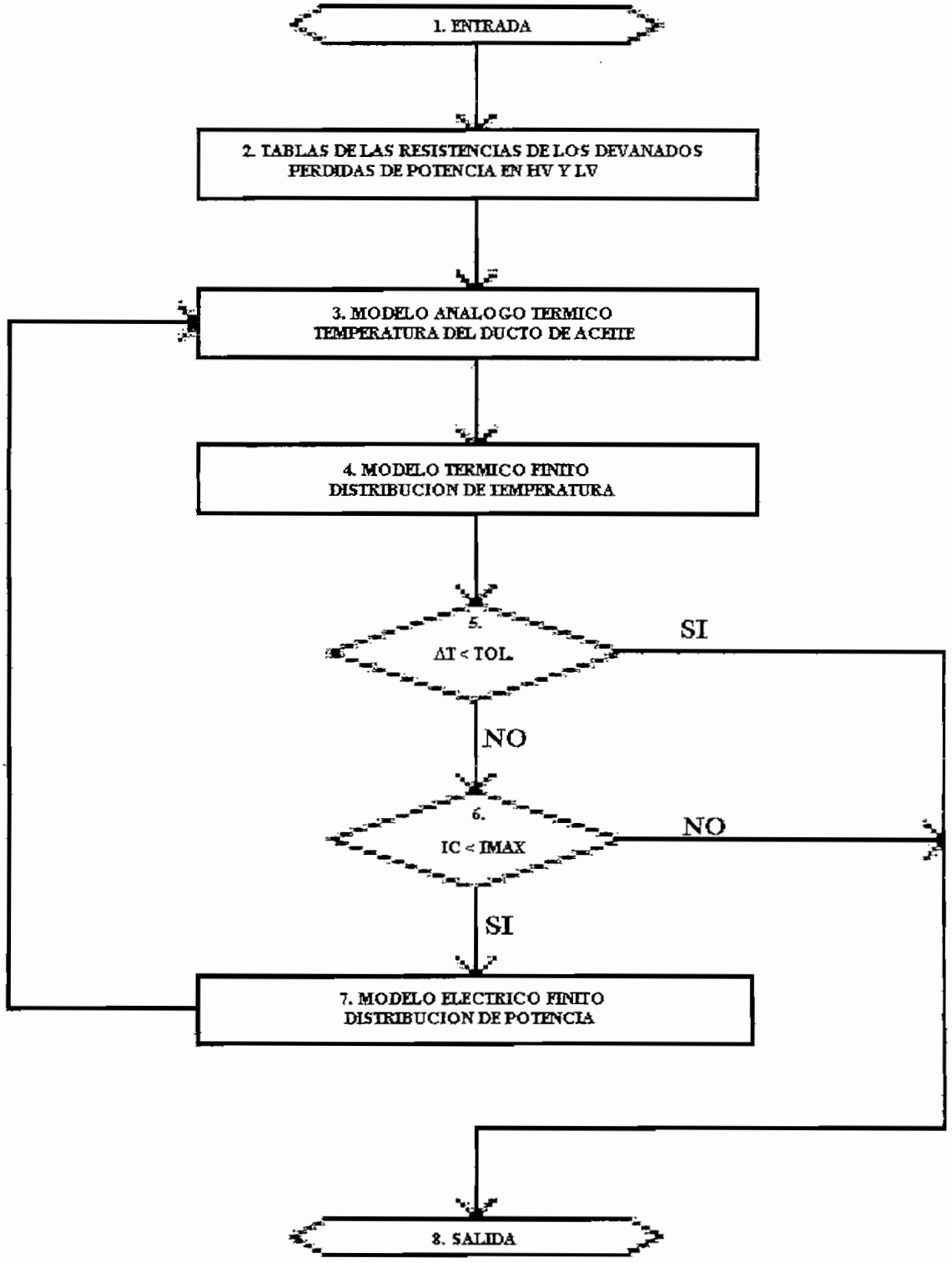


Fig. 3.13 Diagrama de flujo para el algoritmo iterativo Eléctrico-térmico.

realizaron pruebas a 60 Hz para hallar la elevación de temperatura media en el transformador de prueba.

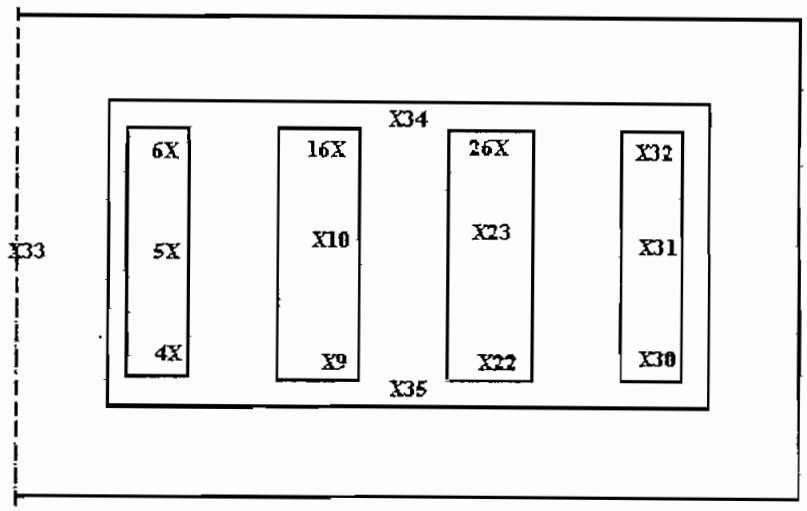


Fig. 3.14(A): Arreglo de sensores térmicos en el transformador de prueba de 10 kVA (ventana interior derecha)

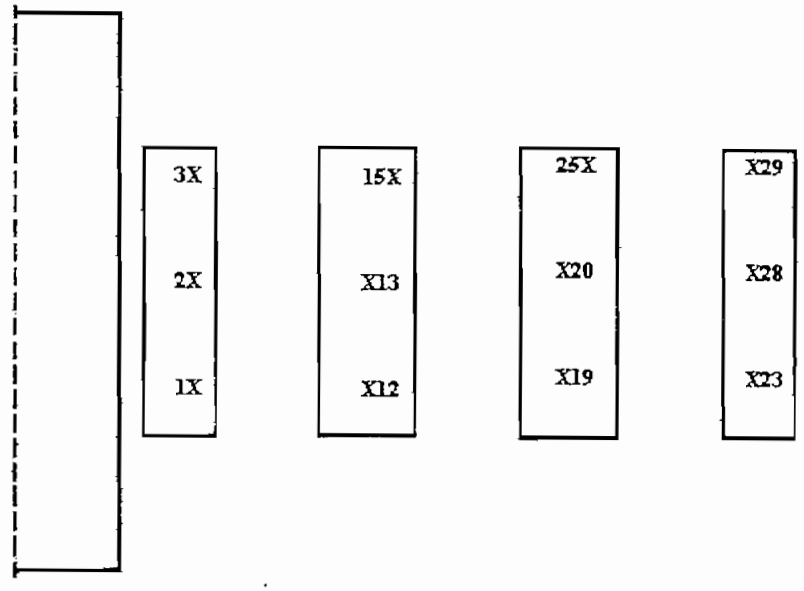


Fig. 3.14(B): Arreglo de sensores térmicos en el transformador de prueba de 10 kVA (ventana exterior derecha)

Los valores de las mediciones indicadas en la Tabla 3.4, son el resultado de las pruebas de cortocircuito con bajas pérdidas en el núcleo. Las elevaciones de temperaturas medias en los devanados fueron obtenidas indirectamente utilizando el método de la resistencia. Estas se comparan favorablemente a las mediciones directas.

Tabla 3.4. Comparación de elevación de temperatura (°C) medida y estimada para el transformador de prueba.

PLL	HV, °C		LV, °C		Núcleo, °C		Aceite, °C		Tanque, °C	
Pérdidas	Est.	Med.	Est.	Med.	Est.	Med.	Est.	Med.	Est.	Med.
40.0	10.2	11.7	8.8	15.2	6.7	7.2	6.2	6.2	4.9	5.6
100.0	23.2	24.1	20.2	21.0	15.2	15.1	14.0	13.4	11.1	11.7
150.0	32.6	33.0	28.6	28.9	21.4	20.3	19.8	18.9	15.6	16.1
200.0	41.0	41.9	36.2	37.0	27.0	28.2	24.9	26.1	19.7	20.3
250.0	47.7	48.3	42.8	42.9	31.6	32.6	29.2	30.2	23.1	24.3

Usando la misma prueba térmica de cortocircuito a 60 Hz, una comparación de varias elevaciones de temperaturas medidas y estimadas se muestra en las Figs. 3.15(A) y 3.15(B).

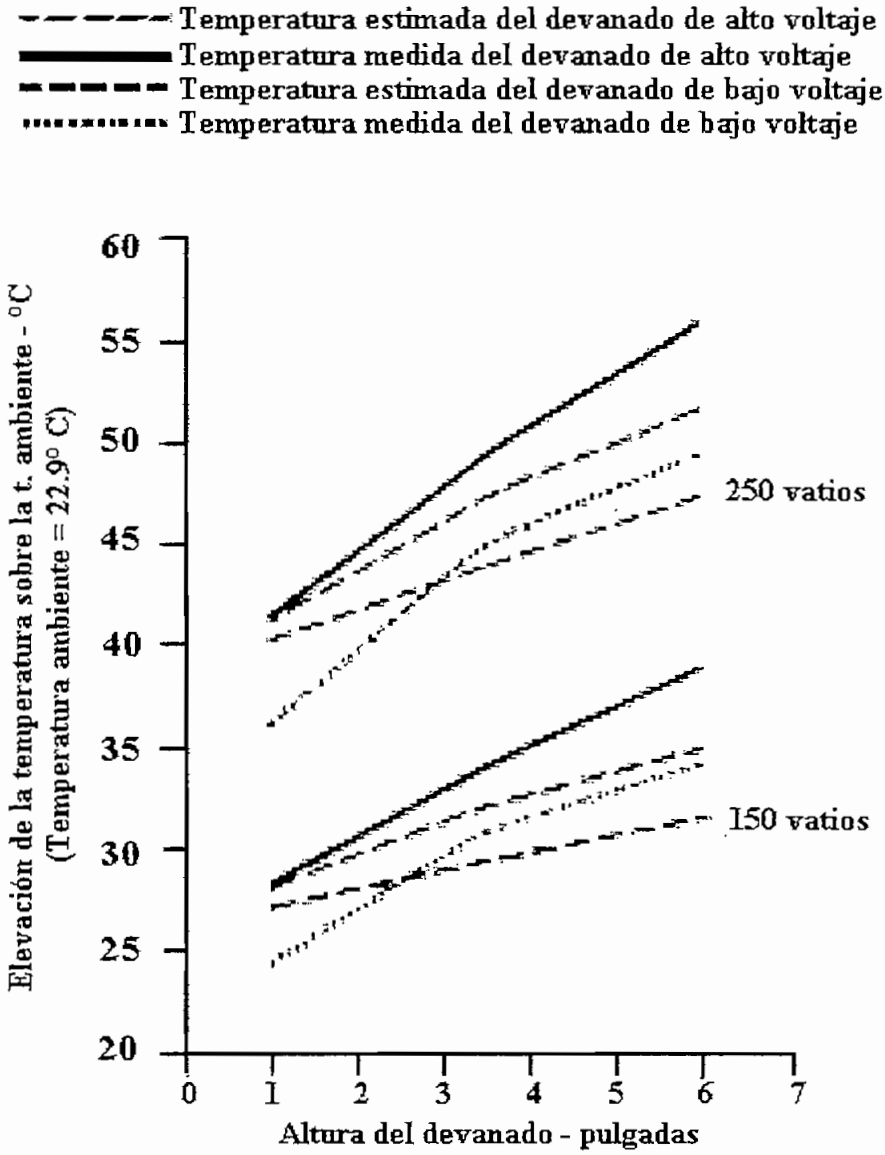


Fig. 3.15(A): Comparación de la elevación de temperatura (°C) medida y estimada. Ventana interior del Transformador de prueba

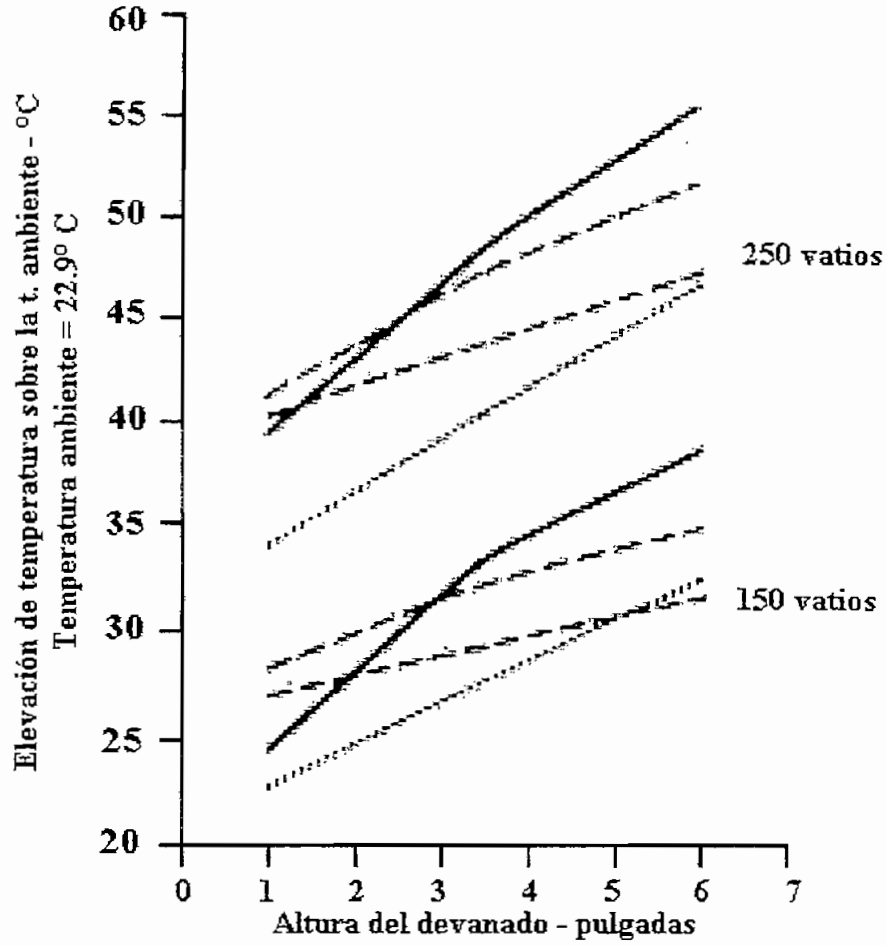
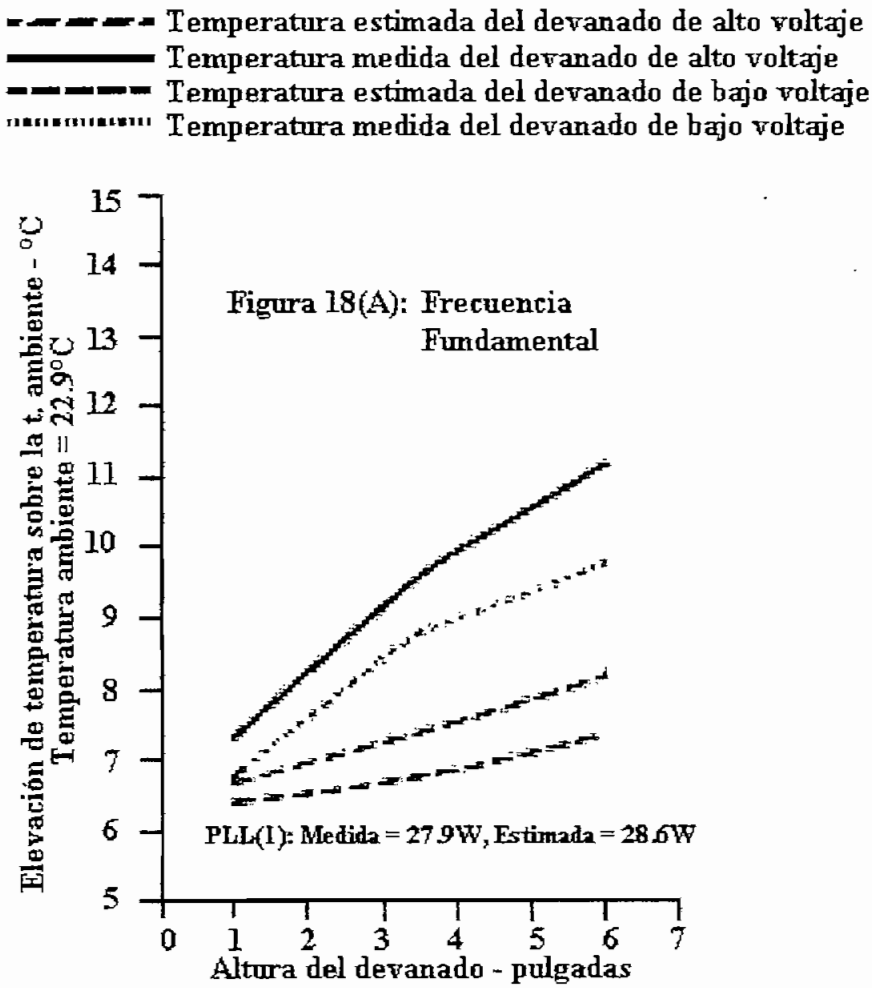


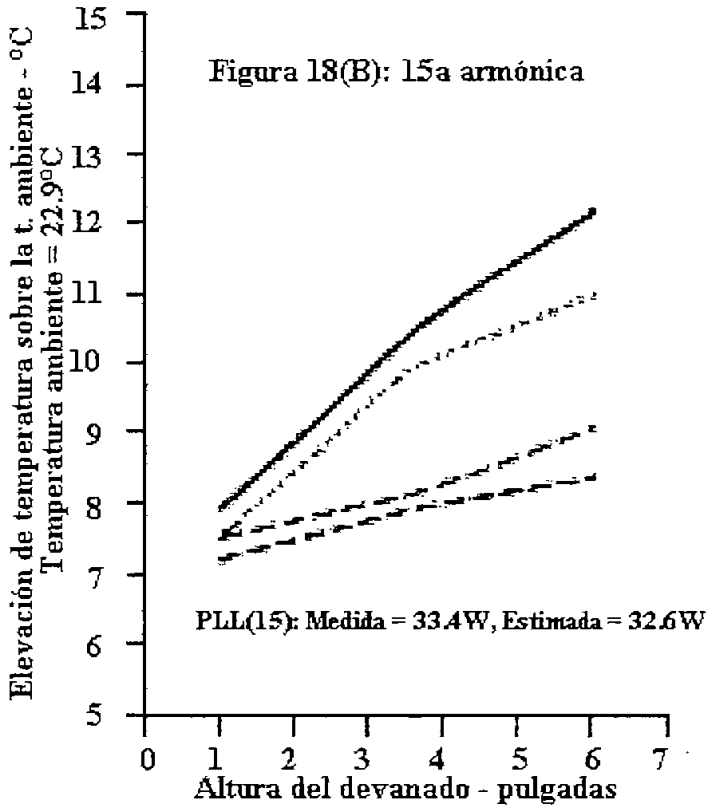
Fig. 3.15(B): Comparación de la elevación de temperatura (°C) medida y estimada. Ventana exterior del Transformador de prueba

Los valores estimados fueron calculados usando el algoritmo iterativo. Para el caso de 250 W, el algoritmo iterativo con corrección de la resistividad fue aproximadamente 2°C más exacto que el modelo finito térmico (el cual ignora variación de pérdidas con la temperatura). Aunque hay un error máximo de 4.2 °C entre las temperaturas medidas y estimadas para el punto de calentamiento máximo (posición 11), para las pérdidas de potencia nominales en el caso de (250 W), esto es considerablemente mejor que 15 °C de error, hallado en el procedimiento estándar aplicado en [15]. Esto sirve para verificar el uso del algoritmo iterativo para determinar la distribución de temperatura en el devanado.

Con el fin de determinar el efecto de las armónicas de corriente, las pruebas fueron repetidas para cada caso, empleando corrientes armónicas

simples con magnitudes de 0.551 A, (0.397 pu). Los resultados para la fundamental, 15a armónica y 25a armónica son mostrados en las Figs. 3.16(A), 3.16(B) y 3.16(C), respectivamente. Estas son obtenidas de las pruebas de cortocircuito, para las cuales las pérdidas en el núcleo son despreciables. Para la misma magnitud de corriente las pérdidas medidas en los devanados aumentan en 12.3 W para la 25a armónica. Las temperaturas medidas en varios puntos del devanado, aumentan uniformemente con el orden armónico.





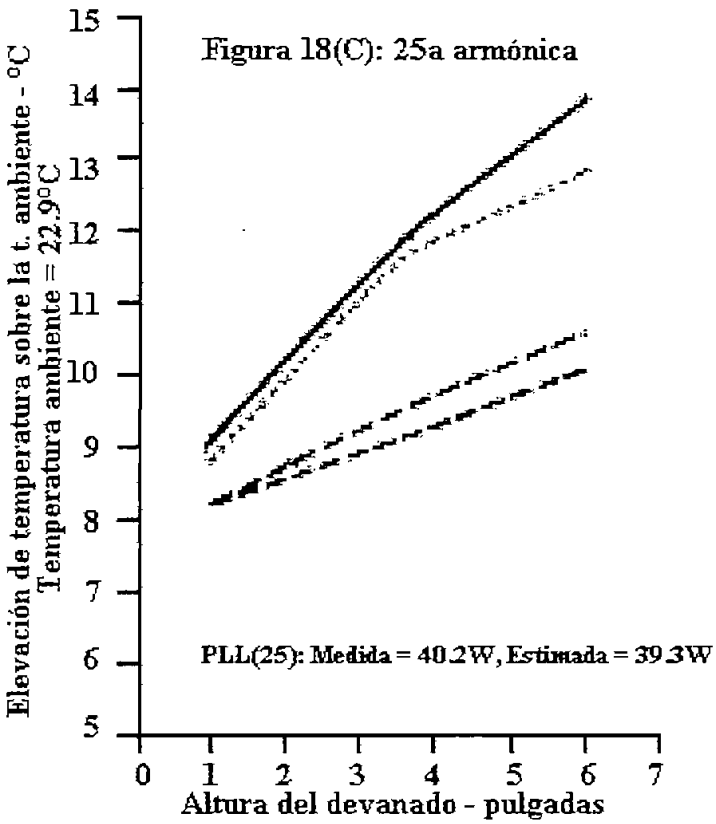


Fig. 3.16 Comparación de la elevación de temperatura Medida y estimada (°C) en los devanados de alto y bajo voltaje interiores con magnitud de corriente constante (0.551 A=0.397 pu).

De acuerdo a los resultados estimados con corrientes armónicas simples, se presume que la distribución de temperaturas en la muestra de los devanados, es independiente del orden armónico. La posición del punto de calentamiento máximo dentro de cada devanado parece ser fija. Sin embargo, es posible que para algunas muestras de cargas armónicas el punto de calentamiento máximo podría ser desplazado del devanado de alto voltaje al de bajo voltaje, ya que el efecto de las corrientes de eddy es fuerte para grandes conductores.

Se cree que para el transformador utilizado en la investigación y similares [9], con niveles de distorsión de corriente menores que 25%, la posición del punto de calentamiento máximo no se desplaza. Por lo tanto la suposición de que la posición de este punto es constante en los transformadores de distribución de bajo voltaje es probablemente válida.

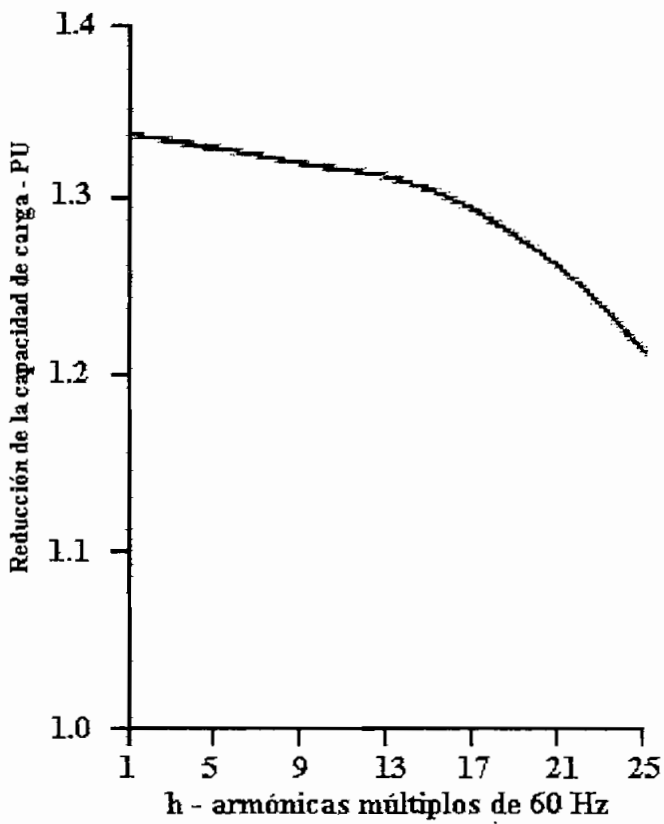


Fig. 3.17 Curva para reducir la capacidad del transformador de prueba cuando esta sujeto a corrientes armónicas individuales.

Los resultados de la simulación, usando el método de elementos finitos térmicos, ilustran que la variación inversa de las pérdidas por corrientes de

eddy con la temperatura, presentada en la ecuación (3.31) es exacta. Empleando esta observación, los cálculos de los modelos eléctricos de elementos finitos, en el bloque 7 de la Fig. 3.13, pueden ser simplificados. La distribución de las pérdidas de potencia en los devanados a una temperatura dada, puede ser actualizada directamente de la distribución de pérdidas almacenadas en una temperatura de referencia. De este modo, la recalculación numérica de la distribución de las pérdidas del modelo eléctrico de elementos finitos, puede ser eliminada.

Como paso final, el algoritmo iterativo, fue empleado para estimar la curva de reducción de la capacidad de carga debido a las armónicas. La curva mostrada en al Fig. 3.17, es desarrollada usando la suposición que solamente una armónica está presente y que la elevación de temperatura máxima permisible del punto de máximo calentamiento es de 80 °C. Aunque los transformadores bobinados por hoja metálica, y otros con mayor voltaje nominal son afectados más notablemente por las armónicas [11], se cree que el algoritmo iterativo se aplica igualmente en todo transformador.

3.4 Niveles tolerables de ondas distorsionadas de corriente en los devanados.

Cuando el transformador está sujeto a corrientes de carga con significativo contenido armónico, las pérdidas extras por corrientes de eddy en los conductores de los devanados y en las otras partes metálicas elevarán la temperatura de dichas partes, sobre la temperatura de operación normal en régimen nominal.

En el proceso de diseño de transformadores, una parte corresponde a la evaluación de las pérdidas generadas en operación normal. El flujo de armónicas por el transformador causa pérdidas adicionales en los devanados, las que a su vez provocan calor adicional que puede sobrecargar la capacidad térmica de la unidad, llevando a reducir su vida útil, si la elevación de temperatura llega a ser excesiva. Los datos nominales de placa de una unidad no pueden ser suficientes para tolerar la distorsión armónica medida en corrientes de cargas no lineales. Como regla general, un transformador en el cual la distorsión armónica exceda en 5%, es un candidato para ser reducido

en su capacidad de carga, para trabajar en sistemas contaminados con armónicas [29].

En la referencia [11], se presenta un análisis de las pérdidas en los devanados cuando el transformador alimenta cargas no lineales, el cual puede servir como referencia para establecer los niveles tolerables de ondas distorsionadas de corriente en los devanados ya que la definición de distorsión armónica implica las pérdidas que sufrirá una carga cuando se aplica una onda distorsionada. El análisis se detalla a continuación.

Pérdidas en los devanados por unidad de volumen

Las pérdidas específicas debidas al campo parásito (W/m^3) en los devanados del transformador, con conductores de sección transversal rectangular, están dadas por la ecuación:

$$\Delta P_{ec} = (\pi nfhB_{x,max} / \sqrt{6})^2 (1 + \delta_{bh}^2 \beta_{xy}^2) \sigma C_n \qquad (3.32)$$

Donde:

nf	=	frecuencia del campo magnético sinusoidal
σ	=	conductividad específica
b,h	=	ancho y altura del conductor
$B_{x,max}, B_{y,max}$	=	componentes radial y axial de la densidad de flujo local, $B = B_{max}\, sen(2\pi fnt)$.
δ_{bh}	=	b/h y β_{xy} = $B_{x,max} / B_{y,max}$
C_n	=	función de corrección que toma en cuenta la distorsión del campo debido a las corrientes de eddy que fluyen en los devanados.

$$C_n = \frac{6}{\xi^3} \frac{\sinh\xi - \sin\xi}{\cosh\xi + \cos\xi} \qquad (3.33)$$

donde:

$$\xi = h\sqrt{\pi \mu_0 \sigma nf} \quad ; \quad \mu_0 = 4\pi 10^{-7} (H/m) \qquad (3.34)$$

Asumiendo que a frecuencia fundamental f=60 Hz, $C_n \approx 1$, la ecuación (3.32) puede ser escrita de la siguiente forma:

$$\Delta P_{ec} \approx \frac{\pi}{6} f^2 \sigma (h^2 B_{x,max} + b^2 B_{y,max}) \qquad (3.35)$$

Para altas frecuencias, sin embargo, la función de corrección C_n no puede ser ignorada. Por ejemplo, si n=5 y h=1.0 cm, las pérdidas locales calculadas de (3.35), son 50% mayores que el valor dado por (3.32).

Si se considera que las componentes radial y axial de la densidad de flujo magnético no perturbada son:

$$B_{x,max} = \sqrt{2}NIk_x, \quad B_{y,max} = \sqrt{2}NIk_y \tag{3.36}$$

donde:

NI = ampere - vueltas

k_x, k_y = funciones de distribución de campo las cuales dependen principalmente de la geometría de los devanados, núcleo y tanque.

Puesto que en transformadores de potencia, usualmente, $b<h$, las pérdidas por corrientes de eddy generadas por el flujo parásito, en los terminales de las bobinas son substancialmente mayores que las pérdidas en la mitad de las bobinas donde $B_x \approx 0$. Un terminal de la bobina es localizado en la región superior del aceite, y a menos que se utilice un diseño especial del devanado, el punto de calentamiento máximo es hallado en la parte superior del terminal de la bobina. Las contribuciones de las corrientes armónicas al flujo parásito incrementa el riesgo que la temperatura del punto de calentamiento máximo alcance niveles, en los cuales se provocará el envejecimiento rápido del aislamiento.

Cuando el devanado está fabricado con N_π conductores en paralelo, la densidad de corriente es:

$$J = I / N_\pi bh \tag{3.37}$$

sustituyendo (3.36) y (3.37) en (3.32) resulta:

$$\Delta P_{ec} = m^2 J^2 n^2 f^2 \sigma C_n \tag{3.38}$$

donde

$$m = \pi N N_\pi k_x \delta_{bh} h^3 \sqrt{(1+\delta_{bh}\beta_{xy}^2)/3} \tag{3.39}$$

Asumiendo el caso general cuando el transformador alimenta una carga mixta, lineal y no lineal, la densidad de corriente es:

$$j = \sqrt{2}J_{11}\sin\omega t + \sqrt{2}J_{1c}\sum F_n \sin(n\omega t + \theta_n) \tag{3.40}$$

donde J_{11} es la densidad de corriente fundamental rms, debido a la carga lineal y J_{1c} es la fundamental debida a las cargas no lineales.

La función $F_n = J_n / J_{1c}$, define el espectro de armónicas de corriente de las cargas no lineales.

El valor rms total de J es:

$$J^2 = J_1^2 + J_{1c}^2 \sum_{n\neq 1} F_n^2 = J_1^2 (1 + p^2 \sum_{n\neq 1} F_n^2) \tag{3.41}$$

donde:

$$J_1^2 = J_{11}^2 + J_{1c}^2 + 2J_1 J_{1c}\cos\theta_1$$

y

$$p = J_{1c} / J_1 = \left[(J_{11} / J_{1c})^2 + 2(J_1 / J_{1c})\cos\theta_1 + 1\right]^{-1/2} \tag{3.42}$$

es un indicador de la penetración de las cargas no lineales entre las cargas del transformador. Por ejemplo, si p=0.1 significa que el 10% de la carga total es no lineal. Esto es correcto dentro de un error de 0.5% si $\theta_1 < 15°$ y si el voltaje tiene una distorsión armónica total menor al 5%.

Las pérdidas específicas totales pueden ser calculadas como una superposición de las contribuciones de todas las armónicas y la ecuación (3.38), lo cual produce:

$$\Delta P_{ec} = m^2 f^2 \sigma \sum J_n^2 n^2 C_n$$

$$\Delta P_{ec} = m^2 f^2 \sigma C_1 J_1^2 (1 + p^2 \sum_{n\neq 1} n^2 F_n^2 C_n / C_1) \tag{3.43}$$

Las pérdidas dc (W/m^3):

$$\Delta P_{dc} = \sum J_n^2 / \sigma = J_1^2 (1 + p^2 \sum_{n\neq 1} F_n^2) / \sigma \tag{3.44}$$

Por lo tanto las pérdidas específicas totales son:

$$\Delta P = \Delta P_{dc} + \Delta P_{ec} = F_{p1} F_{p2} J_1^2 / \sigma \tag{3.45}$$

donde

$$F_{p1} = 1 + p^2 \sum_{n\neq 1} F_n^2 \tag{3.46}$$

$$F_{p2} = 1 + x(1 + p^2 \sum_{n\neq 1} n^2 F_n^2 C_n / C_1) / F_{p1} \tag{3.47}$$

y

$$x = (mf\sigma)^2 C_1 \tag{3.48}$$

es el factor de pérdidas parásitas del terminal de la bobina a frecuencia fundamental. Además se lo llama factor de azar para sobrecalentamiento, se lo expresa también como:

$$x = (\pi f\sigma h B_x / \sqrt{6}J)^2 \tag{3.49}$$

Comparando las ecuaciones (3.48) y (3.49), considerando además que si, $\delta_{bh}^2 \beta_{xy}^2 < 1$, la única diferencia entre las dos ecuaciones es la corrección C_1.

Para el caso de las corrientes sinusoidales puras, en el dato de placa de la carga, p=0, $J=J_N$, $F_{p1}=1$ y $F_{p2}=1+x$, por lo tanto (3.45), llega a ser la conocida expresión:

$$\Delta P_N = (1+x)J_N^2 / \sigma \tag{3.50}$$

Dividiendo, (3.45) y (3.50) se obtiene:

$$\Delta P / \Delta P_N = (J / J_N)^2 F(p,n) \tag{3.51}$$

Si la potencia nominal es $S = 3V_N I_N$, entonces la potencia real es:

$$S = 3V\sqrt{1+(THD)^2}\, I \quad ; \quad I^2 = \sum I_n^2$$

Teniendo en mente que $J / J_N = I / I_N$, para situaciones prácticas encontradas en sistemas de potencia, THD<0.1, y $J / J_N \approx S / S_N$, por lo tanto, de la ecuación (3.51) se obtiene:

$$\Delta P / \Delta P_N = K^2 F(p,n)$$

donde $K = S / S_N$

y además

$$F(p,n) = F_{p1} F_{p2} / (1+x) \tag{3.52}$$

Pérdidas totales en los devanados

En carga nominal con corrientes sinusoidales, las pérdidas totales en los devanados son:

$$P_{CuN} = R_p I_{pN}^2 G_N \tag{3.53}$$

donde:

$$G_N = 1 + x_p + \beta(1+x_s) \tag{3.54}$$

β = $(R_s / R_p)(N_p / N_s)^2$

R_p, R_s = resistencias dc de primario y secundario

x_p, x_s = factores de pérdidas parásitas para los devanados primario y secundario. Cada factor de pérdidas parásitas tiene componentes radial y axial.

$$x_p = x_{px} + x_{py}, \quad x_s = x_{sx} + x_{sy}$$

El factor de pérdidas parásitas para armónicas de orden n es:

$$\underset{s}{x_p} = n^2(\underset{s}{x_{px}}\underset{s}{C_{pxn}} + \underset{s}{x_{py}}\underset{s}{C_{pyn}}) \tag{3.55}$$

Las funciones de corrección $\underset{s}{C_{pxn}}$ y $\underset{s}{C_{pyn}}$ son idénticas como en (3.33) excepto que la variable ξ debe ser reemplazada por C_{syn} con:

$$\underset{s}{\xi_y} = \sqrt{\pi\mu_0\sigma n f h^3 / (h+e)}$$

y para C_{sxn} con:

$$\underset{s}{\xi_x} = \sqrt{\pi\mu_0\sigma n f b^3 / (b+c)}$$

donde c y e son las separaciones entre los conductores rectangulares.

Las pérdidas en los devanados para cierta corriente armónica son:

$$P_{Cu_n} = R_p I_{pn}^2 (1 + x_{pn}) + R_s I_{sn}^2 (1 + x_{sn}) \tag{3.56}$$

y las pérdidas totales debidas a la corriente distorsionada serán:

$$P_{Cu} = R_p(\sum I_{pn}^2 + \sum x_{pn} I_{pn}^2) + R_s(\sum I_{sn}^2 + \sum x_{sn} I_{sn}^2) \tag{3.57}$$

puesto que:

$$I_p^2 = \sum I_{pn}^2 = I_{p1}^2 (1 + p\sum_{n\neq 1} F_n^2)$$

la ecuación (3.57) puede ser escrita como:

$$P_{Cu} = R_p I_{p1}^2 \left\{ \left[(1 + p\sum_{n\neq 1} F_n^2) + x_p(1 + p^2 \sum_{n\neq 1} F_n^2 x_{pn} / x_p) \right] + \frac{R_s}{R_p}\left(\frac{I_{s1}}{I_{p1}}\right)^2 \left[(1 + p\sum_{n\neq 1} F_n^2) + x_s(1 + p^2 \sum_{n\neq 1} F_n x_{sn} / x_s) \right] \right\}$$

y finalmente puede ser escrita como:

$$P_{Cu} = R_p R I_p^2 G \tag{3.58}$$

donde

$$G = 1 + \beta + x_p F_{pp} / F_{p1} + \beta x_s F_{ps} / F_{p1}$$

F_{p1} = definida en la ecuación (3.46)

$$F_{pp} = 1 + p^2 \sum_{n \neq 1} F_n^2 x_{pn} / x_p$$

$$F_{ps} = 1 + p^2 \sum_{n \neq 1} F_n^2 x_{sn} / x_s$$

De las ecuaciones (3.53) y (3.58) resulta:

$$P_{Cu} / P_{CuN} = K^2 F_{Cu}(p, n) \tag{3.59}$$

donde:

$$F_{Cu}(p, n) = G / G_N$$

Recordando la definición de distorsión armónica total, como la energía contenida en las armónicas para la contenida en la fundamental, se observa que la expresión de la ecuación (3.59), es muy parecida a la distorsión armónica. El empleo importante de esta ecuación no lo es tanto para el calculo de la perdida en los devanados sino para poner de manifiesto la relación funcional existente entre los parámetros eléctricos y magnéticos que determinan la distorsión armónica en los devanados y diseñar transformadores para trabajar en sistemas contaminados con armónicas sin pérdida de su vida útil. En la recomendación práctica de la IEEE, 519-1992, para sistemas eléctricos de potencia, se estipula los límites para distorsión armónica de corriente en sistemas de distribución, los cuales dependen de la carga, la misma que se caracteriza en función de la relación entre la corriente de cortocircuito (I_{SC}) en el punto de acoplamiento común y la corriente de máxima demanda de la carga (I_L), como se expresa en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución

Máxima distorsión de corriente como porcentaje de I_L						
I_{SC}/I_L	$I_h < 11$	$11<I_h<17$	$17<I_h<23$	$23<I_h<25$	$25<I_h$	TDD
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	5	2.5	1.4	20

Los límites de distorsión de corriente se refieren al siguiente índice:

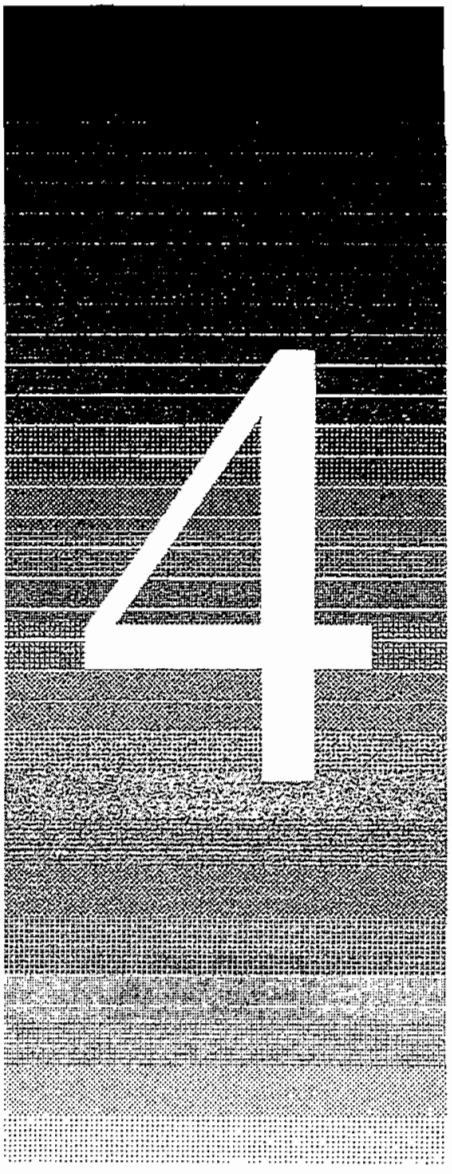
TDD: Distorsión de demanda total.

Distorsión armónica de la corriente como porcentaje de la corriente máxima de demanda (demanda de 15 o 30 minutos)

Por lo tanto, el diseño de un transformador considerando las ondas distorsionadas de corriente queda regido por estos límites de distorsión armónica a los cuales debe ajustarse, además se debe prever el rango de la relación I_{SC}/I_L, dentro de la cual trabajará el transformador.

En las secciones 3.2.1 y 3.3 de este capítulo se estudian los modelos matemáticos basados en el método de elementos finitos, para el calculo de las impedancias y la distribución de temperaturas en los devanados bajo la influencia de hasta la 25a armónica, lo que hace factible estimar más exactamente las pérdidas en los devanados, y por lo tanto, se puede hacer una selección adecuada del material, reducción de peso y tamaño de los mismos, con lo cual se consigue un funcionamiento óptimo y costo mínimo de fabricación del transformador. Los modelos de elementos finitos se resuelven mediante algoritmos iterativos empleando programas digitales.

CAPITULO



CAPITULO 4: COMPORTAMIENTO DEL TRANSFORMADOR CON CARGAS NO LINEALES

4.1 Descripción de cargas no lineales (Fuentes de armónicas de corriente)

Las cargas no lineales, son fuentes de corrientes armónicas en derivación que inyectan armónicas en la red de alimentación del sistema eléctrico de potencia. Para simplificar todo análisis, es suficiente tratar toda carga generadora de armónicas simplemente como una fuente de corriente. En el anexo 5 se presentan varios ejemplos de ondas distorsionadas con sus espectros de armónicas, producidas por aparatos domésticos o combinación de estos. La descripción de algunos aparatos que son las fuentes de armónicas más comunes que se encuentran en la actualidad, se presenta en los siguientes párrafos [29].

a. Fuentes monofásicas de energía

En los centros comerciales, las fuentes monofásicos de energía de los equipos electrónicos, producen mucha distorsión en las instalaciones, debida principalmente a las armónicas. La energía dc en los modernos equipos electrónicos de oficina que emplean microprocesadores, es comúnmente obtenida a través de puentes rectificadores de onda completa monofásicos. El porcentaje de cargas que contienen fuentes electrónicas de energía está aumentando muy rápidamente debido a la utilización de computadores personales en todos los sectores comerciales. Los dos tipos principales de fuentes monofásicas de energía que emplean viejas y nuevas tecnologías son las más empleadas comúnmente. Las viejas tecnologías, usan métodos de control de voltaje en el lado ac, mediante transformadores para reducir los voltajes a los niveles requeridos por la barra dc. La inductancia del transformador proporciona un efecto lateral ventajoso para filtrar la forma de onda de la corriente de entrada, reduciendo el contenido armónico. Las nuevas tecnologías, como las fuentes conmutadas de energía (Fig. 4.1), utilizan técnicas de conversión dc/dc para alcanzar una salida dc filtrada con componentes de rizado despreciables. La entrada de su puente de diodos, se conecta directamente a la línea ac, eliminando el transformador, esto da lugar

a una drástica regulación dc de voltaje en el capacitor. El dc es convertido en ac de muy alta frecuencia por el conmutador y rectificado otra vez.

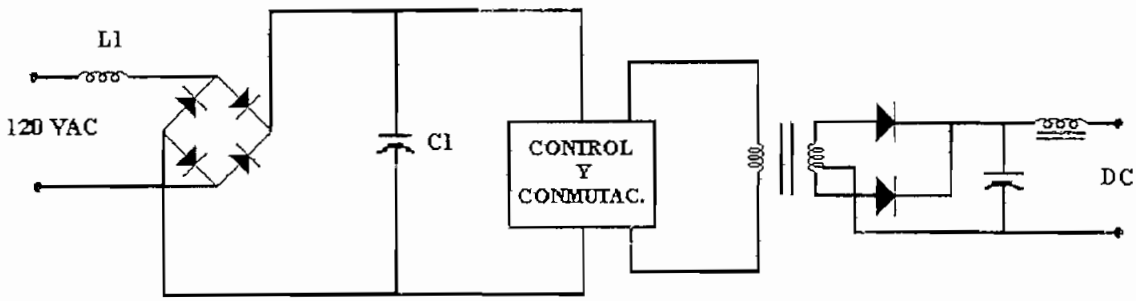
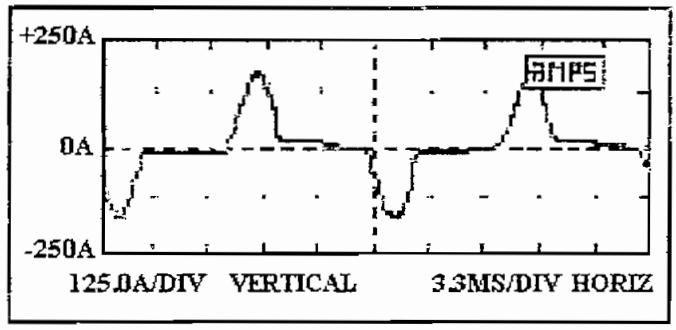


Fig. 4.1 Fuente conmutada de energía.

En la actualidad, las fuentes conmutadas de energía, se emplean casi universalmente en computadores personales, impresoras, copiadoras y en muchos otros equipos electrónicos monofásicos.

Las ventajas de las fuentes conmutadas, están en su peso ligero, tamaño compacto, operación eficiente y no requiere de transformador; además toleran grandes variaciones del voltaje de entrada.

Debido a que no hay una alta inductancia en el lado ac, la corriente de entrada a la fuente llega al capacitor C1 en pulsos muy cortos, recargándose en cada medio ciclo. En la Fig. 4.2, se ilustra la forma de onda de la corriente y su espectro de armónicas, medida en un circuito completo de una variedad de equipos electrónicos alimentados con fuentes conmutadas de energía SMPS (Switch-Mode Power Supplies). Una característica distintiva de las fuentes conmutadas de energía, es que tienen un contenido muy alto de tercera armónica de corriente, y puesto que estas componentes se suman en el neutro de un sistema trifásico, la creciente aplicación de este tipo de fuentes, causa sobrecalentamiento de los conductores neutros, especialmente en instalaciones viejas donde neutros de calibres no adecuado han sido instalados. También es de interés el calentamiento del transformador cuando la carga contiene una cantidad significativa de fuentes conmutadas de energía.



Fundamental amps: 58.5 A rms Fundamental freq: 60.0 Hz					
HARM	PCT	PHASE	HARM	PCT	PHASE
FUND	100.0%	-37+	2nd	0.2%	65+
3rd	65.7%	-97+	4th	0.4%	-72+
5th	37.7%	-166+	6th	0.4%	-154+
7th	12.7%	113+	8th	0.3%	112+
9th	4.4%	-46+	10th		
11th	5.3%	-158+	12th	0.1%	142+
13th	2.5%	92+	14th	0.1%	65+
15th	1.9%	-51+	16th		
17th	1.8%	-151+	18th		
19th	1.1%	84+	20th		
21st	0.6%	-41+	22th		
23rd	0.8%	-148+	24th		
25th	0.4%	64+	26th		

Fig. 4.2 Corriente en una fuente conmutada de energía y espectro de armónicas.

Estas fuentes son también la principal componente en la aplicación de balastos electrónicos para sistemas de lámparas fluorescentes. La alta frecuencia, el voltaje de salida controlado que se puede manejar con inversores formados con transistores, aumenta la eficiencia del tubo fluorescente, y permite un control más sofisticado, como en el caso de un dimmer. Las armónicas inyectadas por muchos balastos electrónicos son similares a las de fuentes de energía usadas en computadores y en otros equipos electrónicos. La generación de armónicas debidas a las lámparas fluorescentes puede ser importante, ya que en los centros comerciales éstas, representan típicamente del 40 al 60 % de la carga. Por lo que algunos fabricantes han diseñado lámparas que producen poca distorsión de la forma de onda manteniendola casi sinusoidal pura.

b. Conversores de energía trifásicos.

Los conversores electrónicos de energía trifásicos, difieren de los monofásicos, principalmente porque no generan terceras armónicas de corriente, lo cual es ventajoso ya que ésta es la mayor componente. Sin

embargo, pueden ser fuentes significativas de armónicas de frecuencias características, como se muestra en la Fig. 4.3. Esta corresponde a una

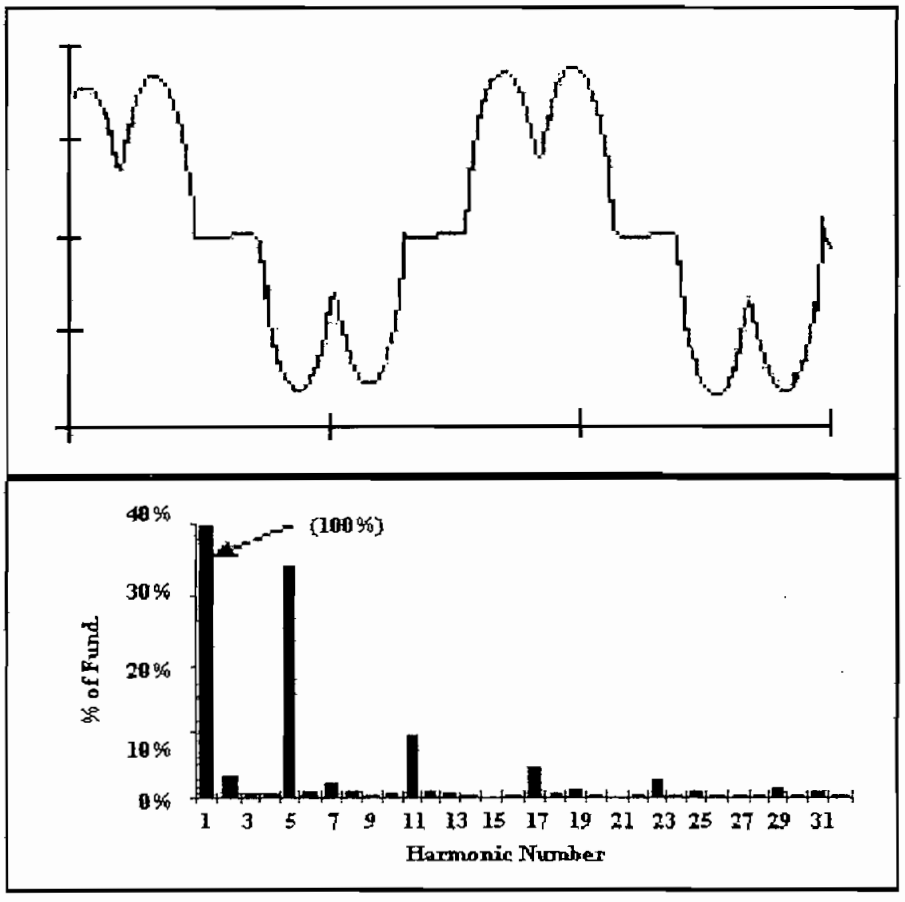


Fig. 4.3 Corriente y espectro de armónicas para ASD, tipo fuentes inversoras de corriente

típica fuente de corriente de un accionamiento de velocidad ajustable ASD (Adjustable Speed Drives). El espectro de armónicas dado en la Fig. 4.3, es el de la corriente de entrada, típica en un accionamiento para un motor dc. Los accionamientos con fuentes inversoras de voltaje tales como los tipo de modulación por ancho de pulso PWM (Pulse-Width Modulated), pueden tener mayores niveles de distorsión como se muestran en la Fig. 4.4.

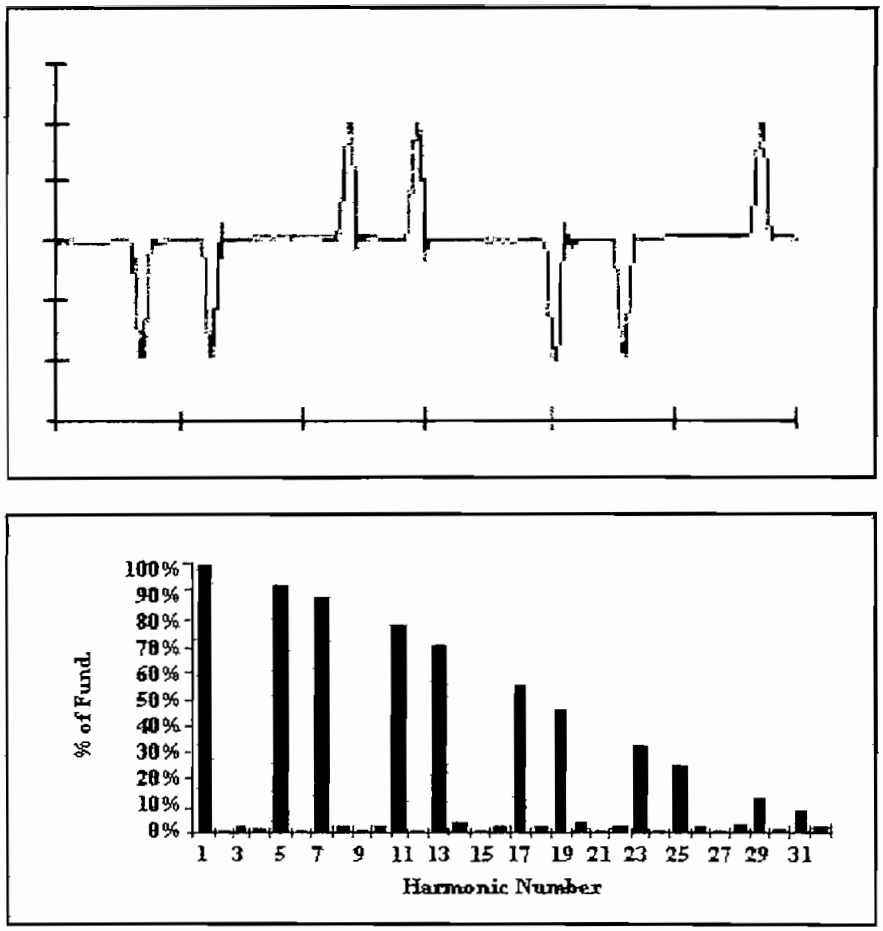


Fig. 4.4 Corriente y espectro de armónicas para ASD, tipo PWM.

La entrada para el accionamiento tipo PWM, se diseña generalmente como una versión trifásica de una fuente conmutada de energía en computadores. A través del rectificador, se alimenta directamente de la barra ac a un gran capacitor en la barra dc. Las pequeñas inductancias puestas a propósito, hacen que el capacitor se cargue en pulsos muy cortos, creando la distintiva forma de onda de corriente "oreja de conejo" en el lado ac con distorsión muy alta. Mientras que las fuentes conmutadas de energía son generalmente para cargas muy pequeñas, los accionamientos tipo PWM son aplicados actualmente para cargas de hasta 500 hp. Esta es una razón de gran interés para los ingenieros de potencia.

b.1 Accionamientos dc.

La rectificación, solo es un paso previo requerido en los accionamientos dc. Por lo tanto, tienen la ventaja de tener sistemas de control relativamente simples. Comparando con el accionamiento ac, éste ofrece un amplio rango de

velocidad y mayor torque de arranque. Sin embargo, los costos de compra y mantenimiento de motores dc son altos, a pesar de que los costos de los dispositivos de electrónica de potencia han ido bajando años tras año. Por lo tanto, las consideraciones económicas limitan las aplicaciones de los accionamientos dc que requieran las características de velocidad y torque de un motor dc. Muchos accionamientos dc, utilizan un rectificador de 6 pulsos como el de la Fig. 4.5. Para grandes accionamientos, se pueden emplear un rectificador de 12 pulsos. Este último reduce la corriente de trabajo de los tiristores,

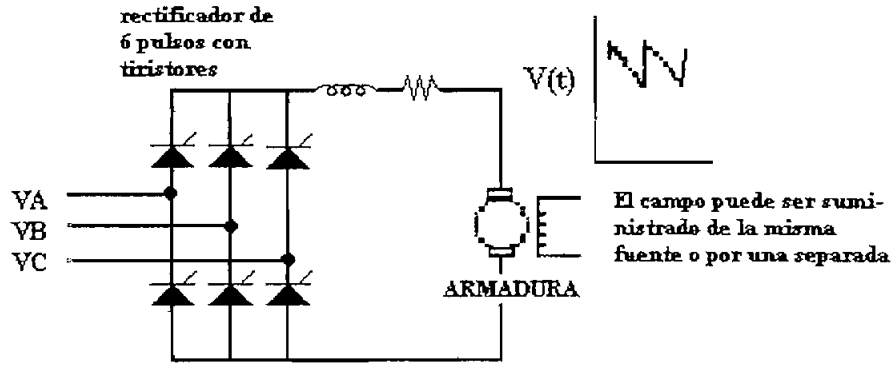


Fig. 4.5 Accionamiento de velocidad ajustable de 6 pulsos.

además de algunas de las más severas armónicas de corriente ac. Las armónicas más grandes del accionamiento de 6 pulsos, son la 5a, y la 7a., las cuales causan muchas dificultades hablando en términos de respuesta del sistema. En esta misma aplicación un rectificador de 12 pulsos elimina cerca del 90 % de la 5a y 7a armónica, dependiendo de los desbalances del sistema. La desventaja del accionamiento de 12 pulsos, está en el mayor costo de los dispositivos electrónicos y generalmente se requiere otro transformador.

b.2 Accionamientos ac.

En los accionamientos ac, la salida del rectificador es invertida para producir voltaje ac de frecuencia variable para el motor. Los inversores son clasificados como fuentes inversoras de voltaje VSI (Voltage Source Inverters), y fuentes inversoras de corriente CSI (Current Source Inverters). Una VSI, requiere un voltaje dc constante (es decir, bajo rizado) en la etapa inversora. Este se consigue con un capacitor o filtro LC en el lazo dc. La CSI, requiere

una entrada de corriente constante; por lo tanto, un inductor serie se coloca en el lazo dc. Los accionamientos ac, se usan generalmente para motores de inducción tipo jaula de ardilla estándar. Estos tienen relativamente un bajo costo, y requieren menor mantenimiento. Los motores sincrónicos, son empleados donde el control preciso de la velocidad es critico. En la Fig. 4.6, se muestra una configuración típica de un accionamiento ac tipo PWM que emplea una VSI para sintetizar la forma de onda ac en un tren de pulsos dc de ancho variable.

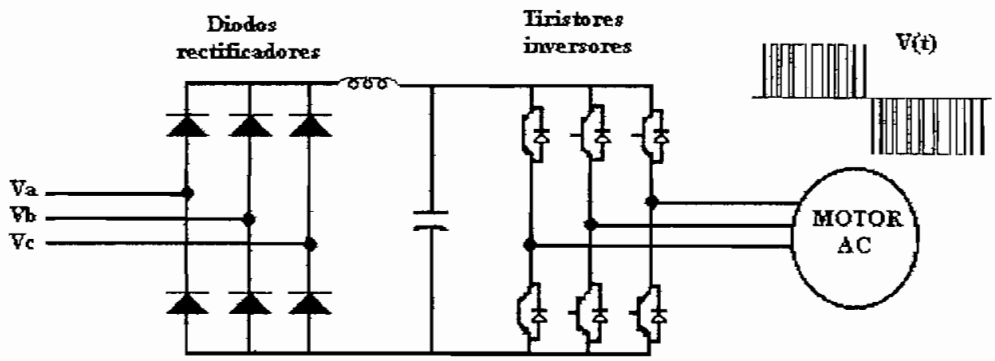


Fig. 4.6 Accionamiento de velocidad ajustable con PWM.

El inversor utiliza SCRs, compuertas GTO o transistores de potencia para este propósito. Actualmente, el accionamiento tipo PWM con VSI, ofrece la mejor eficiencia de energía sobre un amplio rango de aplicaciones para potencias de hasta al menos 500 hp. Otra ventaja de los accionamientos con PWM, de otros tipos diferentes, es que no es necesario variar la salida rectificada del voltaje para controlar la velocidad del motor. Esto permite que los tiristores puedan ser reemplazados con diodos, y que la circuitería de control con tiristores sea eliminada. Los accionamientos de potencia muy alta, emplean SCRs en los rectificadores e inversores. Estos pueden ser de 6 pulsos, como se muestra en la Fig. 4.7, o también de 12 pulsos como los grandes accionamientos dc.

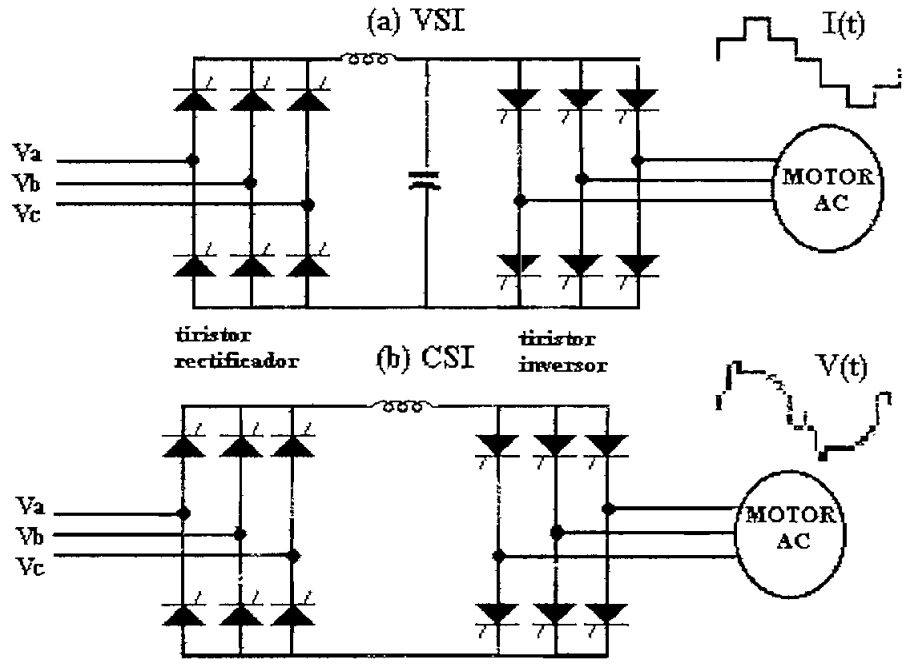


Fig. 4.7 Grandes accionamientos ac de velocidad ajustable.

Los accionamientos con VSI de la Fig. 4.7a, son limitados para aplicaciones que no requieran cambios rápidos de velocidad. Los accionamientos con CSI de la Fig. 4.7b, tienen buenas características de aceleración y desaceleración, pero requieren un motor (sincrónico o de inducción con capacitores) con factor de potencia manejable o circuitería de control adicional para conmutar los tiristores inversores. En los dos casos el accionamiento con CSI, debe ser diseñado para ser empleado con un motor específico. Los tiristores en la fuente inversora de voltaje deben ser protegidos contra picos inductivos de voltaje lo cual aumenta el costo de este tipo de accionamiento.

b.3 Impacto de las condiciones de operación.

La distorsión armónica de corriente en accionamientos de velocidad ajustable no es constante. La forma de onda cambia significativamente para valores diferentes de velocidad y torque.

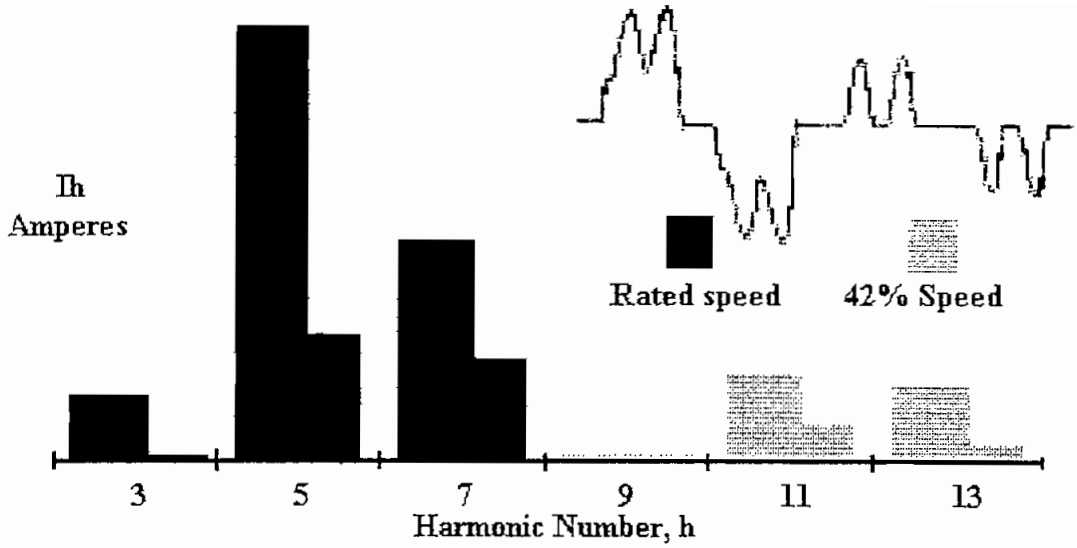


Fig. 4.8 Efecto de las armónicas de corriente ac en la velocidad de ASD por PWM.

La Fig. 4.8, muestra dos condiciones de operación para un accionamiento de velocidad ajustable con PWM. Mientras la forma de onda en 42 % de velocidad, es mucho más distorsionada, proporcionalmente, el accionamiento inyecta considerablemente corrientes armónicas de mayor magnitud a velocidad nominal. El gráfico de barras muestra la cantidad de corrientes inyectadas. Este hecho constituye el factor limitante en el diseño, y no la mayor THD. Los ingenieros deberían ser cuidadosos en entender la base de datos y las mediciones antes de tomar cualquier decisión de diseño respecto a estos accionamiento.

c. Dispositivos de formación de arco.

Esta categoría incluye los hornos de arco, las soldadoras de arco y las lámparas de descarga (fluorescente, vapor de sodio, vapor de mercurio) con balastos magnéticos. Como se muestra en la Fig. 4.9, el arco es básicamente un voltaje mantenido en serie con una reactancia que limita la corriente a un valor razonable.

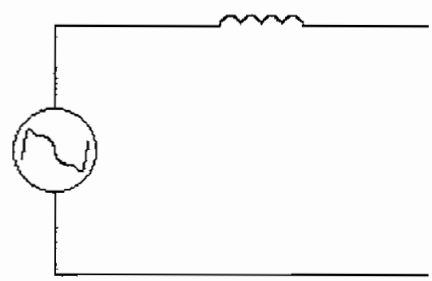


Fig. 4.9 Circuito equivalente para dispositivos de formación de arco.

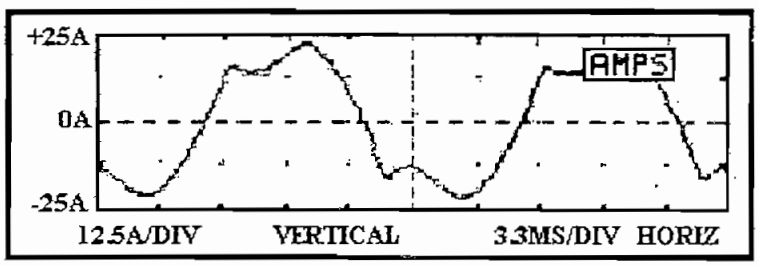
Las características voltaje-corriente de los arcos eléctricos no son lineales. Siguiendo el encendido del arco, el voltaje decrece cuando el arco de corriente aumenta, el cual es limitado solamente por la impedancia del sistema de potencia. Esto da la apariencia de que el arco tiene una resistencia negativa para una porción del ciclo de operación. En aplicaciones de lámparas fluorescentes, se necesita una impedancia adicional de un "balasto", para limitar la corriente dentro de las capacidades del tubo fluorescente y estabilizar el arco. De este modo, este tipo de lámpara tiene un elemento de impedancia externa llamada balasto. Los balastos magnéticos son usualmente fuentes adicionales poco favorables de armónicas; la principal distorsión armónica se debe al comportamiento del arco. Sin embargo, algunos balastos electrónicos, pueden emplear fuentes conmutadas de energía para mejorar la eficiencia de energía, y además pueden duplicar o triplicar la salida normal de armónicas. Otros han sido diseñados para minimizar específicamente las armónicas y pueden producir menos armónicas que la combinación normal de lámpara con balasto magnético.

En aplicaciones de hornos de arco eléctrico, la impedancia limitante es principalmente el cable del horno a más de alguna contribución del sistema de potencia y del transformador del horno. Las corrientes superiores a 60000 A son usuales.

El arco eléctrico se representa realmente como una fuente de armónicas de voltaje. Colocando un probador directamente a través del arco, se observaría algunas formas de onda trapesoidales. Esta magnitud, es una función de la longitud del arco. Sin embargo, la impedancia de los balastos o del arco, es como una compensadora para que la fuente de voltaje sea moderadamente distorsionada. La carga en la formación del arco, es como una fuente de corriente relativamente estable, la cual es adecuada para muchos análisis. Hay excepción cuando el sistema es casi resonante y un modelo del equivalente Thevenin que emplea la forma de onda de voltaje del arco, da respuestas más reales.

La Fig. 4.10, muestra una medición de la corriente de una lámpara fluorescente y su espectro de armónicas. Esta lámpara contenía un balasto magnético. El contenido armónico de esta forma de onda también es similar a

la de un horno de arco y de otros dispositivos de formación de arco. Los dispositivos de formación de arco trifásicos, pueden ser arreglados para cancelar las armónicas triples a través de la conexión del transformador. Sin embargo, no se puede confiar en esta cancelación, debido a los desbalances de operación frecuentes durante la fusión de fase. En la etapa de refinación cuando el arco es más constante, la cancelación es mejor. En una instalación comercial las lámparas fluorescentes pueden ser distribuidas aproximadamente de una manera balanceada entre las fases para minimizar la cantidad de armónicas triples que fluyen a la fuente del sistema de potencia. Se debe guardar en mente que los transformadores comunes de alimentación conectados en y-y, no impedirán el flujo de triples armónicas a pesar que las fases estén bien balanceadas.



Harmonic	Percent	Phase (deg)
Fund	100.0	124
2	0.2	136
3	19.9	-144
5	7.4	62
7	3.2	-39
9	2.4	-171
11	1.8	111
13	0.8	17
15	0.4	-93
17	0.1	-164
19	0.2	-99
21	0.1	160

Fig. 4.10 Corriente de la lámpara fluorescente y su espectro armónico.

d. Dispositivos saturables.

Los equipos incluidos en esta categoría son los transformadores y otros dispositivos electromagnéticos con núcleo de acero, incluyendo motores. Las armónicas son generadas debido a la característica no lineal de magnetización del acero, Fig. 4.11.

Los transformadores de potencia son diseñados para operar justo bajo el punto "codo" de la característica magnetizante de saturación. La densidad del flujo de operación de un transformador es seleccionada basada en una complicada optimización del costo del acero, pérdidas en vacío, ruido y otros factores. Muchas compañías eléctricas penalizan a los vendedores de transformadores por el exceso de pérdidas en vacío y de carga. Un alto costo de penalización por las pérdidas de vacío o ruido, se traduce en una mayor cantidad y mejor calidad de acero en el núcleo, además en una mayor curva de saturación que producirá corrientes armónicas más bajas.

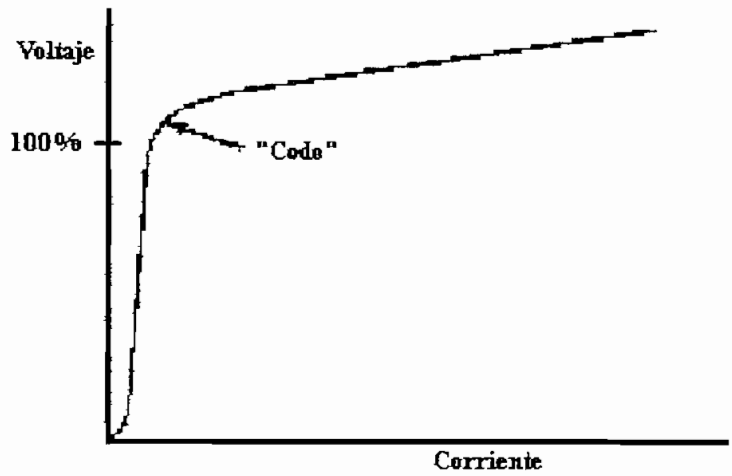


Fig. 4.11 Característica de magnetización del transformador

Aunque la corriente de excitación del transformador contiene armónicas a condiciones normales de excitación, Fig.4.12, estas son típicamente menores que el 1 % de la corriente nominal de plena carga. Los transformadores no son de mucho interés como los conversores electrónicos de energía y los dispositivos de formación de arco, los cuales producen corrientes armónicas de 20 % o mayores, en su régimen nominal de trabajo. Sin embargo, su efecto será notable, particularmente en sistemas de distribución, los que tienen cientos de transformadores. En estos sistemas es común notar un significativo aumento de las armónicas triples de corriente en las primeras horas de la mañana cuando la carga es baja y el voltaje asciende. La corriente de excitación del transformador entonces es más notoria, porque

no hay una suficiente demanda de carga. La distorsión armónica de voltaje, del transformador sobreexcitado, generalmente se aprecia solo bajo condiciones de carga.

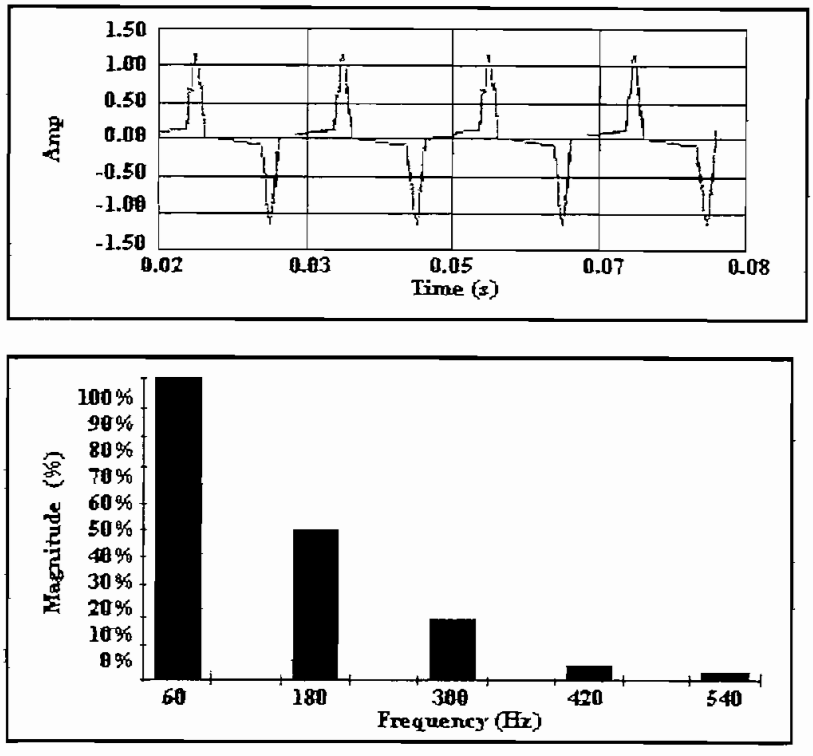


Fig. 4.12 Corriente de magnetización del transformador y su espectro de armónicas.

Algunos transformadores son intencionalmente puestos en operación en la región de saturación. Un ejemplo constituye un transformador triple empleado para generar 180 Hz para hornos de inducción.

La forma de onda de la Fig. 4.12, corresponde a transformadores monofásicos o trifásicos conectados en estrella y aterrados. La corriente obviamente contiene una gran cantidad de terceras armónicas. Las conexiones en delta y en estrella no aterradas previenen el flujo de armónicas de secuencia cero. De este modo, la corriente de línea será desprovista de esas armónicas a menos de que haya desbalance de fases.

En los alimentadores de distribución radiales y en las plantas industriales, la principal tendencia del flujo de las corrientes armónicas es de las cargas no lineales hacia la fuente del sistema de potencia. Esto se ilustra

en la Fig. 4.13. La impedancia del sistema de potencia es normalmente la mínima vista por las corrientes armónicas.

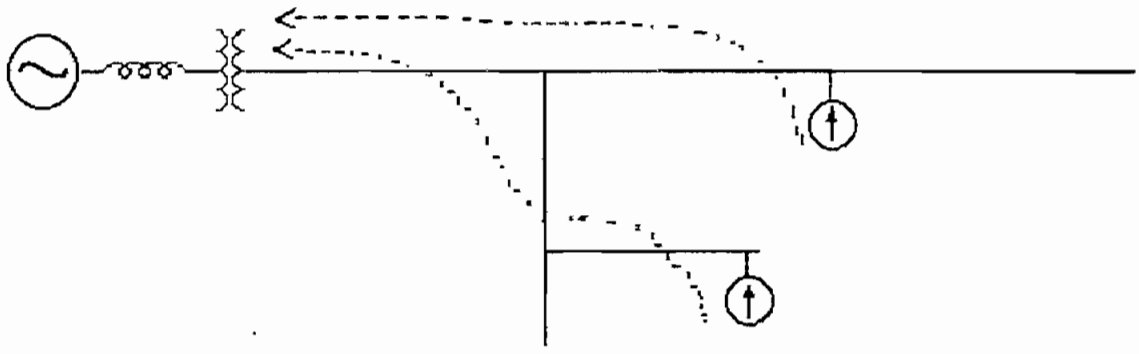


Fig. 4.13 Flujo general de la corrientes armónicas en un sistema de potencia radial.

Se puede justificar esta tendencia localizando las fuentes de armónicas, utilizando un analizador de calidad de potencia que reporte el contenido armónico de la corriente haciendo simples mediciones en cada rama, comenzando en el circuito principal y monitoreando las armónicas de la fuente.

Los capacitores que se emplean para la corrección del factor de potencia pueden alterar el flujo de las armónicas, para al menos una de éstas. Por ejemplo, si se pone un capacitor en el circuito de la Fig. 4.13, como se indica en la Fig. 4.14, éste puede consumir una gran cantidad de corriente armónica en esa porción del circuito. En caso de encontrarse con un circuito como el descrito y siguiendo el procedimiento para localizar fuentes armónicas, se debe tener cuidado en seguir la trayectoria alterada por los bancos de capacitores. Por lo que es recomendable desconectar temporalmente todos los capacitores para localizar con certeza la fuente de armónicas. Usualmente es muy fácil diferenciar entre las corrientes armónicas debidas a las cargas no lineales de las que provienen de condiciones de resonancia de los bancos de capacitores. Las corrientes resonantes, tienen una armónica dominante que viaja en la cresta de la onda seno fundamental.

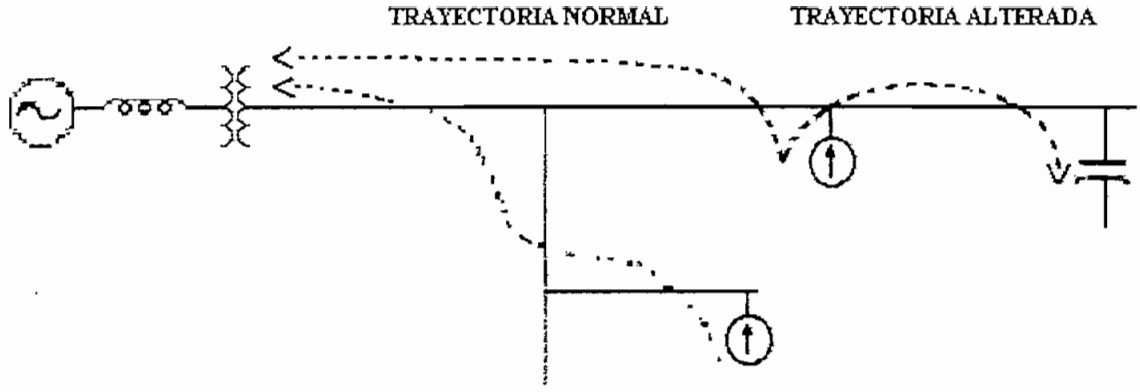


Fig. 4.14 Los capacitores para la corrección del factor de potencia pueden alterar la dirección del flujo de una de las componentes armónicas de la corriente.

Esta discusión puede ser una base que sirve como justificación en la determinación de los problemas de resonancia armónica que son probables que existan en sistemas con capacitores, midiendo simplemente las corrientes en los capacitores. Si éstas contienen una cantidad muy alta de una determinada armónica, diferente de la fundamental, es probable que los capacitores, estén trabajando en resonancia dentro del sistema de potencia. Siempre se debe primero chequear las corrientes de los capacitores en cualquier instalación donde los problemas por armónicas sean sospechados [29].

4.1.1 Armónicas de corriente y factor de potencia.

Las armónicas presentes en la corriente que alimenta a un rectificador conectado a una fuente ac mediante un transformador, muchas veces tienen un importante efecto sobre este, debido al aumento de las pérdidas en el núcleo y los devanados. La corriente de entrada, para el caso de un rectificador bifásico, como el que se presenta en la Fig. 4.15, tiene una forma de onda cuadrada, la misma que contiene todas las armónicas impares cuyas magnitudes son proporcionales a su orden, dadas por las siguientes expresiones:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \tag{4.1}$$

$$I_n = \frac{I_1}{n} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} I_d \tag{4.2}$$

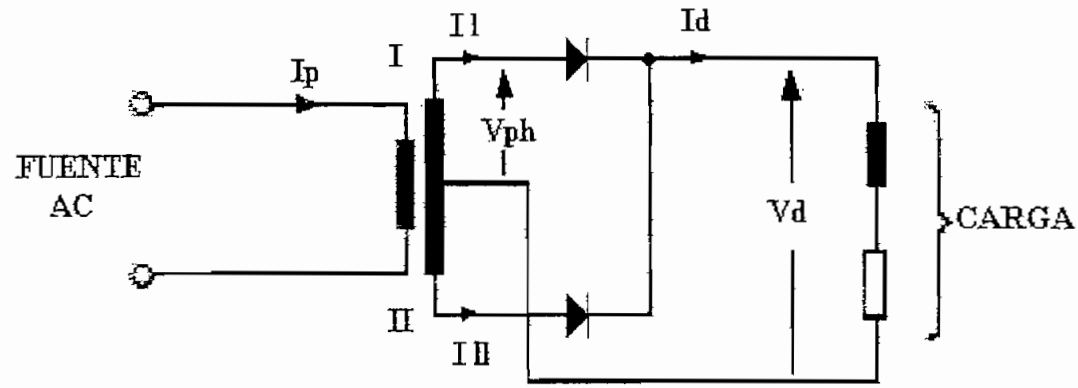


Fig. 4.15 Rectificador bifásico unidireccional.

donde, Id es la amplitud de la onda cuadrada de corriente, asumiendo los devanados del transformador iguales.

En el caso de un rectificador trifásico unidireccional como el de la Fig. 4.16, cuyas formas de onda en las partes del circuito se indica en la Fig. 4.17, se puede demostrar con el análisis de Fourier que la forma de onda de corriente

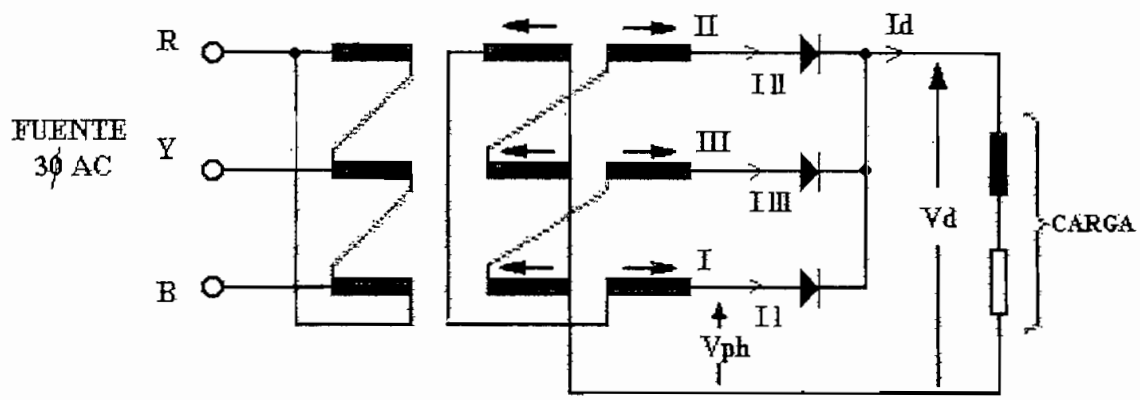


Fig. 4.16 Rectificador trifásico unidireccional con conexión zig-zag del transformador.

en los diodos contiene armónicas de corriente de orden n que cumplen la siguiente relación:

$$n = 3r \pm 1 \qquad (4.3)$$

donde r es cualquier entero positivo, y las amplitudes de las armónicas están en proporción inversa a sus ordenes, es decir:

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} I_d \tag{4.4}$$

$$I_n = \frac{I_1}{n} = \frac{\sqrt{3}}{n\sqrt{2}\pi} I_d \tag{4.5}$$

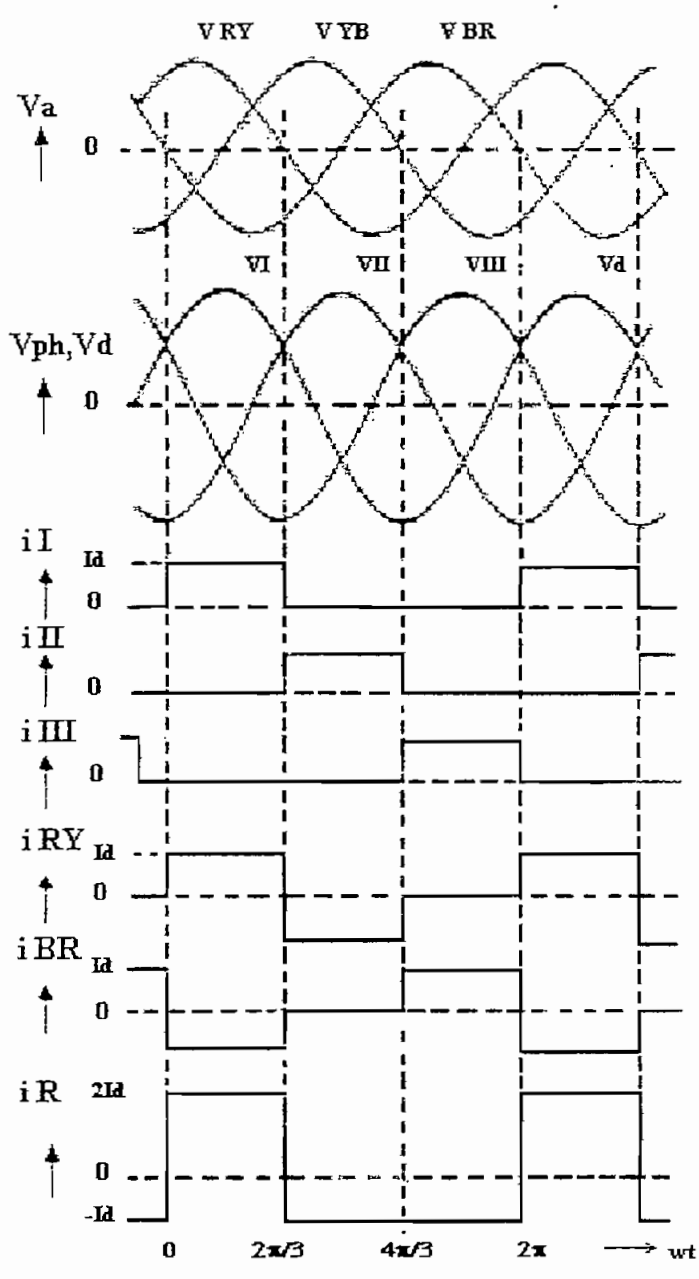


Fig. 4.17 Formas de onda en el rectificador anterior.

Las corrientes en los tres diodos, están mutuamente desplazadas en 120° por fase respecto a la frecuencia fundamental, en cambio cualquiera de las componentes armónicas están mutuamente desplazadas en $2n\pi/3$, es decir, $(3r\pm1)\ 2\pi/3$, con lo cual todos los valores de r son equivalentes a $2\pi/3$. Por lo tanto para estos rectificadores, todas las armónicas al igual que la componente fundamental son corrientes trifásicas, y las amplitudes relativas en la línea no son afectadas por las conexiones del transformador, además las formas de onda reales, varían de acuerdo a la relación de fase entre las componentes fundamental y armónicas [37].

4.1.1.1. La relación entre las formas de onda de corriente y la utilización del transformador.

Suponiendo que no haya pérdidas de la potencia ac entregada al transformador, ésta debería ser igual a la potencia dc a la salida del rectificador. El factor de utilización del transformador se puede definir como la relación de la potencia de salida dc a los voltamperios efectivos nominales del transformador, sin hacer referencia directa al rectificador. Asumiendo voltaje sinusoidal en la fuente, la potencia manejada por cada devanado es proporcional a la componente de frecuencia fundamental de la corriente en fase con el voltaje, mientras que los VA son proporcionales a la corriente rms total. La relación de estos dos valores de corriente dan el factor de utilización de los devanados, aproximadamente análogo al factor de potencia de la carga [37].

Similar al factor de potencia, el factor de utilización, k_u, de un devanado puede tener dos componentes, un factor de distorsión, k_h, el cual es la relación de la corriente a frecuencia fundamental al valor rms total de la misma, y un factor de desplazamiento, el cual es el coseno del ángulo de fase ϕ de la componente de frecuencia fundamental de la corriente respecto al voltaje, lo cual se escribe:

$$k_u = k_h \cos\phi \qquad (4.6)$$

Si el factor de utilización del devanado primario es k_{up}, y del secundario k_{us}, se define el factor de utilización del transformador k_{uT} como:

$$\frac{2}{k_{uT}} = \frac{1}{k_{up}} + \frac{1}{k_{us}} \tag{4.7}$$

o también:

$$k_{uT} = \frac{2k_{up}k_{us}}{k_{up} + k_{us}} \tag{4.8}$$

Considerando el caso del circuito rectificador trifásico unidireccional de la Fig. 4.16, para el devanado primario se obtiene de las ecuaciones (4.4) y (4.5), la componente fundamental de la corriente (asumiendo una amplitud I_d de la Fig. 4.17):

$$I_{1p} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} I_d \tag{4.9}$$

mientras que la corriente rms total del primario es:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \tag{4.10}$$

Puesto que no hay desplazamiento de fase entre I_{1p} y el voltaje fase-fase de la fuente ($\cos\phi = 1$), de tal manera que:

$$k_{up} = \frac{I_{1p}}{I_p} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi}\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.827 \tag{4.11}$$

Para el devanado secundario, la componente a frecuencia fundamental de la corriente se encuentra que cumple:

$$I_{1s} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} I_d \tag{4.12}$$

mientras que la corriente rms total del secundario es:

$$I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \tag{4.13}$$

En este caso si hay un desplazamiento de fase de 30° entre la corriente a frecuencia fundamental y el voltaje, debido a la conexión zig-zag, y por lo tanto el factor de utilización del secundario es:

$$k_{us} = \frac{I_{1s}}{I_s}\cos\phi = \frac{3}{\sqrt{2}\pi}\frac{\sqrt{3}}{2} = 0.585 \tag{4.14}$$

Entonces aplicando la ecuación (4.8):

$$k_{uT} = \frac{2x0.827x0.585}{0.827 + 0.585} = 0.685 \qquad (4.15)$$

Este método de análisis, puntualiza la gran importancia del contenido armónico en la corriente de los devanados del transformador como el principal factor responsable en la determinación de su utilización ineficiente [37].

El factor de utilización del transformador obtenido en la ecuación (4.15), para el caso analizado, es bajo. Para mejorar la utilización del transformador se prevé el uso de rectificadores de 6 y 12 pulsos, en los cuales se disminuye el efecto de las armónicas más severas como la 3a, 5a, 7a, etc. Además se debe emplear materiales de buena calidad en el núcleo y los devanados para disminuir el efecto del traslape por la conducción de los tiristores, lo cual genera armónicas no características, debido a las reactancias de los devanados del transformador.

4.1.1.2 Factor de potencia de entrada.

Al igual que el factor de utilización de los devanados del transformador es determinado como el producto del factor de distorsión y el factor de desplazamiento, el factor de potencia del rectificador con alimentación ac es dado por la siguiente relación [39]:

$$fp = k_h \cos\phi = \frac{I_1}{I} \cdot \cos\phi = \frac{\text{Potencia}}{\text{Voltamperes}} \qquad (4.16)$$

donde k_h es igual a I_1/I y $\cos\phi$ es relativo a la corriente consumida de los terminales de la fuente. Es obvio que si ésta corriente fluye en el devanado primario del transformador, el factor de potencia de entrada y el factor de utilización del primario son los mismos; entonces de la ecuación (4.11), para un rectificador trifásico unidireccional con transformador en conexión zig-zag del secundario, y en estrella el primario, se tiene:

$$fp = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0.827 \qquad (4.17)$$

La expresión de la ecuación (4.17), también se aplica cuando el primario esta en delta, a pesar de la diferencia de las formas de onda de la corriente de entrada, las proporciones de las armónicas de la corriente de entrada son las mismas. En rectificadores de 6 y 12 pulsos, el contenido armónico de la corriente de entrada en el devanado primario del transformador es menor [37], por lo tanto, el factor de potencia de entrada será mejor.

4.1.2. Efecto de armónicas generadas por rectificadores.

Los circuitos rectificadores son entre las más comunes tipos de cargas de los transformadores y requieren especial consideración. El problema básico con éstos circuitos esta en el proceso de conversión de energía ac en dc, los rectificadores crean varias distorsiones en las formas de onda de corriente en los devanados, las que elevan la temperatura hasta mayores grados de los conseguidos con ondas sinusoidales puras. Además las ondas distorsionadas de corriente influyen en el aumento de las pérdidas como se describe en 2.3 y 3.2, debido a las formas de onda de corriente escalonadas que aparecen en los devanados, esto significa principalmente que los transformadores diseñados para rectificadores deben tener voltamperios nominales mayores de los proyectados para alimentar cargas lineales.

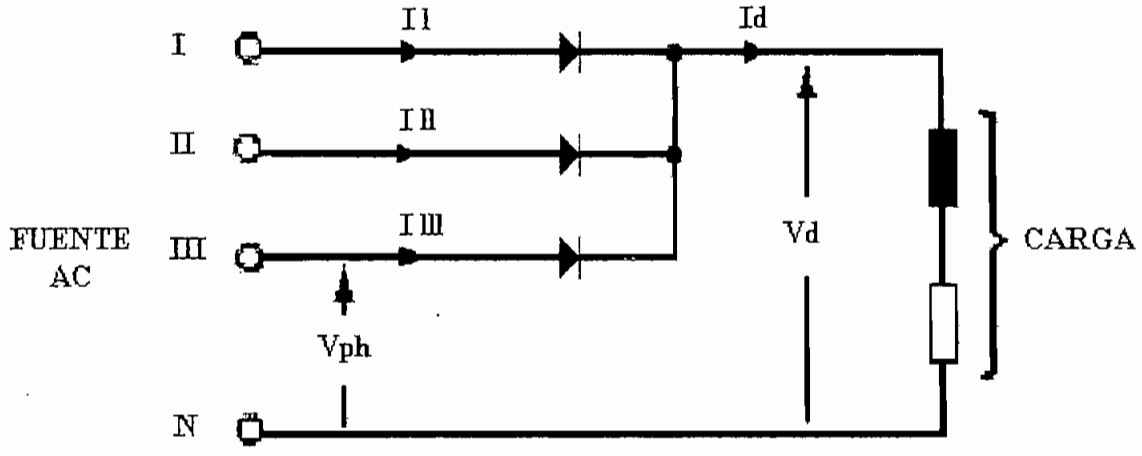


Fig. 4.18 Rectificador trifásico unidireccional.

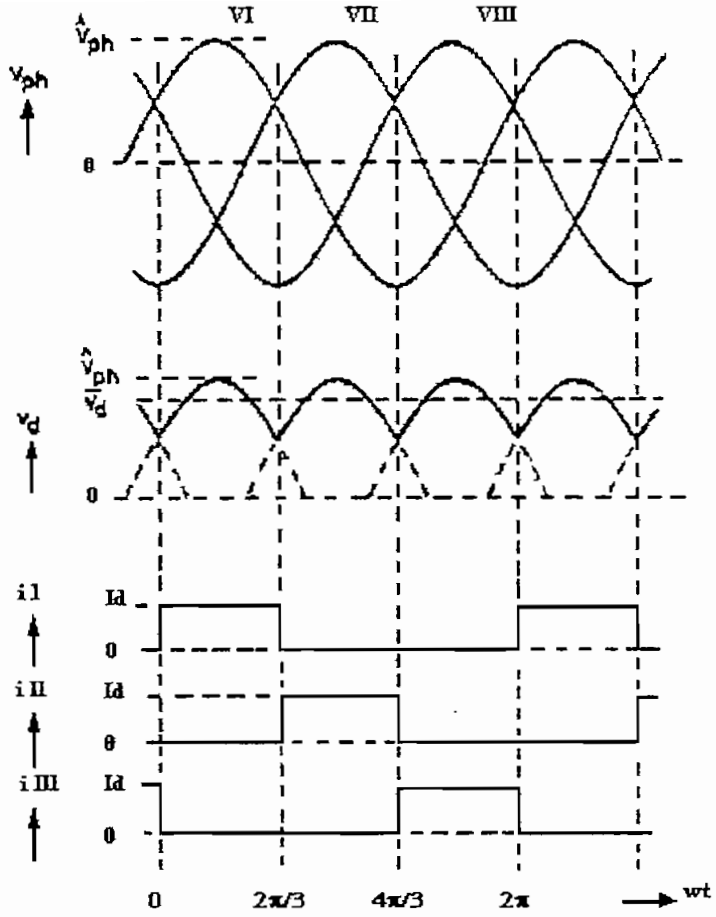


Fig. 4.19 Formas de onda de voltaje y corriente de un rectificador trifásico unidireccional.

Para tener una idea general de los efectos de las armónicas generadas por un rectificador analizaremos el caso particular del rectificador trifásico unidireccional de la Fig. 4.18, cuyas formas de onda se presentan en la Fig. 4.19, en el cual se justifica la necesidad del uso de un transformador conectado en zig-zag. El esquema del circuito y las formas de onda del mismo se presenta en 4.1.1.

En la Fig. 4.19, se ilustra que la corriente consumida de la fuente es en pulsos de $2\pi/3$ radianes. Si se dispone de una conexión al neutro de la fuente, no es esencial un transformador para la operación de este rectificador, pero en la práctica no se da este caso, ya que la corriente dc en las líneas de la fuente, particularmente en el neutro, la cual resulta de una conexión directa, usualmente no es aceptable a cualquier nivel apreciable de potencia, aun si el voltaje de salida es obtenido sin transformación. Sin embargo, un transformador con conexión delta-estrella normal, a más de mantener la

corriente dc fuera de la fuente, transfiere el problema solamente al transformador, en el cual se manifiesta un aumento tanto de la corriente de magnetización como de las pérdidas en el núcleo, por problemas relativos a la magnetización dc de las ondas de corriente generadas en el secundario y a las armónicas contenidas en las mismas.

"El offset dc en las corrientes puede causar también flujo de "fuga" en el núcleo. El cual alcanzará a una ligera saturación, en el semiciclo positivo, mientras permanece normal para el semiciclo negativo. Existen muchos conversores electrónicos de energía que producen formas de onda de corriente que son asimétricas por accidente o por diseño. Las mismas que producen pequeño offset dc en el lado de la carga del transformador (este no puede ser medido del lado de la fuente). Solamente una pequeña cantidad de offset dc es requerida para causar problemas con los transformadores de potencia" [29]. El problema del offset es evitado con el empleo de una conexión especial del transformador [37], conocida como zig-zag, como se ilustra en la Fig. 4.16. Cada voltaje por fase del secundario es obtenido de dos devanados secundarios iguales conectados en serie, para que las fuerzas de magnetización dc debidas a los dos devanados secundarios en cualquiera de las ramas estén en direcciones opuestas y entren en balance.

4.1.3 Métodos para reducir las armónicas de ac. y dc. en los circuitos conversores.

Los conversores estáticos de energía son los responsables de la generación de armónicas como una necesidad concomitante de sus funciones. En algunas situaciones los conversores pueden ser afectados por sus propias armónicas, o por las generadas de otra fuente. Muchas veces ésta fuente de armónicas es una similar o un conversor idéntico que ha sido colocado en paralelo a la misma alimentación ac.

Existe muchos tipos de conversores de acuerdo a su función y formas topológicas. Algunas de estas formas son relativamente insensibles a las armónicas. Muchos conversores toman en cuenta varias características de la alimentación ac de voltaje (por ejemplo, número de cruces por cero) para su control. Si la entrada de la fuente ac es severamente distorsionada por las armónicas, los conversores pueden tener mal encendido, fallas de

conmutación, o generar armónicas no características [36]. En la referencia [12], se demuestra el aumento de las pérdidas por corrientes de eddy en el transformador cuando por los devanados de este, circulan pulsos de corriente típicos de los rectificadores. Por lo tanto, se debe tomar las medidas necesarias para reducir los efectos de las armónicas en el transformador de los rectificadores cuando la situación que se analiza se justifique.

4.1.3.1 Armónicas en el lado dc y en la línea ac de un conversor.

Cualquier carga dc que tenga una constante de tiempo baja (baja inductancia), tal como un motor dc, no consume corriente libre de rizado. Las armónicas de la onda de voltaje producen un significativo rizado de la corriente en la onda de corriente dc. Las armónicas están relacionadas con el número de pulsos del circuito conversor; para el de seis pulsos, 6a. armónica y para el de doce pulsos, 12a. armónica.

Las armónicas características producidas por un conversor estático de energía, requieren impedancias balanceadas en el sistema ac e igual encendido de los tiristores en el conversor. Si los circuitos de encendido no operan simétricamente, la conmutación de cada dispositivo no es correcta, entonces se genera armónicas no características. Estas normalmente son pequeñas pero cuando una de ellas entra en resonancia paralelo, pueden ser amplificadas a valores que podrían causar problemas.

4.1.3.2 Control de corrientes armónicas.

Las corrientes armónicas pueden ser controladas por varias técnicas [36], tales como:

(a) Filtros en derivación

(b) Multiplicación de fase

(c) Compensación armónica o inyección

a. Filtros en derivación.

Los filtros en derivación para reducir el flujo de las corrientes armónicas de las cargas no lineales al sistema de potencia ac, consiste de uno o más circuitos sintonizados compuesto de circuitos LC en serie. Los filtros son usualmente dimensionados para proporcionar los vars necesarios para el mejoramiento del factor de potencia, así como también para filtrar las corrientes armónicas. Como resultado el tamaño del filtro es bastante grande

para el control del flujo no solamente de las armónicas para las que es sintonizado, sino también para las armónicas de mayor orden. La impedancia del filtro con respecto a la del sistema de potencia es baja.

b. Multiplicación de fase.

Los conversores monofásicos son comúnmente usados para alimentar pequeñas cargas. Para minimizar los costos iniciales, un circuito de media onda puede ser usado cuando los requerimientos de corriente sean pequeños. La rectificación de media onda produce armónicas que contienen componente dc que satura el transformador. Para evitar este problema se puede emplear rectificación de onda completa. Un conversor polifásico básico es una unidad de seis pulsos. Teóricamente una unidad de 12 pulsos eliminará las frecuencias armónicas 5a, 7a, 17a, 19a, etc. Es evidente que la multiplicación de fase reduce otras componentes armónicas de la corriente. Por ejemplo, un circuito de 24 pulsos es usualmente construido con cuatro puentes de seis pulsos,

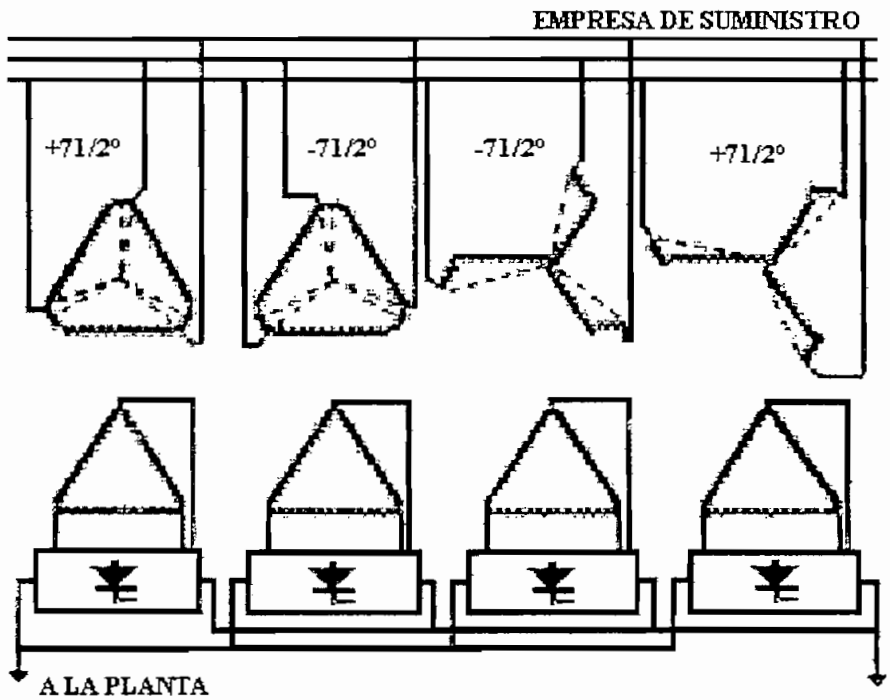


Fig. 4.20 Conexiones de los transformadores para un sistema de 24 pulsos.

cada uno de los cuales esta en desfase en 15° respecto a las otras unidades rectificadoras, separados por un transformador de desfase o aumentando bobinas en los devanados primarios conectados en zig-zag, ver la Fig. 4.20. Si una unidad de seis pulsos esta fuera de servicio, la corriente armónica equivalente para esa unidad estará presente. En grandes instalaciones, puede ser necesario incluir filtros en derivación para minimizar las corrientes armónicas. La multiplicación de fase es mucho más efectiva para una instalación en la cual son utilizados los conversores de igual tamaño, con igual cargabilidad y retardo de fase.

c. Inyección de armónicas.

Las corrientes armónicas pueden ser eliminadas induciendo flujos de armónicas en el núcleo de un transformador con 180° de desfase, respecto de los flujos de armónicas inducidos por el flujo de corriente en el secundario del transformador.

En la práctica, se emplea dispositivos llamados compensadores de adaptación, los cuales son diseñados para monitorear constantemente la corriente de carga e inyectar una corriente igual y opuesta a la componente de distorsión para cancelar su efecto [36].

4.1.4 Factores de distorsión armónica típicos.

El factor de distorsión armónica es igual al factor armónico o distorsión armónica total. Teóricamente, se puede calcular el factor de distorsión típico de la corriente de línea para cada tipo de conversor, el cual debe ser menor o en su peor caso, igual al límite de distorsión armónica del 5% establecido para los devanados del transformador en 3.4.

La distorsión armónica depende de la componente fundamental de la onda distorsionada. En cambio, la distorsión de demanda total, que se define en la norma 519-1992 de la IEEE, depende de la corriente de máxima demanda de la carga, por lo tanto, se establece algunos límites de distorsión dependiendo de la misma, que se la caracteriza según la relación I_{sc}/I_L . Lo anterior justifica la diferencia entre los diversos valores porcentuales existentes para limitar la distorsión de la onda de corriente con el valor del 5% de distorsión armónica total de corriente.

Conociendo los factores de distorsión de los conversores de uso más común (de 6 y 12 pulsos), se puede diseñar los devanados de los transformadores para rectificadores, tomando en cuenta que están sujetos a las armónicas contenidas en las corrientes pulsatorias producidas por la operación del conversor, las mismas que tienden a reducir la vida del aislamiento que se ve sometido a mayores esfuerzos.

La norma 519-1992 de la IEEE, ha establecido tres clases de límites de distorsión armónica total de voltaje para sistemas de bajo voltaje (480 V) para controlar la distorsión de voltaje admisible en los conversores estáticos de energía. Estos límites son los siguientes:

Clase	THDv(%)
Aplicación especial	3
Sistema general	5
Sistema delicado	10

Una "aplicación especial" es una donde la variación de la profundidad del corte en la onda de voltaje, podría provocar falsos disparos en un equipo sensitivo, está incluye hospitales y aeropuertos. Un "sistema delicado" describe barras que alimentan solamente conversores estáticos de energía. Muchas instalaciones industriales caen bajo la clase de "sistema general" [14].

4.2 Comportamiento del transformador ante el tipo de carga.

En régimen de carga, el flujo ϕ en el núcleo es prácticamente el mismo que en vacío [25]. Para demostrar esto, se analiza un transformador al que, estando en voltaje, se ha dispuesto una impedancia en el secundario que puede suponerse lineal. La carga, motiva la existencia de una corriente por el secundario, esto significa que, sobre el circuito magnético, actúa una nueva fuerza magnetomotriz adicional a la fuerza magnetomotriz debida a la corriente de excitación que existe en el transformador en vacío. En principio, si la excitación de vacío, originaba el flujo alterno ϕ, la presencia de la nueva fuerza magnetomotriz debida a la corriente del secundario, tenderá a aumentar o disminuir este flujo, según la naturaleza de la carga (inductiva o capacitiva).

Teniendo en cuenta que el voltaje inducido en el primario, dado por la ley de Faraday es: $e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt}$, suponiendo además despreciables las caídas de voltaje en el primario, lo cual implica que, $V_1 = e_1$, el voltaje de la fuente es aproximadamente igual al inducido en el devanado primario. El voltaje de la fuente no sufre alteración por el hecho de que el transformador esté en carga, resulta que, el voltaje inducido no puede variar. Esto entraña que, no pueda haber disminución de ϕ.

La aparente contradicción desaparece, si se admite que en el primario aparece una corriente suplementaria que se superpone a la de excitación. En efecto, esta corriente aporta una nueva fuerza magnetomotriz, que tiene un efecto opuesto, que compensa a la fuerza magnetomotriz del secundario, con lo cual se justifica que el flujo ϕ no resulta alterado en el núcleo. La conclusión es que, en carga, el flujo ϕ tiene casi el mismo valor que en vacío, por la razón primaria.

No puede sorprender que la puesta en carga del transformador, motive una alteración en el régimen de trabajo del primario. El principio de la conservación de la energía hacía prever que la cesión de una potencia por el secundario, iba a implicar una alteración del régimen del primario, en el sentido de absorber una potencia suplementaria equivalente, procedente de la fuente de alimentación.

Otra consecuencia es que las pérdidas en el hierro (núcleo del transformador) son, prácticamente, constantes desde el régimen de vacío hasta el de plena carga. Debido a que, tales pérdidas son función de $B = \frac{\phi}{S}$, y se ha visto que ϕ varía poco con el régimen de carga.

El comportamiento del transformador bajo carga puede representarse mediante el análisis fasorial aproximado, en el cual se asume la existencia de cargas resistivas, inductivas y capacitivas puras. Además, si con fines didácticos se desprecia la corriente de magnetización del primario en un circuito equivalente clásico del transformador (considerando excitación sinusoidal), se obtiene el siguiente diagrama fasorial de la Fig. 4.21 correspondiente a un transformador en carga, con cualquier tipo de carga (en

adelanto, en retraso o con factor de potencia unidad) [40]. Es necesario resaltar que en el análisis fasorial, se asume alimentación con ondas sinusoidales puras, la cual es una técnica de análisis ideal, puesto que en la práctica no existen ondas 100 % puras.

A continuación se explica brevemente cada uno de estos diagramas fasoriales.

4.2.1 Carga resistiva.

La corriente de carga reducida al primario, I_2/α, está en fase con el voltaje en los bornes de la carga secundaria reducida al primario, αV_2, para un factor de potencia unitaria, con una carga resistiva sobre el secundario del transformador. La diferencia fasorial entre el voltaje en bornes de la carga secundaria reducida al primario αV_2 y el voltaje aplicado al primario V_1 es la caída de voltaje por impedancia, $I_1 Z_{el}$. La corriente primaria I_1 retrasa un pequeño ángulo θ_1 respecto a V_1. Con factor de potencia unidad en el secundario, la corriente del primario retrasa respecto al voltaje del primario debido a la inductancia interna del transformador, Fig. 4.21c.

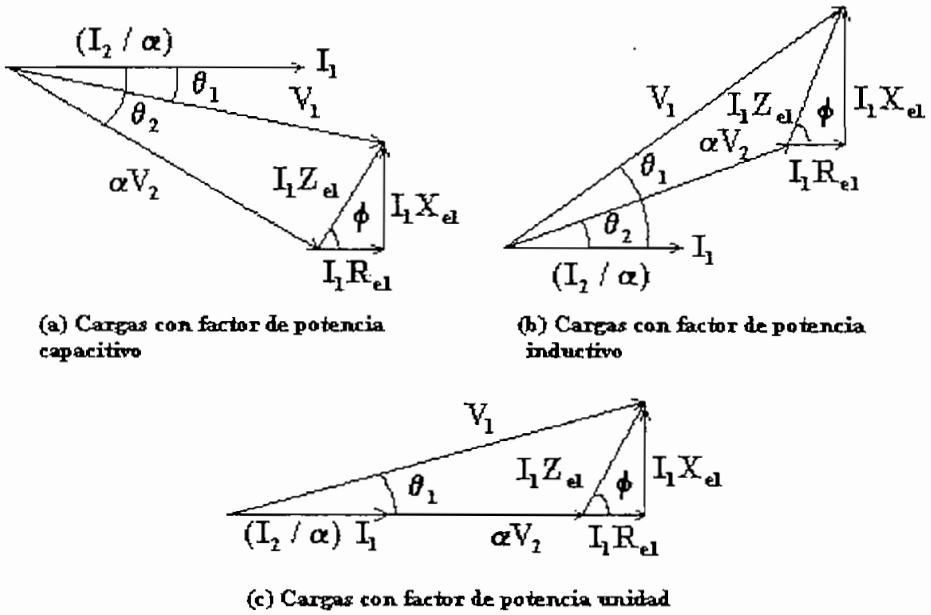


Fig. 4.21 Transformador de potencia en condiciones variables de carga secundaria y su efecto sobre el factor de potencia primario.

4.2.2 Carga inductiva.

La corriente secundaria de carga reducida al primario, I_2/α, retrasa respecto al voltaje en bornes de la carga secundaria reducida al primario, αV_2, de un ángulo θ_2. La diferencia fasorial entre el voltaje secundario reflejado, αV_2, y el voltaje aplicado al primario, V_1, es la caída de voltaje por impedancia, $I_1 Z_{e1}$. En este caso, el ángulo θ_1 es mayor que el ángulo θ_2 debido a que el transformador es internamente inductivo y tiende a que el circuito completo retrase más, Fig. 4.21b.

4.2.3 Carga capacitiva.

La corriente secundaria de carga reducida al primario, I_2/α, está adelantada respecto al voltaje en bornes de la carga secundaria reducida al primario, αV_2, de un ángulo, θ_2. La diferencia fasorial entre αV_2 y V_1 es la caída de voltaje por impedancia $I_1 Z_{e1}$. La caída de voltaje resistiva $I_1 R_{e1}$ está en fase con I_1. La caída de voltaje reactiva $I_1 X_{e1}$ avanza 90° respecto a la corriente I_1. Debido a estas caídas de voltaje, I_1 continúa adelantado todavía a V_1 un ángulo θ_1. θ_1 es, necesariamente, menor que θ_2 debido a que el transformador es internamente inductivo, Fig. 4.21a.

4.2.4 Carga no lineal.

Mediante un razonamiento similar análogo al considerado para el caso de cargas resistivas, inductivas y capacitivas, se puede intuir el comportamiento del transformar con cargas no lineales. Para estudiar el transformador con este tipo de cargas, en la Ref. [1], Greene emplea el principio de superposición con las debidas precauciones.

Por un transformador que alimenta a cargas no lineales, pasará una corriente de carga que tiene componentes de frecuencia no fundamental adicionales. Estas normalmente son medidas por medio de la distorsión armónica de la corriente de carga. Las armónicas que fluyen a través del transformador debido a las cargas no lineales causan pérdidas adicionales en el transformador. El calor extra puede sobrecargar la capacidad térmica de la unidad y llevar a la pérdida de vida útil del dispositivo, si la elevación de la temperatura sobre la temperatura ambiente llega a ser excesiva. La unidad no

puede ser capaz de servir la carga nominal del dato de placa si la corriente de carga tiene distorsión armónica.

La distorsión armónica total THD, es el porcentaje de armónicas presentes en la carga que pueden afectar al transformador. Esta condición es llamada "Carga No lineal" o "Carga No sinusoidal".

La especificación de transformadores para alimentar cargas no lineales fue un tópico de mucha controversia hasta hace poco tiempo atrás. Algunos estudios sugerían sobredimensionar los transformadores para tomar en cuenta el mayor calentamiento y pérdidas de carga, como una solución al efecto causado por las armónicas de la corriente de carga. Desafortunadamente, el mayor calibre en los conductores de los transformadores sobredimensionados aumentan los efectos de calentamiento creados por las cargas armónicas. Por lo tanto, fue necesario diseñar un transformador que considere tanto la disipación del alto calentamiento debido a las armónicas de corriente como su capacidad para trabajar bajo influencia armónica.

Para determinar la cantidad de contenido de armónicas presente en un transformador de tipo seco, se calcula un factor K, en vez de emplear la fórmula de THD. La cantidad total de armónicas determinará el porcentaje de carga no lineal que puede tolerar el transformador.

El factor K nominal, asignado a los transformadores de tipo seco de acuerdo con los registros de las norma UL (Underwrites Laboratories), es un índice que se refiere a la capacidad del transformador para alimentar cargas cuyas corrientes tienen contenido de armónicas; manteniendo la temperatura de operación dentro de los límites normales. Un factor K específico, indica que un transformador puede suministrar sus kVA nominales de salida para una carga de determinada cantidad de contenido de armónicas. Por ejemplo, un factor K de 4, indica que el transformador está expuesto a pérdidas parásitas por corrientes de eddy que son cuatro veces el nivel que debería existir solamente con cargabilidad de corriente fundamental [19]. Con el objeto de alimentar con buen éxito esta carga, el transformador debe ser diseñado para minimizar las pérdidas generadas por las corrientes armónicas, o debe ser capaz de remover el calor del devanado antes que ocurra daño en el

aislamiento. En la literatura técnica se hace referencia a un número limitado de factores K nominales: K-1, K-4, K-9, K-13, K-20, K-30, K-40.

El método del factor K, es una aproximación del efecto real del calentamiento adicional de la unidad debido a las componentes armónicas de la corriente de carga.

Las modificaciones que el factor K incluye en el diseño de los transformadores, son: agrandar el devanado primario para resistir la circulación de las inherentes corrientes triples armónicas, dimensionar al doble el calibre del conductor neutro del secundario para conducir las armónicas triples de corriente, diseñar el núcleo magnético con una densidad de flujo menor a la normal empleando hierros de mejor calidad y emplear conductores secundarios aislados de menor calibre transpuestos en paralelo para reducir el calentamiento debido al efecto skin asociado con la resistencia ac [20].

El servicio eléctrico industrial ha reconocido el hecho de que las cargas no lineales son aplicadas por los consumidores de energía eléctrica y éstas cargas deben ser alimentadas por transformadores. Estos, deberían ser capaces de operar dentro de los límites de la elevación de temperatura especificada mientras alimentan cargas en las que se considera un 100% de la corriente nominal de 60 Hz, más valores porcentuales correspondientes a las armónicas como se calcula en la ANSI/IEEE C57.110-1986.

4.3 Consideraciones en el diseño y selección de transformadores de acuerdo a los niveles típicos de distorsión armónica

En las secciones 2.4 y 3.4 de los capítulos 2 y 3 respectivamente, se estableció los niveles tolerables a las ondas distorsionadas de voltaje y corriente en el núcleo y los devanados del transformador. En los sistemas de distribución, estos niveles corresponden al 5 % de distorsión en voltaje y diferentes valores de distorsión en corriente de acuerdo a la relación I_{sc}/I_L en el punto común de conexión. Tomando como referencia estos valores y haciendo un balance de las magnitudes geométricas, eléctricas y magnéticas que intervienen en las expresiones matemáticas que las relacionan con la distorsión armónica (ecuaciones 2.20 y 3.59), se puede considerar en el diseño las características eléctricas y magnéticas óptimas de los materiales de núcleos y devanados, de tal manera que se ajusten a los niveles de distorsión

de voltaje y corriente establecidos; a su vez, con esto, se consigue un criterio de diseño de la unidad para trabajar continuamente a temperatura máxima (55° o 65° sobre la temperatura ambiente), con corriente y voltaje nominal.

El diseño del transformador debe considerar también las pérdidas generadas por el mismo, y la transferencia de calor hacia el medio ambiente [19]. Las pérdidas en vacío debidas al voltaje aplicado, están relacionadas con el diseño del núcleo y la selección del material magnético. Puesto que la frecuencia del voltaje aplicado es predominantemente fundamental o frecuencia de diseño, las pérdidas de vacío deberían ser próximas a los valores de diseño. Las armónicas de la corriente de carga que pasan a través del transformador, no afectan significativamente a las pérdidas de vacío del transformador. Las pérdidas de vacío en los diseños de modernos transformadores son aproximadamente ¼ % o ½ % de la potencia nominal de placa.

"El diseño de transformadores para alimentar cargas no lineales debe incluir un análisis de la distribución de las pérdidas de eddy en los devanados y un cálculo de la elevación de temperatura del punto de máximo calentamiento" [16]. El punto de máximo calentamiento simplemente es el punto de mayor temperatura en los devanados del transformador. Este es un fenómeno que ocurre naturalmente debido a la generación de las pérdidas y la disipación de estas, por el mecanismo de transferencia de calor. Todos los transformadores tienen un punto de máximo calentamiento puesto que en algún lugar del devanado la temperatura es mayor. La vida del aislamiento del transformador es determinada por la temperatura de este punto, sin embargo, el conocimiento de la elevación de la temperatura del mismo, es una característica del transformador en funcionamiento que es ignorada en las normas industriales. Muchos fabricantes de transformadores tipo seco, simplemente suman 30 °C a la elevación de temperatura media (valor calculado empleando ecuaciones empíricas) y afirman que este último resultado es "por norma" el valor de la temperatura del punto de máximo calentamiento, aunque las normas de la IEEE no manifiestan que esto sea una práctica permisible. La norma IEEE C57.12.01-1989 requiere que tanto la elevación de temperatura media del devanado como la temperatura del punto

de máximo calentamiento sean limitadas para poder ser obtenidas en relación a los kVA nominales. La diferencia entre estos dos límites es 30 °C, sin embargo estos valores no aparecen como números separados. Otros fabricantes de transformadores de tipo seco, prefieren que los usuarios crean que la temperatura del punto de máximo calentamiento sea un asunto de misterio; debido a que no hay método de prueba dado por la IEEE, no están en la obligación de llevar a cabo pruebas para medir la temperatura de este punto. Además asumen que las temperaturas en los devanados del transformador son siempre uniformes y la asignación de 30 °C es para localizar el calentamiento en un punto el cual no puede ser estimado. Con la moderna tecnología en computación, podría ser posible estimar la temperatura del punto de máximo calentamiento. Muchos programas computacionales comerciales dan una estimación de las temperaturas en el equipo, mediante los cuales los fabricantes estarían en capacidad de calcular la temperatura máxima y la distribución de las pérdidas de eddy dentro de los devanados.

En los transformadores grandes las pruebas térmicas con corrientes no sinusoidales y las mediciones de las elevaciones de temperatura del punto de máximo calentamiento son extremadamente difíciles de realizar. Los estudios térmicos deberían ser llevados a cabo empleando termocuplas que se instalan en los devanados de prueba o en los prototipos de transformadores para medir la temperatura del punto de máximo calentamiento, lo cual servirá para refinar los modelos matemáticos para el cálculo de la temperatura del punto de máximo calentamiento en los programas computacionales. Los estudios realizados en [11], sobre la estimación de la pérdida de vida de transformadores de potencia que alimentan cargas no lineales, indican que la temperatura del punto de máximo calentamiento del transformador de tipo seco es muy sensitiva a la distribución y magnitud de las pérdidas de eddy. Además a través de la experiencia se ha demostrado que los problemas de sobrecalentamiento en transformadores debido a las armónicas son mucho más comunes en transformadores tipo seco que en los sumergidos en aceite.

En el diseño de transformadores para alimentar cargas no lineales, se deben prever menores densidades de flujo que las normales, para que el transformador pueda tolerar la condición de conexión en alto voltaje de línea,

aun con corrientes armónicas circulando por el mismo. El conocimiento especifico de la trayectoria del flujo de dispersión magnético es necesario para evaluar la forma del conductor y su ubicación dentro del campo.

A través de la combinación de los resultados de las pruebas y su análisis se puede obtener una aproximación económicamente práctica del transformador. El objetivo de todo fabricante es que su diseño específico tenga características que reduzcan las pérdidas por corrientes de eddy y parásitas. Un modelo matemático tridimensional empleando la técnica de elementos finitos permitirá observar la variación de las pérdidas de eddy en los devanados. Las pérdidas de eddy debidas a la distribución del flujo de dispersión están concentradas en los terminales de los devanados.

Un diseño minucioso implica un análisis electromagnético del transformador, el cual, requiere de conocimientos matemáticos profundos que se los realiza mediante programas computacionales, los que la mayoría de los casos son desconocidos para los fabricantes por lo que se debe recurrir a parámetros obtenidos de pruebas realizadas en transformadores. "Un análisis electromagnético y térmico exacto es esencial para el diseño de transformadores que alimentan cargas con corrientes no sinusoidales" [16].

Para seleccionar un transformador para trabajar en un sistema contaminado con armónicas, necesariamente se deben tomar muestras de las ondas de corriente y su contenido armónico con equipo especializado para este fin. Un estricto estudio de armónicas en una red implica el registro de señales por periodos mínimo de 6 meses para hacer el análisis con datos confiables y poder determinar el transformador con el procedimiento sugerido en la norma C57.110 ANSI/IEEE. Esta norma da una breve revisión de las pérdidas en el transformador y proporciona unas ecuaciones que al aplicarlas se puede hallar un factor mediante el cual se puede corregir los kVA nominales del transformador para que este trabaje en ambiente con armónicas, sin que el calentamiento extra debido a las armónicas disminuya la vida útil del aparato. La norma indica que son necesarios algunos datos básicos para aplicar el procedimiento de corrección.

Mediante las mediciones en el sistema de potencia se define las siguientes magnitudes:

1) La magnitud de la fundamental de la corriente de carga.

2) La magnitud de cada componente de la corriente de carga a frecuencia armónica.

Adicionalmente a la información de la corriente de carga, otro dato es necesario para poder evaluar los kVA corregidos del transformador. El dato del transformador puede ser uno de los siguientes:

1) La magnitud de la densidad de pérdidas por corrientes de eddy en los devanados dada por los fabricantes.

2) La información de los registros de pruebas del transformador de las pérdidas totales de carga y pérdidas I^2R.

La norma [34] desarrolla algunas ecuaciones que son aplicadas en el proceso de corrección.

4.4 Medición de referencia en un caso práctico

Para analizar el efecto de las armónicas de corriente y voltaje en un transformador, se escogió como ejemplo, el transformador de 2000 kVA de una de las 8 subestaciones de tracción del sistema trolebús. Las características técnicas y la información de las pruebas realizadas por el fabricante en este transformador se presentan en el anexo 1.

4.4.1 Introducción

El análisis del efecto de las armónicas en un transformador se realiza mediante las mediciones de las ondas distorsionadas de voltaje y corriente en el secundario del transformador. Con los datos de estas mediciones se puede aplicar el procedimiento descrito en la norma ANSI/IEEE C57.110-1986, para determinar la capacidad de los transformadores para alimentar cargas con corrientes no sinusoidales de características conocidas, sin la pérdida de la vida normal esperada. Además para aplicar el método, es necesario disponer de los datos de pruebas certificadas de los transformadores.

El ejemplo escogido para el estudio, es el transformador de 2000 kVA, existente en la subestación de tracción Sur del sistema trolebús, cuyos diagramas unifilares simplificados se presentan en el anexo 3.

Con el aparato de medida, FLUKE - 41, cuyas especificaciones técnicas se presenta en el anexo 2, se capturaron en su memoria las ondas distorsionadas de voltaje y corriente tomadas en el secundario del

transformador de 2000 kVA, empleando los datos registrados se calcula el valor de la máxima corriente rms de la carga no sinusoidal permisible en el transformador, con la composición armónica de la onda de corriente dada por el aparato de medida. Este cálculo permite obtener la capacidad equivalente del transformador en ambiente con armónicas sin la pérdida de su vida útil.

4.4.2 Presentación

El transformador de 2000 kVA de la subestación de tracción tiene dos devanados secundarios, los datos de las pruebas realizados por el fabricante en este, se presentan en el anexo 1. Las mediciones se realizaron empleando un FLUKE - 41. Las ondas distorsionadas de voltaje y corriente fueron capturadas colocando dos de los tres terminales del aparato de medida entre las fases de cada devanado trifásico del secundario y colocando la pinza amperimétrica en la fase restante del devanado correspondiente. Para la colocación de los terminales del aparato de medida obviamente se desconectó al transformador abriendo los disyuntores de primario y secundario.

Las medidas fueron tomadas en el momento que se producía mayor demanda de corriente, lo cual coincidía justo cuando arrancaba un trolebús. Las ondas de corriente capturadas en los momentos señalados, presentan mayor distorsión, y por ende mayor contenido de armónicas, estas formas de onda y su contenido de armónicas se puede ver en el anexo 4. Las ondas distorsionadas de corriente presentadas se las obtuvieron del FLUKE - 41, bajadas al computador por medio de un cable de interface.

Para establecer la capacidad equivalente del transformador, en la norma C57.110-1986, se supone que el transformador es capaz de alimentar una corriente de carga de cualquier contenido armónico, de tal manera que las pérdidas totales de carga, las pérdidas de carga en cada devanado y la densidad de pérdidas en la región con pérdidas por corrientes de eddy más altas, no excedan los niveles de las condiciones de diseño para plena carga, es decir, con onda seno de 60 Hz. Además de esto, en la norma se asume, que la condición limitante, es la densidad de pérdidas en la región del devanado con más altas pérdidas por corrientes de eddy; por lo tanto, esta es la base que emplea la norma ANSI/IEEE C57.110-1986 para establecer la capacidad equivalente del transformador.

El establecimiento de la capacidad equivalente del transformador empleando datos disponibles de pruebas realizadas por los fabricantes dada por la norma, se realiza asumiendo que todas las pérdidas parásitas del transformador son consideradas como pérdidas por corrientes de eddy en los devanados. Por lo tanto se deduce:

$$P_{EC-R} = P_{LL} - K[(I_{1-R})^2 R_1 + (I_{2-R})^2 R_2] \quad w \tag{4.18}$$

Donde: K=1 para transformadores monofásicos.
K=1.5 para transformadores trifásicos

Cabe recalcar que la ecuación (4.18), se deduce de la ecuación (3.21) presentada en el capítulo 3, en la que se considera las restricciones mencionadas en el párrafo inmediato anterior. Para aplicar esta ecuación se debe considerar que muchos reportes de pruebas realizadas en transformadores trifásicos presentan la resistencia de las tres fases en serie, por lo tanto, los valores de R_1 y R_2 deben ser calculados como siguen:

devanado en delta: R_1 o R_2 = 2/9 de la resistencia trifásica

devanado en estrella: R_1 o R_2 = 2/3 de la resistencia trifásica

Las pérdidas por corrientes de eddy en el devanado de bajo voltaje (interior), pueden ser calculadas de P_{EC-R} determinadas por la ecuación (4.18) como 0.6*P_{EC-R} W ó 0.7*P_{EC-R} W, dependiendo de la relación de vueltas y de la corriente nominal del transformador. Estas pérdidas en por unidad de las pérdidas I^2R en los devanados serán:

$$P_{EC-R}(pu) = \frac{0.6P_{EC-R}}{K(I_{2-R})^2 R_2} pu \tag{4.19}$$

$$P_{EC-R}(pu) = \frac{0.7P_{EC-R}}{K(I_{2-R})^2 R_2} pu \tag{4.20}$$

En la norma C57.110-1986, se asume que las pérdidas I^2R se distribuyen uniformemente en cada devanado, y que la densidad de pérdidas por corrientes de eddy máxima es de 400% de su valor promedio, es decir:

$$\mathrm{MaxP_{EC-R}(pu)} = \frac{2.4\mathrm{P_{EC-R}}}{\mathrm{K(I_{2-R})^2 R_2}}\mathrm{pu} \tag{4.21}$$

$$\mathrm{MaxP_{EC-R}(pu)} = \frac{2.8\mathrm{P_{EC-R}}}{\mathrm{K(I_{2-R})^2 R_2}}\mathrm{pu} \tag{4.22}$$

El valor en por unidad de la corriente de carga no sinusoidal que permite que las pérdidas con carga no lineal sean iguales al valor de diseño de la densidad de pérdidas en la región con más altas pérdidas a 60 Hz y corriente nominal está dado por la siguiente ecuación:

$$\mathrm{I_{max}(pu)} = \left[\frac{\mathrm{P_{LL-R}(pu)}}{1 + \left(\frac{\sum_{h=1}^{h=h_{max}} f_h^{\,2} h^2}{\sum_{h=1}^{h=h_{max}} f_h^{\,2}} \right) \cdot \mathrm{MaxP_{EC-R}(pu)}} \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4.23}$$

Donde: $\mathrm{P_{LL-R}} = 1 + \mathrm{P_{EC-R}}$

$$\mathrm{fh} = \frac{I_h}{I_1}$$

I_h = corriente rms de la h-ésima armónica

I_1 = corriente rms de la fundamental

h= orden armónico.

EJEMPLO DE APLICACION PARA EL CASO DEL TRANSFORMADOR DE LA S/E DE TRACCION DEL TROLEBUS

La aplicación de las relaciones anteriores con los datos de las pruebas y las mediciones en el transformador tomado como ejemplo se presentan a continuación.

DATOS DEL TRANSFORMADOR

Potencia nominal:	2000 kVA		
Grupo de conexión:	Yy0		
	Yd11		
Voltajes:	6 kV/596 V Δ	Corrientes:	192.4/969 A
	6 kV/596 V Y		192.4/969 A

Pérdidas debidas a la carga: 26000 W

Resistencias medidas:

Voltaje 6000 V	Voltaje 596 Y	Voltaje 596 Δ
R(u,v)=0.1156 Ω	R(u,v)=0.001957 Ω	R(u,v)=0.001976 Ω
R(v,w)=0.1167 Ω	R(v,w)=0.002002 Ω	R(v,w)=0.001985 Ω
R(w,u)=0.1170 Ω	R(w,u)=0.002141 Ω	R(w,u)=0.002017 Ω

CALCULO DE LA CAPACIDAD EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR

$$P_{EC-R} = P_{LL} - K[(I_{1-R})^2 R_1 + (I_{2-R})^2 R_2]$$

$$P_{EC-R} = 26000 - 1.5[(192.4)^2 0.1156 + (969)^2 0.001957 + (969/\sqrt{3})^2 0.001976]$$

$$P_{EC-R} = 26000 - 1.5[4279.25 + 1837.54 + 618.46]$$

$$P_{EC-R} = 26000 - 9176.84$$

$$P_{EC-R} = 15897.122W$$

$$MaxP_{EC-R}(pu) = \frac{2.4P_{EC-R}}{K(I_{2-R})^2 R_2} pu$$

$$MaxP_{EC-R}(pu) = \frac{2.4 * 15897.122}{1.5[(969)^2 0.001957 + (969/\sqrt{3})^2 0.001976]} pu$$

$$MaxP_{EC-R}(pu) = 10.356pu$$

A continuación en la siguiente Tabla, se presentan los datos de la descomposición armónica de la onda de corriente para el caso de la corriente medida en la fase 2U del secundario en delta, tomadas del anexo 4, también se presenta los datos necesarios ya calculados para aplicar la ecuación (4.23). Es necesario mencionar que los datos de las magnitudes de las armónicas de corriente, en amperios, que se muestra en la Tabla, han sido multiplicados por 2, puesto que, al tomar las muestras de corriente en cada terminal del secundario del transformador, la pinza amperimétrica solo alcanzaba a uno de los dos conductores que salían por cada fase.

h	I_h (A)	I_h (pu)	I_h^2 (pu)	h^2	$I_h(pu)h^2$	f_h	f_h^2	$f_h^2h^2$
1	313.00	0.323	0.1043	1	0.1043	1	1	1
5	131.26	0.135	0.0182	25	0.455	0.4179	0.17464	4.366
7	77.76	0.0802	0.0064	49	0.3136	0.2482	0.06160	3.0184
11	17.62	0.0181	0.0003	121	0.0363	0.0560	0.00313	0.3787
13	11.88	0.0122	0.0001	169	0.0169	0.0377	0.00142	0.2399
17	11.88	0.0122	0.0001	289	0.0289	0.0377	0.00142	0.41038
19	6.12	0.0063	0.00003	361	0.01083	0.0195	0.00038	0.13718
		0.587	0.12943		0.96583		1.24259	9.55056

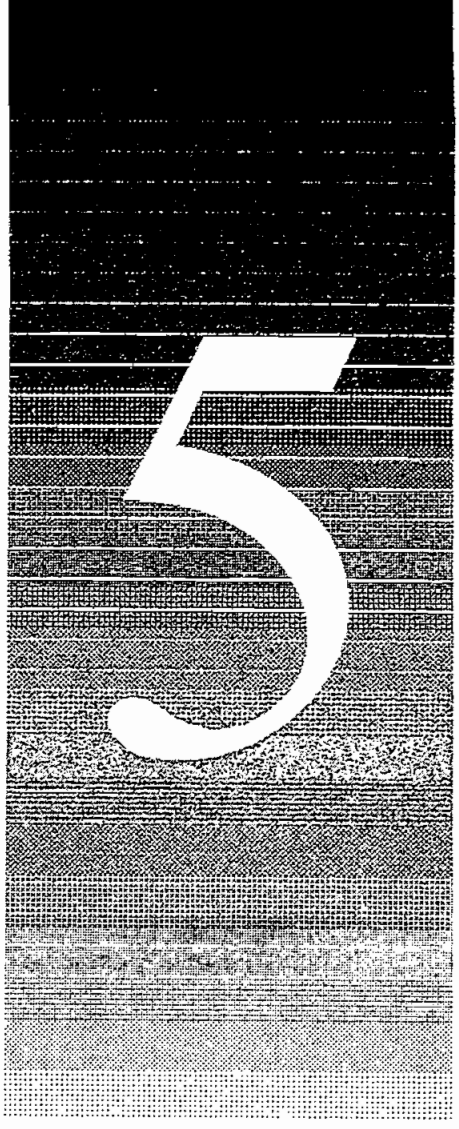
$$I_{max}(pu) = \left[\frac{11.356}{1 + \left(\frac{9.55056}{1.24259}\right) \cdot 10.356}\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{max}(pu) = 0.375366$$

$$I_{max} = 0.375366 * 969 = 363.729A$$

El valor porcentual de 37.53 % obtenido en este ejemplo de referencia, no puede considerar como para definir la capacidad equivalente del transformador con la corriente no sinusoidal de carga, debido a que se trata de una medición puntual, en la que se considera la condición particular del arranque de un trolebús. Para obtener la capacidad equivalente del transformador con mayor precisión se debería realizar un registro de demandas por periodos de varios días. Con la demanda máxima de los registros y la composición armónica correspondiente, se debería aplicar las relaciones aplicadas en el ejemplo de referencia anterior.

CAPITULO



CAPITULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

- La distorsión armónica de las ondas de voltaje y corriente en los sistemas de distribución está creciendo debido al aumento de las cargas no lineales de los usuarios, siendo las no linealidades introducidas por los núcleos de hierro de los transformadores de distribución una más de las fuentes de armónicas. De ahí la importancia de estudiar más a fondo el tema.
- La modelación no lineal del transformador y de los otros elementos del sistema eléctrico de potencia es necesaria para comprender claramente el efecto de las armónicas en todo el sistema. La resolución del modelo no lineal del transformador requiere de métodos numéricos iterativos, así como un análisis con transformada rápida de Fourier, herramientas matemáticas que en la actualidad se resuelven con programas digitales. Usualmente se debe recurrir a pruebas experimentales con el fin de obtener los parámetros necesarios para el modelo no lineal.
- En el capítulo 2 se presentan tres modelos matemáticos para el núcleo magnético, de los cuales, el modelo que considera distorsión en el flujo solo por tercera armónica es el más sencillo de aplicar porque se dan curvas para corregir las pérdidas por corrientes de eddy. En este modelo se asume, con base experimental, que las pérdidas por histéresis en el núcleo permanecen invariables para niveles de distorsión por tercera armónica no mayores al 30 %.
- Debido a que el área del lazo de histéresis representa la energía que se pierde como calor durante cada ciclo en el núcleo, es aconsejable emplear materiales en el núcleo cuyo lazo de histéresis sea lo más angosto, lo cual hace factible que el núcleo funcione a altas frecuencias.
- La distorsión armónica del voltaje, incrementa las pérdidas en el núcleo debido al aumento de las corrientes de eddy en las láminas del mismo. El impacto neto que tendrá la distorsión de voltaje en el núcleo depende del espesor de las láminas y de la calidad del material. Los aceros de grano orientado son los más empleados en la construcción del núcleo porque estos presentan menores pérdidas que otros materiales.

- Las pérdidas en los devanados aumentan debido a los efectos skin y de proximidad, los cuales están relacionados con la frecuencia de la corriente y con el tamaño del conductor. El efecto skin involucra un aumento de la resistencia, medida en corriente continua, relacionado al incremento de la frecuencia al igual que una disminución de la inductancia. Mediante un desarrollo matemático se describe la relación del efecto skin con la frecuencia y se demuestra que este efecto pasa por desapercibido a la frecuencia de 60 Hz.
- Con los modelos matemáticos basados en el método iterativo de elementos finitos estudiados en el capítulo 3, se calcula las impedancias y distribución de temperaturas en los devanados del transformador bajo la influencia de las armónicas, con esta información se puede obtener con mayor precisión las pérdidas en los devanados, y por lo tanto, una selección adecuada del material, reducción de peso y tamaño de los mismos.
- Los niveles tolerables de ondas distorsionadas de voltaje en el núcleo y de corriente en los devanados, están restringidos por los niveles permisibles de distorsión de voltaje y corriente estipulados en la norma 519-1992 de la IEEE, siendo estos límites máximos de 5 % y 20 % de distorsión armónica en voltaje y corriente respectivamente.
- Al analizar el espectro de frecuencias armónicas de los aparatos que son fuentes de armónicas, estudiados en el capítulo 4, se observa que la 3a y la 5a armónicas tienen mayor amplitud en este tipo de cargas. La onda distorsionada de la corriente de excitación del transformador se caracteriza por tener un alto contenido de terceras armónicas, las mismas que considerando el efecto coincidente con las debidas a otros transformadores en un sistema de distribución, provocan pérdidas en los conductores secundarios y primarios, inclusive pueden originar fuertes interferencias inductivas con los circuitos de comunicación adyacentes.
- Las modificaciones que incluyen en el diseño los transformadores para alimentar cargas no lineales son: agrandar el devanado primario para resistir la circulación de las inherentes corrientes armónicas triples; dimensionar el calibre del conductor neutro del secundario al doble, para conducir las armónicas triples de corriente; diseñar el núcleo magnético con

una densidad de flujo menor a la normal empleando hierros de mejor calidad y además, usar conductores secundarios aislados de menor calibre transpuestos en paralelo para reducir el calentamiento debido al efecto skin asociado con la resistencia ac.

- Las mediciones de ondas distorsionadas de corriente y voltaje realizadas en el secundario del transformador de la subestación de tracción del sistema trolebús que se presentan en el anexo 3, comprueban que existen distorsiones armónicas en voltaje y corriente de hasta 3.1 % y 58.62 %, respectivamente. Además, en el espectro de frecuencias armónicas se observa que la 5a y 7a armónica son las más representativas. Sin embargo, debido al desplazamiento de fase de los devanados secundarios, estas, se cancelan, por lo tanto, la corriente entregada por el conversor de AC/DC de 12 pulsos a los alimentadores primarios expresos contendrá las armónicas 11a, 13a y múltiplos de $12n\pm1$.

5.2 Recomendaciones.

- Debido al aumento de las cargas no lineales, tanto en el sector residencial como en el sector industrial, la distorsión del voltaje de las barras de las subestaciones de distribución pueden superar el límite del 5 % de distorsión permitido por las normas internacionales. Por lo tanto, las empresas eléctricas deben comenzar a penalizar a los consumidores que no cumplan los límites de distorsión armónica de corriente, según actualmente se exige en el reglamento de suministro de servicio de electricidad del Registro Oficial, publicado el Martes, 23 de Febrero de 1999.
- Para medir la distorsión armónica en una red en la que se sospecha hay problemas de armónicas se debe emplear equipo especializado para este fin, como los analizadores de potencia, haciendo registros por varios días para evitar la apreciación falsa a la que puede conducir una medición puntual. La guía para la toma de medidas y análisis de las muestras debe basarse en lo descrito en las normas internacionales, tales como la 519-1992 de la IEEE. De acuerdo a los resultados obtenidos se debe decidir si se implementan filtros de armónicas en el punto de conexión común de la red, con las cargas no lineales.

- En el estudio de las máquinas eléctricas es indispensable hacer referencia a los modelos no lineales del transformador, puesto que estos, son más próximos al modelo real; y el estudiante tendrá una visión más general del funcionamiento del aparato. Con las herramientas computacionales disponibles actualmente se puede realizar un programa digital para modelar el transformador en condiciones no sinusoidales.
- Se sugiere realizar un estudio con el empleo del método iterativo de elementos finitos, para realizar un análisis tanto de las pérdidas como del aumento de la temperatura en los devanados, debido a las corrientes armónicas. Un programa digital que obtenga las pérdidas en los devanados aplicando el método de elementos finitos, se puede realizar para realizar estudios de la distribución del flujo en el interior del transformador así como para diseñar transformadores más confiables en el funcionamiento.
- Se debería comprobar que los fabricantes de transformadores de potencia en el país, realicen el diseño del núcleo y devanados de sus aparatos considerando los niveles de distorsión armónica permitidos por la norma 519 - 1992 de la IEEE, que se hacen referencia en este trabajo.
- Los rectificadores son las cargas no lineales más usuales de los transformadores, por lo que en estos, el transformador debe ser diseñado considerando las armónicas características según el tipo de rectificador en el que va a ser empleado. Los transformadores con factor K son recomendables para usar en los rectificadores porque estos son diseñados para trabajar en ambientes con armónicas. Otra opción puede ser el empleo de transformadores diseñados con capacidad mayor a la demanda de las cargas no lineales, siempre que la reducción de costo con respecto a los de factor K sea representativa. Además, se puede emplear transformadores con dos secundarios en los que se aplica la técnica de desplazamiento de fase en las conexiones de los devanados del primario y secundario del dispositivo, lo que elimina las armónicas más severas, como la 5a y 7a usualmente.
- Los ingenieros de potencia que trabajan diseñando transformadores deben conocer los límites de distorsión armónica que se estipula en las normas internacionales, así como el análisis electromagnético y térmico que se

deben realizar en el diseño del núcleo y devanados del transformador, para lo cual en la literatura técnica se menciona algunos programas digitales basados en el método de elementos finitos, a través de estos programas se facilitan los estudios mencionados. Además, deben hacer mediciones de armónicas de las redes para las cuales están destinados sus transformadores cuando las circunstancia sean factibles y justificadas.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] GREENE D. and CH. GROSS, **"Nolinear Modeling of Transformer"**, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 24, No. 3, May/Jun. 1988, pp. 434-438.

[2] RAJAKOVIC N. and A. SEMLYEN, **"HARMONIC DOMAIN MODELING OF LAMINATED IRON CORE"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 4, No. 1, January 1989, pp. 382-390.

[3] FUCHS E.F., ROESLER D.J. and ALASHHAB F.S., **"SENSITIVITY OF ELECTRICAL APPLIANCES TO HARMONIC AND FRACTIONAL HARMONICS OF THE POWER SYSTEM'S VOLTAGE. PARTE I: TRANSFORMERS AND INDUCTION MACHINES"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. PWRD-2, No. 2, April 1987, pp. 437-444.

[4] KERSZENBAUM I., MAZUR A., MISTRY M. and FRANK J., **"Specifying Dry-Type Distribution Transformers for Solid-State Applications"**, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 27, No. 1, Jan./Feb. 1991, pp. 173-178.

[5] LAVERS J.D., BIRINGER P.P., and HOLLITSCHER H., **"THE EFFECT OF THIRD HARMONIC FLUX DISTORTION ON THE CORE LOSSES IN THIN MAGNETIC STEEL LAMINATIONS"**, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, No. 6, Nov./Dec. 1977, pp. 1856-1862.

[6] LIM K.K., and HAMMOND M.A., **"UNIVERSAL LOSS CHART FOR THE CALCULATION OF EDDY CURRENT LOSSES IN THINK STEEL PLATES"**, *PROC. IEE*, Vol. 117, April 1970, pp. 857-864.

[7] EMANUEL A.E., **"THE EFFECT OF NONSINUSOIDAL EXCITATION ON EDDY CURRENT LOSSES IN SATURATED IRON"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 3, No. 2, April 1988, pp. 662-671.

[8] HWANG M.S., GRADY W.M., and SANDERS H.W., **"DISTRIBUTION TRNSFORMER WINDING LOSSES DUE TO NONSINUSOIDAL CURRENTS"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. PWRD-2, No. 1, January 1987, pp. 140-146.

[9] HWANG M.D., GRADY W.M., and SANDERS H.W., **"CALCULATION OF WINDING TEMPERATURES IN DISTRIBUTION TRNSFORMERS SUBJECTED TO HARMONIC CURRENTS"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 3, No. 3, July 1988, pp. 1074-1079.

[10] FUCHS E.F., ROESLER D.J. and KOVACS K.P., **"AGING OF ELECTRICAL APPLIANCES DUE TO HARMONIC OF THE POWER SYSTEM'S VOLTAGE"**, *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. PWRD-1, No. 3, July 1986, pp. 301-307.

[11] EMANUEL A.E., and WANG X., **"ESTIMATION OF LOSS OF LIFE OF POWER TRANSFORMERS SUPPLYING NONLINEAR LOADS",** *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 3, March 1985, pp. 628-636.

[12] CREPAZ S., **"EDDY CURRENT LOSSES IN RECTIFIER TRANSFORMERS",** *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-89, No. 7, Sep./Oct. 1970, pp. 1651-1656.

[13] ORTMEYER, T.H. Y OTROS, **"THE EFFECTS OF POWER SYSTEM HARMONICS ON POWER SYSTEM EQUIPMENT AND LOADS",** *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 9, September 1985, pp. 2555-2563.

[14] HENDERSON R.D., and ROSE P.J., **"HARMONICS: THE EFFECTS ON POWER QUALITY AND TRANSFORMERS",** *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 3, May/June 1994, pp. 528-532.

[15] LEE E.S., **"EDDY CURRENT LOSS FOR DISTORTED WAVEFORMS IN FERROMAGNETIC LAMINATIONS",** Ph.D., Diss., University of Toronto, 1965.

[16] PIERCE W., **"Transformer Design and Application Considerations for Nonsinusoidal Load Currents",** *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 32, No. 3, May/June 1996, pp. 633-645.

[17] NAKRA H. and T. BARTON, **"Three Phase Transformer Transients",** *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. 93, 1974, pp. 1810-1819.

[18] SWIFT G. W., **"Power transformer core behavior under transient conditions"**, *IEEE Trans. on Power and Apparatus*, Vol. PAS-90 No. 6 September 1971, pp. 2206-2210.

[19] BISHOP M. and GILKER C., **"Harmonic Caused Transformer Heating Evaluated by a Portable PC-Controlled Meter",** *Cooper Power Systems*, Systems Engineering Group, Franksville, Winsconsin.

[20] MASSEY G. **"Power Distribution System Design for Operation Under Nonsinusoidal Load Conditions",** *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 31, No. 3, May./June 1995, pp. 514-518.

[21] CORRALES J., "CALCULO INDUSTRIAL DE MAQUINAS ELECTRICAS", Tomo I . marcombo, 1982, p. 417

[22] CORRALES J., "CALCULO INDUSTRIAL DE MAQUINAS ELECTRICAS", Tomo II . marcombo, 1982, p. 431-561

[23] FLANAGAN, William "HANDBOOK OF TRANSFORMERS DESIGN AND APPLICATIONS", Mac Graw Hill, 1995, p.

[24] BERTHELOT-LANGOIS R., "TRANSFORMERS AND GENERATORS FOR POWER SYSTEMS THEIR BEHAVIOUR, CAPABILITIES AND RATING", Philosophical library. New York. p. 171,172.

[25] RAS, E. "TRANSFORMADORES de potencia, de medida y de protección", 7ª edición, 1991, varias págs.

[26] E.E. STAFF del MIT, "CIRCUITOS MAGNETICOS Y TRANSFORMADORES", Editoral Reverte, 1981, Cap. 5.

[27] FITZGERALD, A. Y OTROS, "MAQUINAS ELECTRICAS", Mc-GRAW-HILL, Quinta edición, 1992, varias págs.

[28] LATHI, B.P., "SIGNALS, SYSTEMS AND COMMUNICATION", Wiley, New York, 1965, págs. 2-418.

[29] DUGAN, R.C. Y OTROS, "Electrical Power Systems Quality", Mc Graw-Hill, 1996.

[30] JASTRZEBSKI Z.D., "NATURALEZA Y PROPIEDADES DE LOS MATERIALES PARA INGENIERIA", Interamericana, Segunda edición.

[31] SALAZAR J., "INFLUENCIA DE LAS ONDAS DISTORSIONADAS PERIODICAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE SOBRE ELEMENTOS ELECTRICOS", Tesis de Grado FIE/EPN, Quito, 1992.

[32] RUALES L., "SIMULACION DE TRANSFORMADORES", Tesis de Grado FIE/EPN, Quito, 1978.

[33] POVEDA M., "SIMULACION DE TRANSFORMADORES", Apuntes.

[34] ANSI/IEEE, "IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents". C57.110-1986.

[35] ANSI/IEEE, "IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Inmersed Overhead and Pad-Mounted Distribution Transformers. Rated 500 kVA and Less with 65 °C or 55 °C Average Winding Rise". C57.91-1981.

[36] IEEE Std. 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", 1993.

[37] BIRD B.M. and KING K.G., "An Introduction to Power Electronics", John Wiley & Sons, New York, 1983, págs.5 2-55.

[38] STEVENSON D.W., "Análisis de sistemas eléctricos de potencia", Ed. McGraw-Hill de México, Trd. del Inglés, 3a. Edición, México D.F., México 1970.

[39] MOHAN N., UNDELAND T. and ROBBINS W., "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 1989.

[40] KOSOV I., "Máquinas eléctricas y transformadores", Editorial REVERTE, Barcelona-España, 1990.

ANEXOS

ANEXO 1:

Características técnicas e información de pruebas realizadas por el fabricante en el transformador de 2000 kVA

ABB Diestre, S.A.

TRANSFORMADOR TRIFASICO 50 Hz.
REFRIG. NATURAL EN ACEITE

CLASE B3 / B3

TIPO		2000/7,2/6 B3 B3-0 PA
NORMA		UNE-20101
Nº FABRICACION		56443
AÑO FABRICACION		1995
PESO A DESENCUBAR	kg	3250
PESO DEL LIQUIDO AISLANTE	kg	1420
PESO TOTAL	kg	6250
VOLUMEN DEL AISLANTE	l	1650
POTENCIA NOMINAL	KVA	2000
CALENT. COBRE/AISLANTE	°K	≤ 60/45
GRUPO DE CONEXION		Yy0 d11
NIVEL DE AISLAMIENTO	50 Hz-kV	20/10
	CHOQUE kV	60/30
SOBREPRESION ADMISIBLE	kg/cm2	0,35
VACIO ADMISIBLE	mm/Hg	300
NIVEL DE RUIDO (POT. ACUS.)	dB(A)	≤ 73
MATERIAL AT		COBRE
MATERIAL BT		COBRE

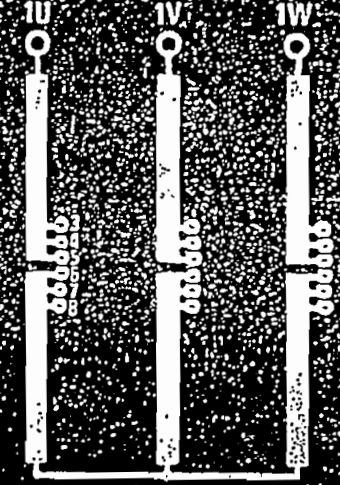
INTENSIDADES

6000 V.	596 V.	596 V.	
192,4 A.	969 A.	969 A.	

TENSION DE C.C. A 75 °C

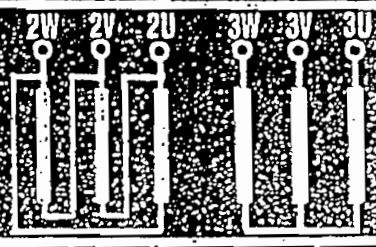
RELACION	V C.C. %	POTENCIA kVA
6000/596-596	7	2000
6000/596	6	1000
6000/556	6,20	

ALTA TENSION



CONMUTADOR		TENSION
POS	CONEX.	6 KV
1	5-6	6.300
2	6-4	6.150
3	4-7	6.000
4	7-3	5.850
5	3-8	5.700

BAJA TENSION



TENSION	CONEX.	BORNES EN	POTENCIA
596V	Δ	2W-2V-2U	1000KVA
596V	Y	3W-3V-3U	1000KVA

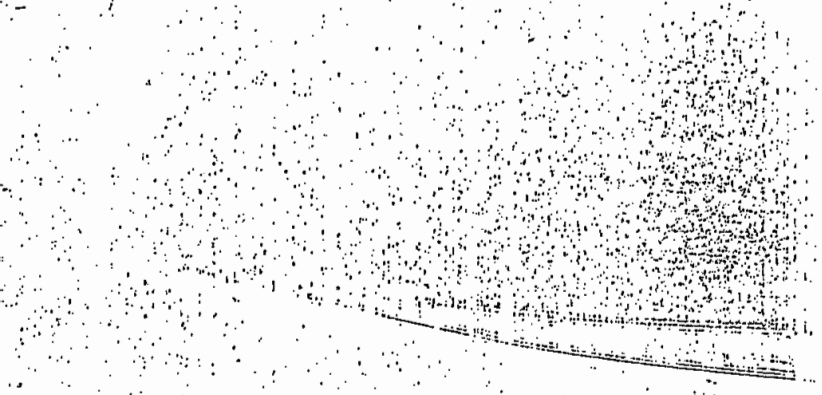
ABB

ESPECIFICACIÓN TÉCNICA

Transformadores trifásicos en baño de aceite Nºs 56443÷51

TIPO	2000/7,2
NORMAS APLICABLES	CEI 76 y UNE 20101
POTENCIA NOMINAL	2000 KVA
TENSION PRIMARIA	6000 ÷ 2,5 ± 5%
TENSION SECUNDARIA	596
TENSION TERCIARIA	596
FRECUENCIA	60 Hz.
GRUPO DE CONEXIÓN	Yy0d11
PERDIDAS EN EL HIERRO	2600 W
PERDIDAS DEBIDAS A LA CARGA	26000 W
TENSION DE Vcc	6%
CLASE DE AISLAMIENTO	A
CALENTAMIENTO COBRE/ACEITE	< 65/60 K
PESO DE LA PARTE ACTIVA	3250 Kg.
PESO DEL LIQUIDO AISLANTE	1420 Kg.
PESO TOTAL	6250 Kg.

PLATAFORMA DE ENSAYOS



TRANSFORMADOR TRIFASICO POTENCIA 2000 kVA | N.º 56443

Conex.	TENSION		INTENSIDAD	
	A. T.	B. T.	A. T.	B. T.
Yyo	6000 ± 2'5 ± 5%	596	192'45	969
		1000 KVA		1000 KVA
Ydii	6000 ± 2'5 ± 5%	596	192'45	969
		1000 KVA		1000 KVA

Tipo 2000/7.2 Cat.
Refrig. ONAN Hz 60
Normas CEI 76 Vcc. 75
N.º Pedido
Cliente AEG

ABB Diestre, S.A.

PROTOCOLO DE ENSAYOS

TRANSFORMADOR TRIFASICO POTENCIA 2000 kVA N.º 56443

(Separación pérdidas en el cobre)

ALIMENTACION	Pérdidas a 28 °C Ohmicas	Adicionales	Vcc a 75° C
6000 / Δ+Δ	12088,5	2713,4	7%
6000 / Δ	4439,8	4124,1	6,11%
6000 / Δ	4429,5	4230,4	6,2%

ALIMENTACION	Pérdidas a 75° C Ohmicas	Adicionales	Totales
6000 / Δ+Δ	14248,8	2302	16550,8
6000 / Δ	5233,2	3498,7	8732,1
6000 / Δ	5221	3589	8810,1

W

Garantías: Wcc 26000 Vcc 6% Wo 2700 Io %

ACCESORIOS

☐	Regulador en carga. Tipo	Nr.
☐	Mando regulador. Tipo	Nr.
☐	Conmutador	
☐	Armario ventilación	Prueba kV/ Cableado ☐
☐	Ventiladores. Tipo	
☐	Bornas A.T. Tipo	Nr.
☒	Caja de conexiones	Prueba – kV/ Cableado ☒
☒	Termómetro control	Prueba: A ☐ D ☐ Tarado: A °C D °C
☐	Termómetro protección	Prueba: A ☐ D ☐ Tarado: A °C D °C
☐	Termostato control	Prueba: A ☐ D ☐ Tarado: A °C D °C
☐	Termostato Protección	Prueba: A ☐ D ☐ Tarado: A °C D °C
☐	Sonta Pt. 1000 o Pt 100	Prueba ☐
☐	Imagen térmica	Prueba ☐ Calibración ☐
☒	Desecador Silicagel	Marca
☒	Relé buchholz	Prueba: A ☐ D ☐ Nr.
☐	Relé regulador	Prueba: A ☐ D ☐ Nr.
☐	Indicador de presión	Nr.
☐	Válvula de sobrepresión	Prueba ☐ Tarado ☐ Kg/cm²
☐	Válvula de sobrepresión regulador	Prueba ☐ Tarado ☐ Kg/cm²
☐	Dispositivo toma de gases	Marca
☐	Nivel magnético transformador	Prueba ☐
☐	Nivel magnético regulador	Prueba ☐
☐	Regulador de tensión electrónico	Marca
☐	Armario autónomo	
☐	Transformador tensión auxiliar	Marca, kVA Relación
☐	Transformador tensión medida	Marca VA Relación
☐	Transformador intensidad medida A.T.	Marca VA Relación
☐	Transformador intensidad medida B.T.	Marca VA Relación
☐	Transformador intensidad cuba	Marca VA Relación
☐	Transformador intensidad neutro	Marca VA Relación

Por MDMQ Por COBRA

CONFORME:

Por el Cliente ABB Diestre, S.A. Por Cliente

ABB Diestre, S.A.

TRANSFORMADOR TRIFASICO POTENCIA 2000 kVA N.º 56443

MEDIDA DE LA RELACION DE TRANSFORMACION

RELACION	POS.	ERROR EN °/oo U - V	V - W	W - U	RELACION	POS.	ERROR EN °/oo U - V	V - W	W - U
Yyo	6000 ±2'5±5% / 596				Yd11	6000 ±2'5±5% / 596			
10'57	1	0'8	0'8	0'8	12'20	1	-1'6	-1'6	-1'6
10'31	2	5'2	5'2	5'2					
10'06	3	4	4	4					
9'815	4	3	1'8	3					
9'563	5	1'8	1'8	1'8					

CONECTADO A:

ENSAYOS DE AISLAMIENTO

Ensayos de tensión aplicada a frecuencia industrial

BOBINADO	CONTRA	NIVEL AISLAMIENTO	Kv-eff	Hz	TIEMPO
AT	MASA+BT+Δ	7.2	20	50	1'
BT	MASA+AT+BT+Δ	1.1	10	"	"
BT	MASA+AT+BT+Δ	1.1	10	"	"

Ensayo de tensión inducida

ALIMENTACION	Kv	Hz	TIEMPO
BT	1.192	150	40"

MEDIDA AISLAMIENTO

TENSION	AT/BT	AT/MT	MT/BT	AT/MASA	MT/MASA	BT/MASA	TIEMPO
							1 minuto

OBERVACIONES:

Por MDMQ

Por COBRA

CONFORME:

Por el Cliente

ABB DIESTRE S.A. PLATAFORMA DE ENSAYOS

Por DIESTRE

TRANSFORMADOR TRIFASICO POTENCIA 2000 kVA N.º 56443

ENSAYO EN VACIO

EXCIT %	UMEDIA	Ueff U	Ueff² U²	Iu	Iv	Iw	cte	Io %	W1	W2	W3	cte	Pom Po	Hz
100		6000		0,993	0,892	0,886	1	0,98	1085	409	1164	1	2958	6[illegible]
110		6600		1,882	1,778	1,805	1	0,94	1300	1000	1547	1	3846	6[illegible]

MEDIDA DE RESISTENCIAS

°C	POS.	TENSION	R (U-V)	R (V-W)	R (W-U)	VATIOS	POS.	TENSION	R (U-V)	R (V-U)	R (W-U)	VATIOS
28	3	6000	0,1156	0,1167	0,1170	6465,1		596-⅄	0,001957	0,002002	0,002041	2816,[illegible]
								596-△	0,001976	0,001985	0,002017	2806,[illegible]

ENSAYO EN CORTOCIRCUITO

°C	ALIMENTACION	VOLTIOS	Iu	Iv	Iw	K	W1	W2	W3	ΣW	CTE.	VATIOS	Hz
28	6000/⅄△	420	192,5	192,5	192,2	1	2810	5780	6220		1	14802	60
				192,4	Vcc	7%							
4	6000/⅄	367,1	96,4	96,5	95,9	1	1860	3310	3410		1	8564	60
				96,2	Vcc	6,11%							
7	6000/△	372	96,2	95,9	96,5	1	2020	3220	3420		1	8660	60
				96,2	Vcc	6,2%							

IMPEDANCIA HOMOPOLAR

Ensayo: Tensión alimentación. — ....V ....V V

Intensidad alimentación. — ....A ....A ....A

Impedancia homopolar Zo. ......Ω ......Ω ......Ω

OBSERVACIONES: br HDHQ

Por. [signature]

Por el Cliente: CONFORME

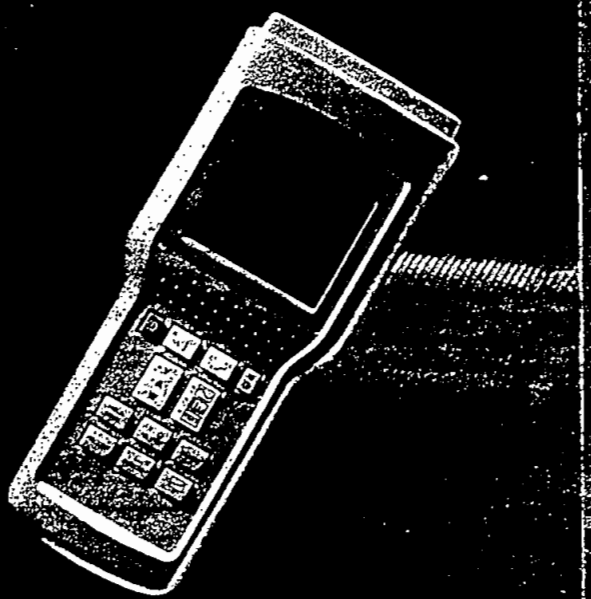
Por ... Fecha

ANEXO 2:

Características del aparato empleado en las mediciones de las ondas distorsionadas de corriente y voltaje. FLUKE 41

Users Manual
Mode d'Emploi
Manual de Uso

Model 39 Power Meter



Model 41B Power Harmonics Analyzer

FLUKE

ezas de reposición

s piezas que el usuario puede substituir se indican en la tabla 5. Consulte el anual de servicio para ver la lista completa de piezas de reposición.

Tabla 5. Piezas de reposición

escripción	Num. de pieza Fluke	Cant.
atería (pieza, celda C, se requieren 4)	423582	1
uerta de la batería (con tornillos)	936807	1
ancho (pedestal inclinable)	936810	1
able serie RS-232 con adaptadores (modelo 41B)	936856	1
ogramas FlukeView 41 para Windows y DOS inglés odelo 41B)	936880	1
ogramas FlukeView 41 para Windows y DOS inglés OS alemán(modelo 41B)	203213	1
ogramas FlukeView 41 para Windows y DOS inglés OS frances (modelo 41B)	203216	1
anual de uso, Fluke 39/41B (inglés)	107607	1
anual de uso, Fluke 39/41B (español, francés, glés)	107612	1
anual de uso, Fluke 39/41B (alemán, inglés, italiano)	107620	1
anual de uso, FlukeView Application	107631	1
anual de uso, FlukeView Application (Internacional)	600855	1
uía de consulta rápida, Fluke 39/41B	107653	1
anual de servicio, Fluke 39/41B	601044	1
nta para corriente alterna 80i-500s		1
njunto de sondas de prueba TL24		1
njunto de punta de prueba TP 20		1
njunto de pinzas de prueba AC 20		1
rdaza para corriente alterna 80i-1000s (Opcional)		-
1s Estuche para portar (Opcional)		-

▣ Use solamente piezas especificadas de repuesto.

Especificaciones

Las especificaciones eléctricas básicas se definen en un rango de temperatura de 18°C a 28°C para un período de un año después de la calibración.

La precisión se especifica como ±([% de la lectura] + [cantidad de unidades en el dígito menos significativo]).

Rango de frecuencia, fundamental

6-65 Hz y cc

Niveles mínimos de entrada

5 V rms o 1 A rms

Mediciones de tensión (rms real)

Rango de entrada: 5,0 V a 600 V rms (ca + cc)
5,0 V a +/-933 V cresta

Precisión básica*:
rms (ca + cc): +/-(0,5% + 2 dígitos)
cresta, cc: +/-(2% + 3 dígitos)

* < 15 V rms, añadir 2 dígitos

Impedancia de entrada: 1 MΩ, equilibrada

Factor de cresta: > 3,0 a menos de 300 V, 1,56 a 600 V

Medición de amperios (rms real)

Entrada aislada (1 mV/A)

Rango de entrada: 1,00 mV (A) a 1000 mV rms (A) (ca + cc)
1,0 mV (A) a +/- 2000 mV (A) cresta

Precisión básica:
rms (ca + cc): +/-(0,5% + 3 dígitos) + especif. de la punta
cresta, cc: +/-(2% + 4 dígitos) + especif. de la punta

Impedancia de entrada: 1 MΩ ‖ 47 pF

Factor de cresta: > 3,0 a menos de 600 mV, 2,0 a 1000 mV

lediciones de vatios (Voltios-Amperios)

ntrada aislada (1 mV/A)

ango: 0 W (VA) a 600 kW (kVA), promedio
0 W (VA) a 2000 kW (kVA), cresta

recisión (ca + cc):
W activos (VA): +/-(1% + 4 dígitos) + especif. de la punta

Precisión de la medición de armónicas (Datos del cursor)

Nivel de armónica > 5% Utilizando Smooth ~20)

oltios:

De la fundamental a la 13ª armónica: +/- (2% + 2 dígitos)
13ª a la 31ª armónica: 13ª (+/- (2% + 2 dígitos)) ----- ----- 31ª (+/- (8% + 2 dígitos))

mperios* o vatios:

De la fundamental a la 13ª armónica: +/- (3% + 3 dígitos) + especif. de la punta
13ª a la 31ª armónica: 13ª (+/- (3% + 3 dígitos) + especif. de punta) --------- 31a (+/- (8% + 3 dígitos)+ especif. de la punta)

* < 20 A, añadir 3 dígitos

ase:

Fundamental: (±2 grados) + especif., de la punta
2ª a 31ª armónica: 2ª (±5 grados) -- 31ª (±20 grados) + especif. de la punta

Precisión de la medición de frecuencia

Fundamental, 6,0 Hz - 99,9 Hz)

6,0 Hz - 99,9 Hz: +/- 0,3 Hz

Especificaciones de otras mediciones

Función de medición	Rango/ Resolución	Precisión
Ancho de banda de entrada: (-0.5 dB):	cc 6 Hz a 2,1 kHz	
Factor de cresta (CF): (Usando Smooth /v~20)	1,00 a 5,00	±4%
Factor de potencia (PF):	0,00 a 1,00	±0,02
Desplazamiento del factor de potencia (DPF):	0,00 a 0,29	sin especificar
	0,30 a 0,69	±0,04
	0,70 a 0,89	±0,03
	0,90 a 1,00	±0,02
Rango de medición de fase:	-179 a 180 grados	
Factor K (KF)	1,0 a 30,0	±10%
Distorsión armónica total (THD)		
%THD-F:	0,0 a 799,9	±(0,03 x Lectura + 2,0%)
%THD-R:	0,0 a 99,9	±(0,03 x Lectura + 2,0%)

'ango y resolución

Voltios de ca		Amperios de ca		Vatios	
ango (cr)	Resolución	Rango (cr)	Resolución	Rango (cr)	Resolución
)V	0,1 V	2 A	0,01 A	50 W	1,0 W
)V	0,1 V	5 A	0,01 A	100 W	1,0 W
)0V	0,1 V	10 A	0,01 A	200 W	1,0 W
)0V	0,1 V	20 A	0,01 A	500 W	1,0 W
00V	1 V	50 A	0,1 A	1 kW	0,01 kW
kV	1 V	100 A	0,1 A	2 kW	0,01 kW
		200 A	0,1 A	5 kW	0,01 kW
		500 A	1 A	10 kW	0,1 kW
		1000 A	1 A	20 kW	0,1 kW
		2000 A	1 A	50 kW	0,1 kW
				100 kW	1 kW
				200 kW	1 kW
				500 kW	1 kW
				1 kkW	1 kW
				2 kkW	1 kW

Especificaciones generales

Dimensiones: 234 x 100 x 64 mm (9.2 x 3.9 x 2.5 pulgadas)

Peso: 1 kg (2.0 lbs)

Conectores de entrada:

Tensión: 2 receptáculos con gualdera tipo banano (4 mm)
Punta de corriente: 1 receptáculo con gualdera BNC

Batería:

Tipo: 4 celdas alcalinas "C" ANSI/NEDA-14A, IEC-LR14 (provistas)
Tiempo de operación: 48 horas, típico (continuas, sin retroiluminación)

Batería altema:

4 celdas de níquel-cadmio, provistas por el cliente; para carga exterior. El Probador previene la inversión de la batería apagándose a sí mismo si la tensión de la batería es menor de 4,0 Vcc.

Temperatura:

Operación: 0 a 50°C (32 a 122°F)
Almacenaje: -20 a 60°C (-4 a 140°F)

Coeficiente de temperatura:

0,1 x precisión especificada por grado C
(0 a 18 grados C, 28 a 50 grados C)

Humedad (no condensación):

Operación:	0 - 30°C:	90%
	30 - 40°C:	75%
	40 - 50°C:	45%
Almacenaje:		90%

Altura:

Operación:	3 km (10000 pies)
Almacenaje:	12 km (40000 pies)

Golpes y vibración: según MIL-T-28800, clase 3, sinusoidal, sin operación

Compatibilidad electromagnética:

Emisiones de RF:	Límites comerciales EN 50081-1, VFG 243-1991
Susceptibilidad a RF:	Límites comerciales EN 50082-1
Directiva de consejo:	Directiva de compatibilidad electromagnética (89/336/EEC)

Estuche a prueba de polvo y goteo: según IEC 529, Sección 3; Protección de polvo, a prueba de goteo IP 52f

Pantalla

Tipo:	Cristal Líquido 'Super Twisted'
Tamaño:	76,0 mm en diagonal (3.0 pulgadas)
Resolución:	160 W x 128 H pixeles
Contraste:	Ajustable por el usuario
Retroiluminación:	LED amarillo-verde

Seguridad

Diseñado para mediciones de 600 V en circuitos industriales de distribución de energía.

⚠ Protección contra sobrecargas:

Entrada de tensión o Punta de corriente:	600 V, máximo
Protección contra sobrecorriente:	6 kV según IEC 1010-1
Máximo aislamiento de tensión a masa (tierra):	600 V desde cualquier terminal.

Niveles de protección:
IEC 1010-1, Grado de contaminación 2, Instalación Categoría III, Grupo de material II, 600 V

Clase de protección:
Clase de protección II según se describe en IEC 1010-1, apéndice H (Aislante doble o reforzado).

Memoria de formas de onda (modelo 41B)

Ocho memorias no volátiles que guardan 2048 puntos muestreados de información de la forma de onda tanto para entradas de tensión como de corriente, para recordar posteriormente o para enviar a un ordenador.

INTERFAZ EIA-232-E (RS-232) (modelo 41B)

Con aislamiento óptico, velocidad de transmisión de 1.2, 9.6, ó 19.2 kbaudios

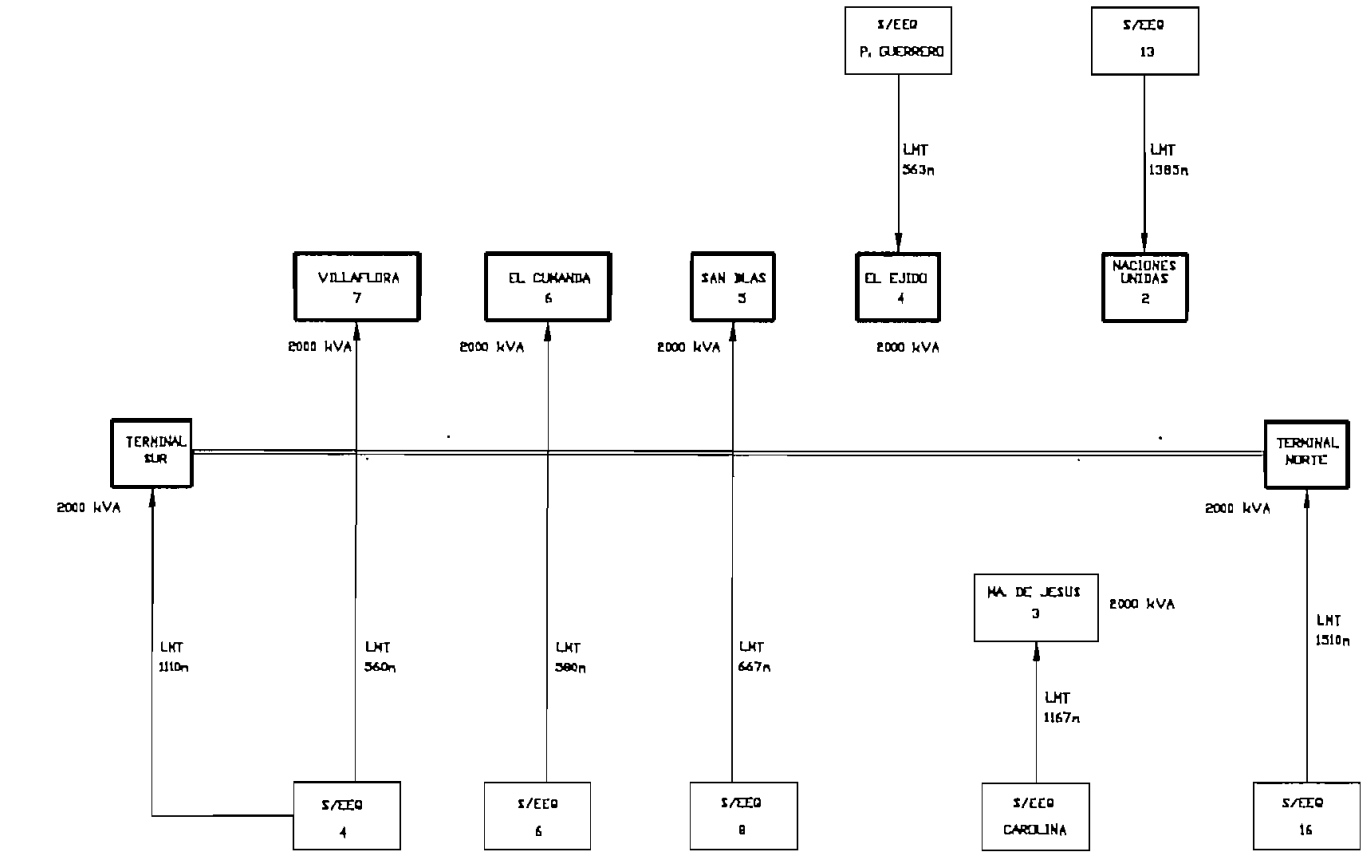
Salida gráfica a impresora en formato Epson o HP. Los datos de texto se envían en formato ASCII (SEND). Se puede tener acceso remoto a los formatos de forma de onda, de datos y de retrato. Función remota de disparo.

ANEXO 3:

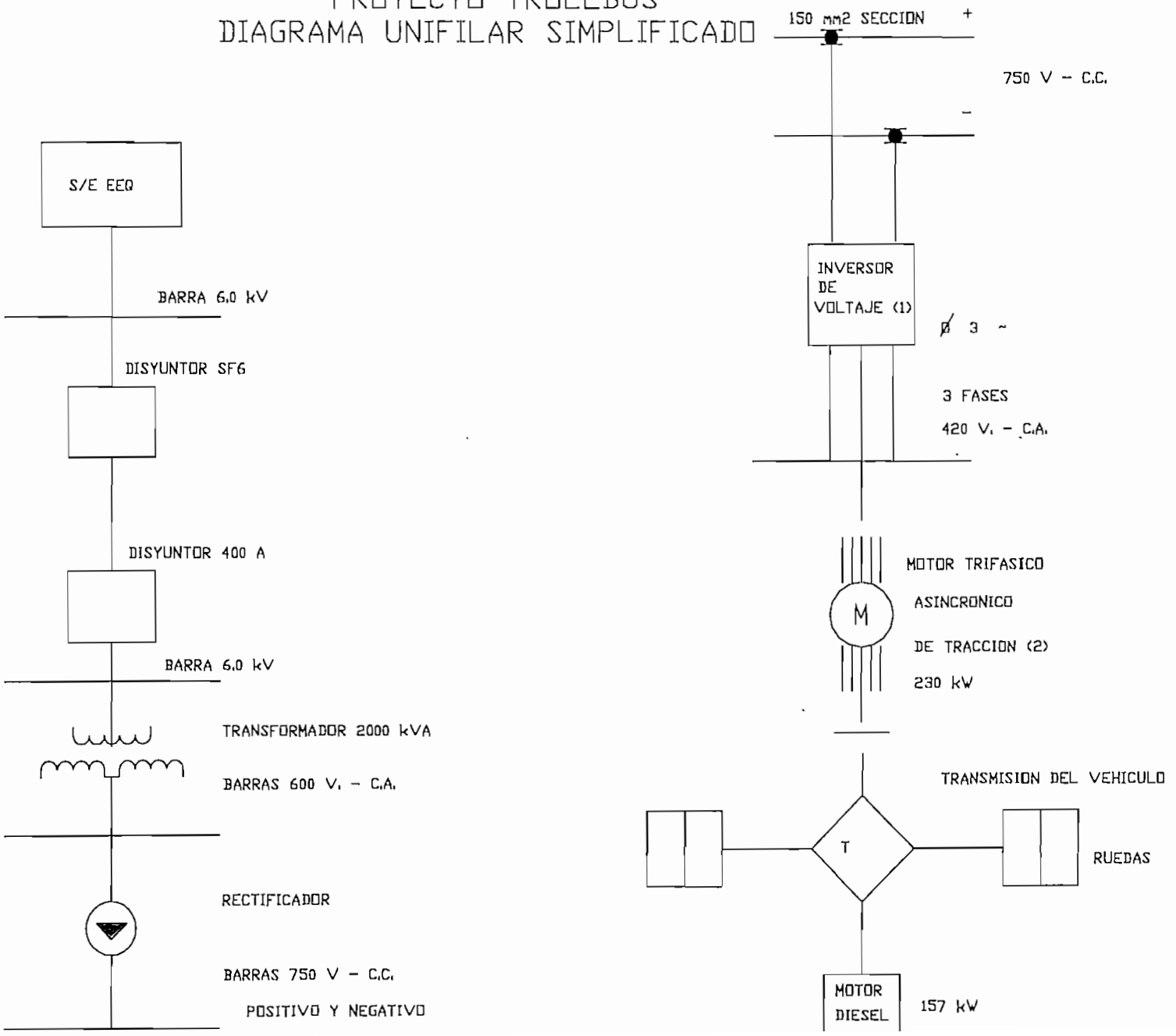
Diagrama de alimentación desde S/E EEQ a las S/E de tracción del trolebus y diagrama unifilar simplificado de una S/E.

PROYECTO TROLEBUS

DIAGRAMA DE ALIMENTACION DESDE S/E EEQ A LAS S/E DE TRACCION DEL TROLEBUS



PROYECTO TROLEBUS
DIAGRAMA UNIFILAR SIMPLIFICADO

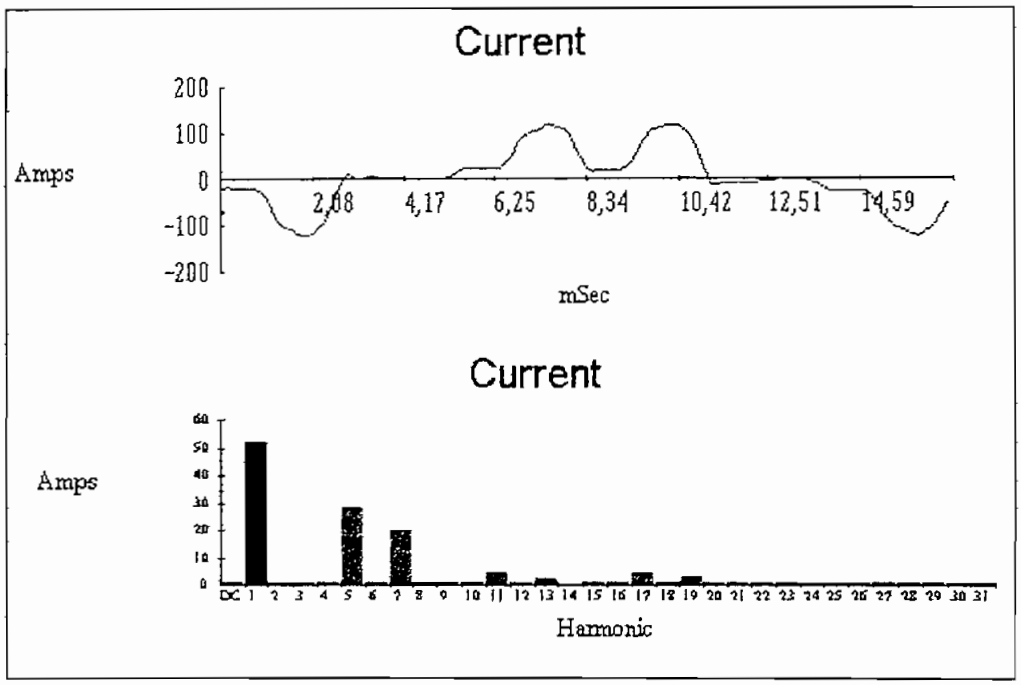


ANEXO 4:

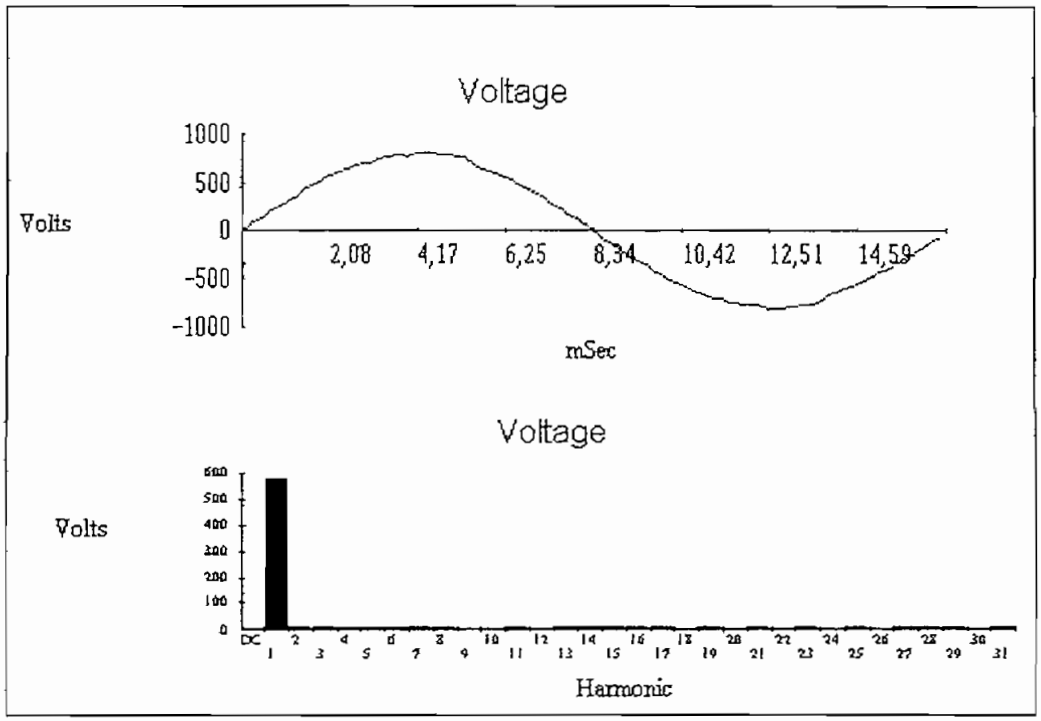
Formas de onda de corriente y voltaje con su respectivo contenido de armónicas:

Ondas de corrientes y voltajes medidos en el devanado en delta en el secundario del transformador de 2000 kVA

Corriente medida en la fase 2V



Voltaje medido entre las fases (2W-2U)

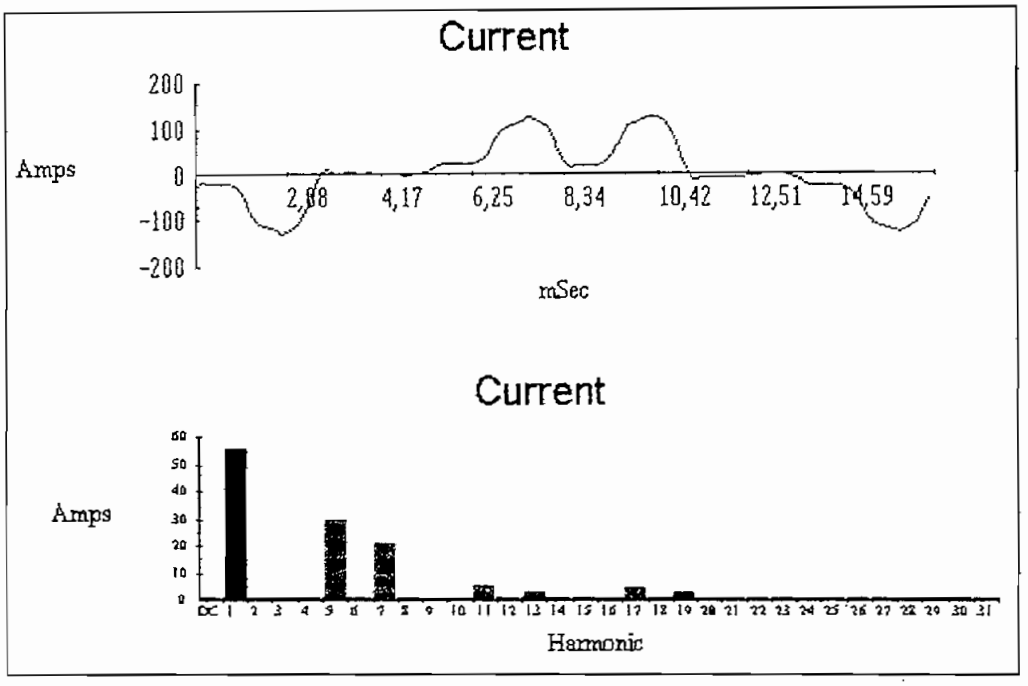


Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 2V y entre las fases (2W-2U) respectivamente.

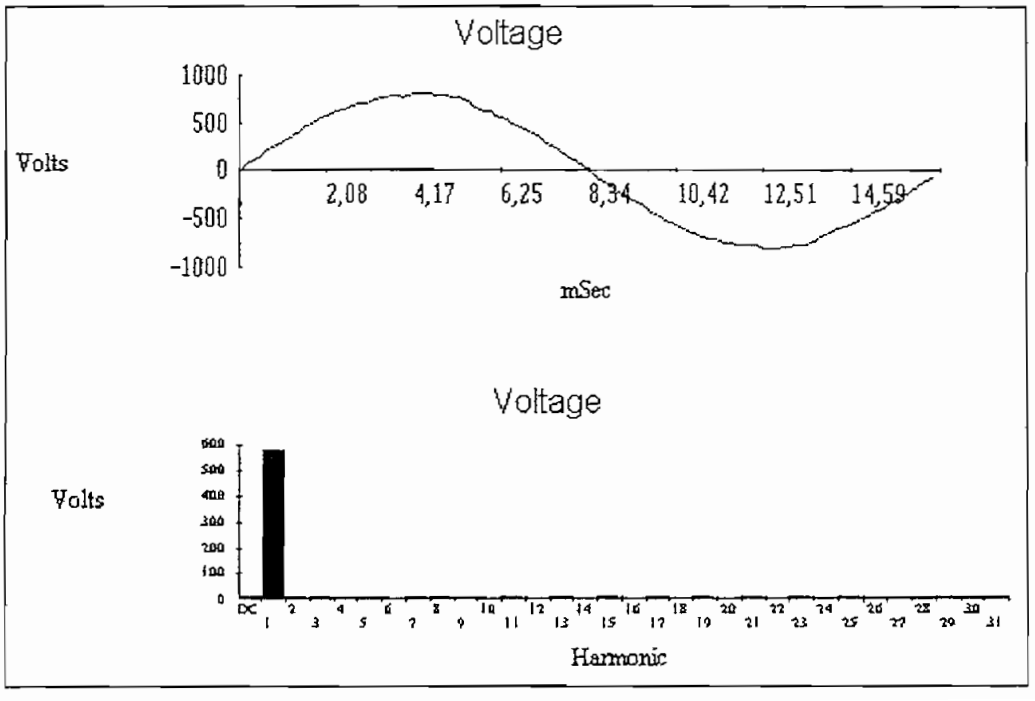
	Voltage	Current
RMS	579.7	63.3
Peak	835	123.11
DC Offset	0	-0.24
Crest	1.44	1.94
THD Rms	1.97	56.26
THD Fund	1.97	68.04
HRMS	11.4	35.58
KFactor		14.52
Frequency	59.96	

				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0	0	0	0.24	0.38	0
1	59.96	579.59	99.99	0	52.29	82.6	-94
2	119.92	0.16	0.03	23	0.28	0.44	-110
3	179.88	0.38	0.06	6	0.69	1.09	-156
4	239.85	0.47	0.08	102	0.17	0.27	47
5	299.81	6.94	1.2	-63	28.33	44.76	49
6	359.77	0.19	0.03	-169	0.1	0.16	79
7	419.73	5.72	0.99	70	19.98	31.57	9
8	479.69	0.25	0.04	28	0.15	0.24	22
9	539.65	0.03	0.01	-80	0.46	0.72	-60
10	599.62	0.09	0.02	17	0.08	0.13	146
11	659.58	3.13	0.54	-12	4.91	7.75	146
12	719.54	0.03	0.01	-160	0.11	0.18	-174
13	779.5	1.44	0.25	-6	2.7	4.27	2
14	839.46	0.13	0.02	67	0.01	0.01	-166
15	899.42	0.44	0.08	-86	0.32	0.5	127
16	959.38	0.13	0.02	-137	0.04	0.06	-37
17	1019.35	4.13	0.71	-66	4.43	6.99	117
18	1079.31	0.03	0.01	0	0.05	0.08	76
19	1139.27	3.28	0.57	89	2.91	4.59	69
20	1199.23	0.06	0.01	166	0.04	0.07	165
21	1259.19	0.53	0.09	-101	0.21	0.34	-53
22	1319.15	0.06	0.01	148	0.03	0.05	-172
23	1379.12	0.75	0.13	12	0.17	0.27	137
24	1439.08	0.09	0.02	-105	0.02	0.03	0
25	1499.04	1.56	0.27	18	1.28	2.02	13
26	1559	0.03	0.01	107	0.02	0.03	65
27	1618.96	0.31	0.05	-58	0.14	0.22	172
28	1678.92	0.13	0.02	-121	0.02	0.03	4
29	1738.88	2.03	0.35	-43	1.21	1.91	136
30	1798.85	0.03	0.01	-57	0.05	0.08	97
31	1858.81	1.28	0.22	109	0.75	1.18	65

Corriente medida en la fase 2W



Voltaje medido entre las fases (2V-2U)

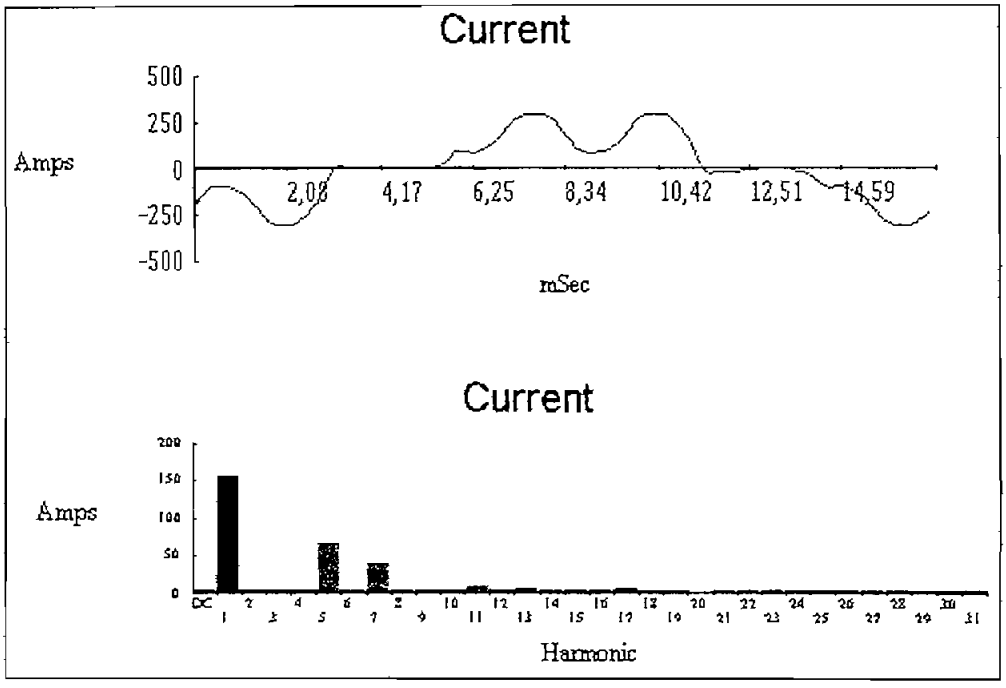


Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 2W y entre las fases (2V-2U) respectivamente.

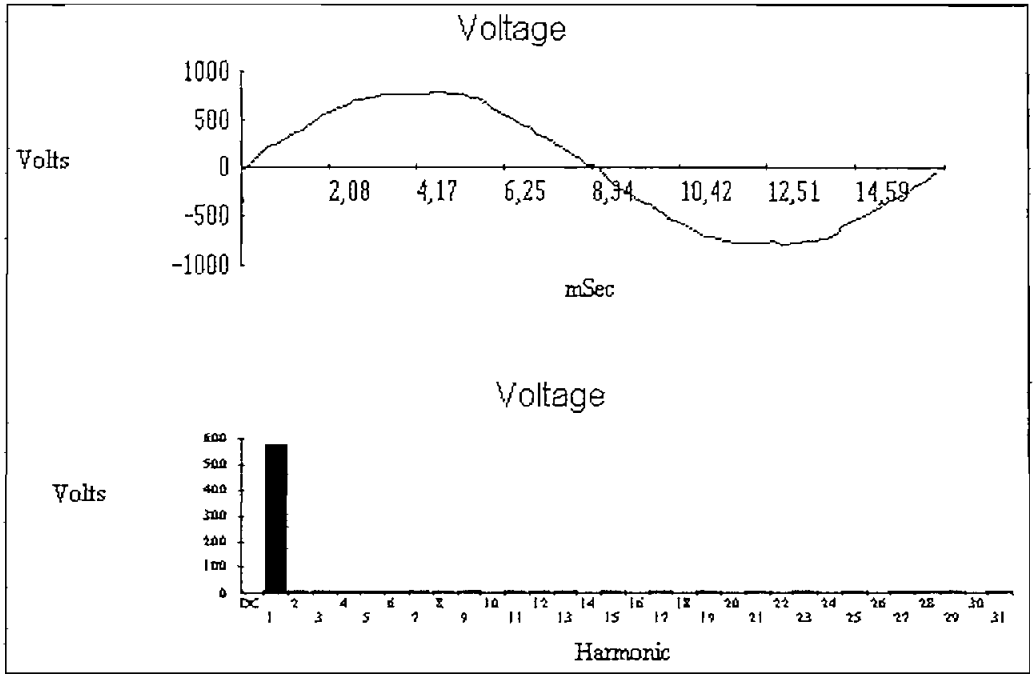
	Voltage	Current
RMS	580.6	67.11
Peak	836.5	130.56
DC Offset	-0.4	-0.25
Crest	1.44	1.95
THD Rms	1.97	56.17
THD Fund	1.97	67.88
HRMS	11.5	37.68
KFactor		14.38
Frequency	59.96	

				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0.34	0.06	0	0.25	0.37	0
1	59.96	580.44	99.97	0	55.5	82.7	-94
2	119.92	0.19	0.03	-134	0.07	0.1	-91
3	179.88	0.34	0.06	44	0.79	1.18	-161
4	239.85	0.28	0.05	65	0.11	0.16	4
5	299.81	6.69	1.15	-66	30.09	44.83	47
6	359.77	0.06	0.01	113	0.09	0.13	-103
7	419.73	5.63	0.97	67	21.08	31.41	7
8	479.69	0.19	0.03	81	0.03	0.04	-18
9	539.65	0.19	0.03	-12	0.46	0.69	-60
10	599.62	0.09	0.02	-42	0.06	0.09	104
11	659.58	3.28	0.57	-15	5.08	7.56	142
12	719.54	0.09	0.02	-141	0.05	0.07	153
13	779.5	1.78	0.31	-9	2.92	4.35	-4
14	839.46	0.03	0.01	16	0.04	0.06	134
15	899.42	0.44	0.08	-97	0.33	0.48	129
16	959.38	0.03	0.01	-154	0.03	0.04	42
17	1019.35	4.34	0.75	-71	4.61	6.86	111
18	1079.31	0.03	0.01	44	0.03	0.04	3
19	1139.27	3.44	0.59	82	3.06	4.56	63
20	1199.23	0.03	0.01	160	0.02	0.03	-66
21	1259.19	0.53	0.09	-99	0.23	0.34	-64
22	1319.15	0.03	0.01	83	0.03	0.04	124
23	1379.12	0.78	0.13	0	0.19	0.29	117
24	1439.08	0.03	0.01	-41	0.04	0.07	9
25	1499.04	1.59	0.27	9	1.29	1.93	3
26	1559	0.06	0.01	-50	0.03	0.04	121
27	1618.96	0.22	0.04	-94	0.13	0.19	129
28	1678.92	0.06	0.01	134	0.02	0.03	-103
29	1738.88	2.16	0.37	-57	1.29	1.92	123
30	1798.85	0.13	0.02	39	0.05	0.07	31
31	1858.81	1.31	0.23	93	0.79	1.18	50

Corriente medida en la fase 2U



Voltaje medido entre las fases (2W-2V)



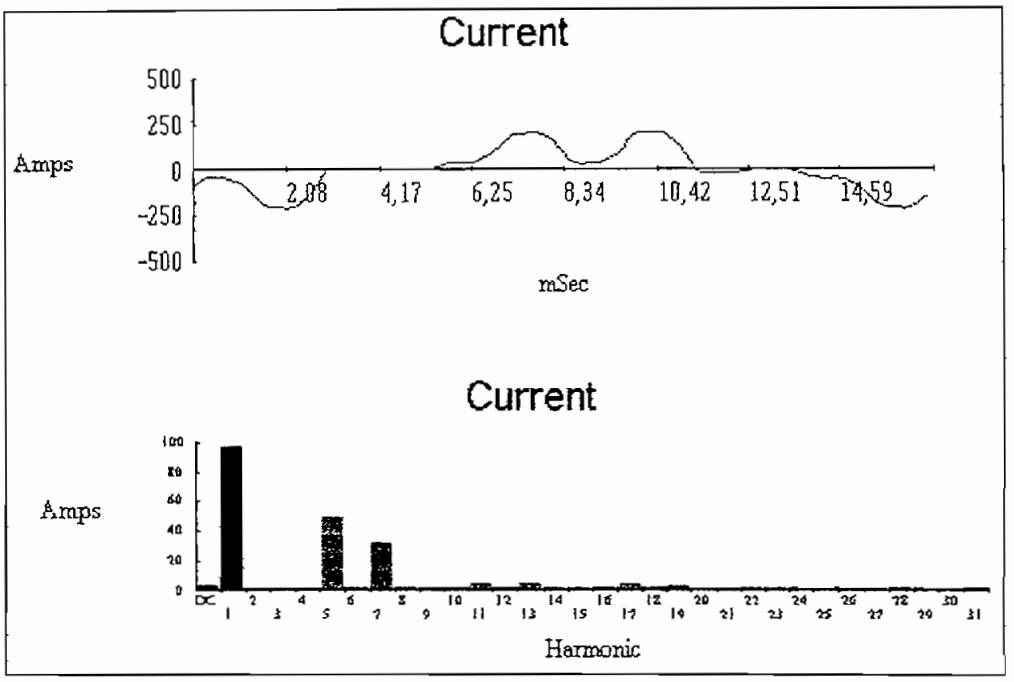
Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 2U y entre las fases (2W-2V) respectivamente.

	Voltage	Current
RMS	577	174.7
Peak	810	308.3
DC Offset	-0.1	-2.7
Crest	1.4	1.76
THD Rms	3.1	44.34
THD Fund	3.11	49.48
HRMS	17.9	77.4
KFactor		8.18
Frequency	59.96	

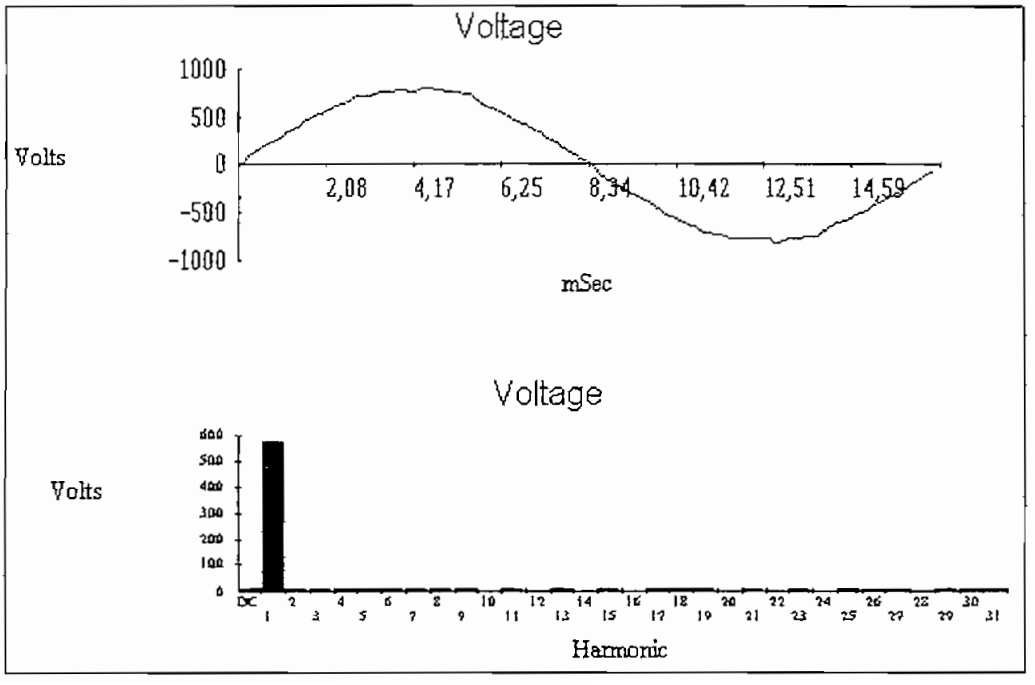
				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0.06	0.01	0	2.69	1.54	0
1	59.96	576.84	99.96	0	156.5	89.6	-97
2	119.92	0.22	0.04	30	0.75	0.43	-116
3	179.88	0.25	0.04	11	1.19	0.68	-126
4	239.85	0.34	0.06	62	0.5	0.29	41
5	299.81	10.94	1.9	-141	65.63	37.57	32
6	359.77	0.25	0.04	-156	0.5	0.29	176
7	419.73	9.19	1.59	-11	38.88	22.26	-25
8	479.69	0.19	0.03	41	0.5	0.29	20
9	539.65	0.66	0.11	148	0.44	0.25	85
10	599.62	0.03	0.01	30	0.38	0.21	139
11	659.58	3.59	0.62	-101	8.81	5.05	82
12	719.54	0.13	0.02	-56	0.25	0.14	-18
13	779.5	4.22	0.73	-98	5.94	3.4	-105
14	839.46	0.03	0.01	22	0.13	0.07	46
15	899.42	0.41	0.07	-165	0.69	0.39	40
16	959.38	0.03	0.01	-130	0.13	0.07	-113
17	1019.35	5.69	0.99	-174	5.94	3.4	14
18	1079.31	0.06	0.01	-164	0.06	0.04	-101
19	1139.27	2.81	0.49	-86	3.06	1.75	-95
20	1199.23	0.09	0.02	-94	0	0	-26
21	1259.19	0.41	0.07	115	0.56	0.32	-5
22	1319.15	0.09	0.02	-75	0.19	0.11	-137
23	1379.12	3.47	0.6	-160	1.94	1.11	18
24	1439.08	0.06	0.01	-101	0.25	0.14	-21
25	1499.04	3.25	0.56	162	2.63	1.5	154
26	1559	0.09	0.02	-171	0.19	0.11	168
27	1618.96	0.41	0.07	122	0.44	0.25	-45
28	1678.92	0.16	0.03	-106	0.19	0.11	-65
29	1738.88	4.28	0.74	117	2.44	1.4	-63
30	1798.85	0.09	0.02	126	0.13	0.07	162
31	1858.81	2	0.35	172	1.56	0.89	163

Ondas de corrientes y voltajes medidos en el devanado en estrella en el secundario del transformador de 2000 kVA

Corriente medida en la fase 3V



Voltaje medido entre las fases (3W-3U)

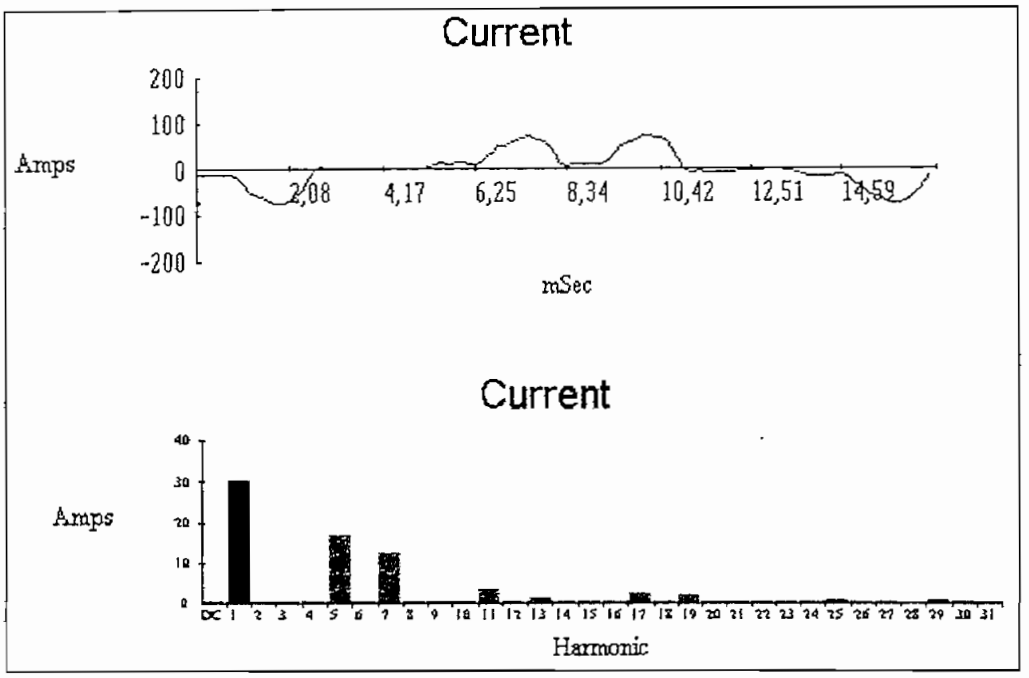


Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 3V y entre las fases (3W-3U) respectivamente.

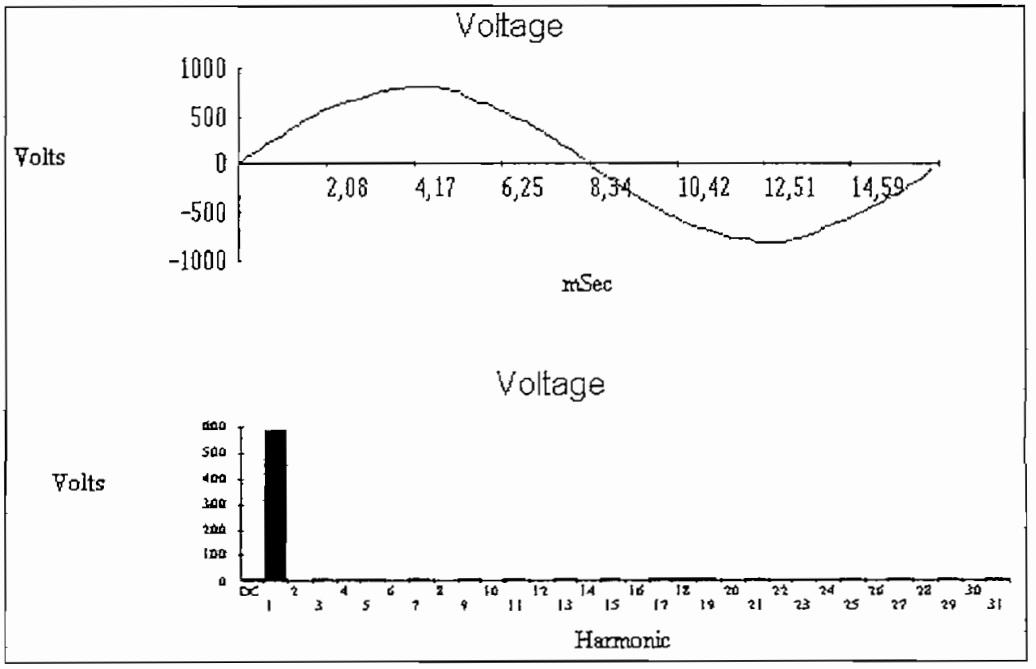
	Voltage	Current
RMS	579.4	114.9
Peak	826.8	213.4
DC Offset	0.2	-2.7
Crest	1.43	1.86
THD Rms	2.36	52
THD Fund	2.36	60.87
HRMS	13.7	59.7
KFactor		11.01
Frequency	59.96	

				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0.16	0.03	0	2.69	2.34	0
1	59.96	579.28	99.98	0	98.06	85.37	-96
2	119.92	0.31	0.05	37	1	0.87	-102
3	179.88	0.16	0.03	49	0.88	0.76	-172
4	239.85	0.47	0.08	92	0.5	0.44	44
5	299.81	6.41	1.11	-108	49.5	43.09	37
6	359.77	0.31	0.05	-176	0.31	0.27	-176
7	419.73	8.53	1.47	18	31.88	27.75	-9
8	479.69	0.22	0.04	-15	0.63	0.54	25
9	539.65	0.59	0.1	144	0.31	0.27	-110
10	599.62	0.03	0.01	0	0.38	0.33	169
11	659.58	3.06	0.53	-71	5.44	4.73	110
12	719.54	0.06	0.01	18	0.13	0.11	47
13	779.5	3.31	0.57	-63	4.25	3.7	-53
14	839.46	0.06	0.01	34	0.13	0.11	-11
15	899.42	0.31	0.05	-129	0.56	0.49	69
16	959.38	0	0	56	0.06	0.05	98
17	1019.35	4.63	0.8	-131	5.13	4.46	56
18	1079.31	0.13	0.02	-101	0.06	0.05	8
19	1139.27	3.66	0.63	5	3.5	3.05	-18
20	1199.23	0.09	0.02	0	0.25	0.22	82
21	1259.19	0.47	0.08	175	0.38	0.33	130
22	1319.15	0.06	0.01	146	0.31	0.27	-150
23	1379.12	1.59	0.28	-75	0.38	0.33	82
24	1439.08	0.09	0.02	54	0.13	0.11	-20
25	1499.04	1.53	0.26	-122	1.38	1.2	-139
26	1559	0.16	0.03	-158	0.19	0.16	-153
27	1618.96	0.34	0.06	174	0.38	0.33	36
28	1678.92	0.03	0.01	113	0.19	0.16	17
29	1738.88	2.81	0.49	177	1.69	1.47	-9
30	1798.85	0.13	0.02	-158	0.13	0.11	157
31	1858.81	2.09	0.36	-53	1.31	1.14	-77

Corriente medida en la fase 3W



Voltaje medido entre las fases (3V-3U)

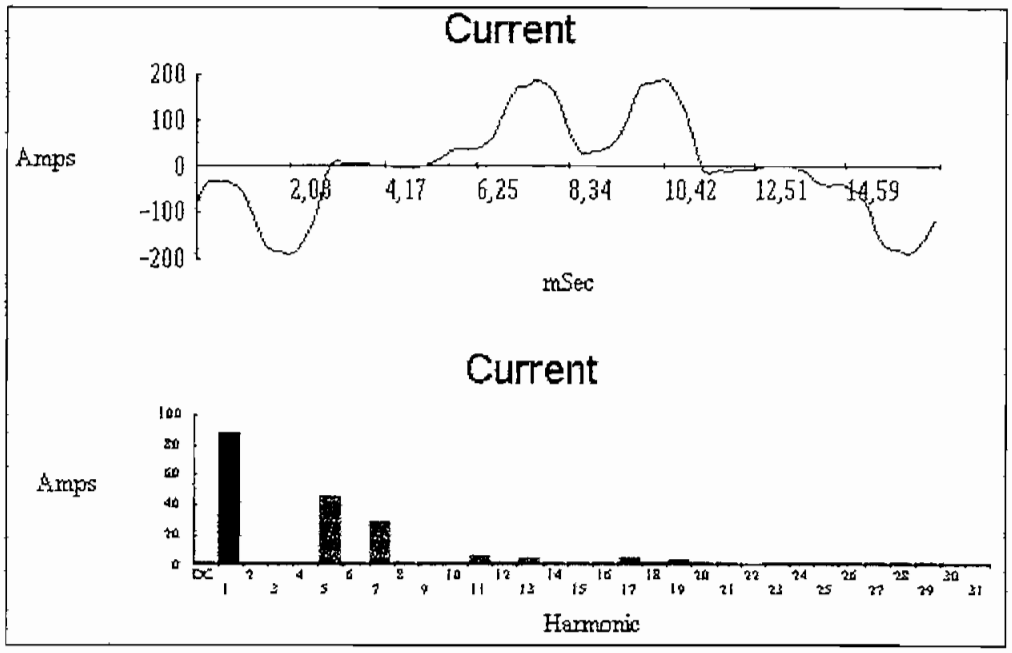


Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 3W y entre las fases (3V-3U) respectivamente.

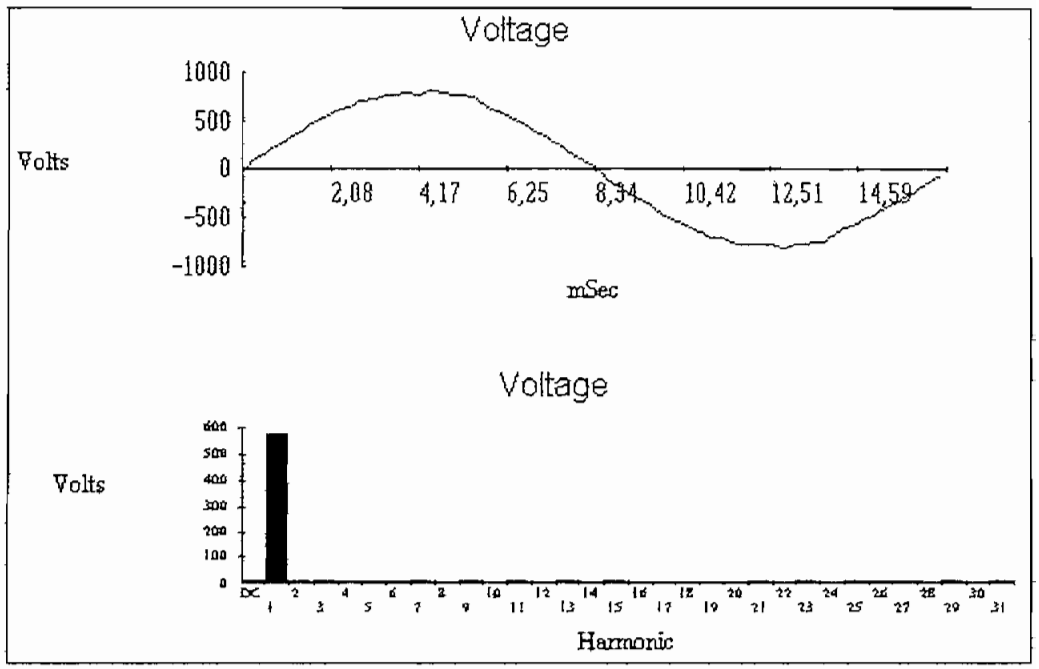
	Voltage	Current
RMS	581.7	37.22
Peak	836.9	75.57
DC Offset	-0.3	-0.27
Crest	1.44	2.03
THD Rms	1.93	58.62
THD Fund	1.93	72.36
HRMS	11.2	21.81
KFactor		17.69
Frequency	59.96	

				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0.25	0.04	0	0.27	0.72	0
1	59.96	581.72	100	0	30.14	81	-91
2	119.92	0.09	0.02	58	0.05	0.13	-57
3	179.88	0.53	0.09	68	0.91	2.44	-150
4	239.85	0.19	0.03	101	0.06	0.15	-37
5	299.81	8.78	1.51	-33	16.81	45.16	58
6	359.77	0.09	0.02	165	0.09	0.24	-177
7	419.73	4.66	0.8	98	12.61	33.87	22
8	479.69	0.06	0.01	-13	0.09	0.24	48
9	539.65	0.19	0.03	6	0.51	1.38	-17
10	599.62	0.09	0.02	117	0.05	0.13	132
11	659.58	2.88	0.49	10	3.78	10.16	165
12	719.54	0.09	0.02	-71	0.12	0.32	-143
13	779.5	0.63	0.11	78	1.75	4.7	58
14	839.46	0.06	0.01	141	0.06	0.17	131
15	899.42	0.34	0.06	-32	0.24	0.64	163
16	959.38	0.03	0.01	-141	0.06	0.17	-72
17	1019.35	2.53	0.44	-15	2.84	7.64	164
18	1079.31	0.13	0.02	66	0.06	0.15	77
19	1139.27	2.03	0.35	143	1.97	5.29	120
20	1199.23	0.09	0.02	-125	0.04	0.1	-179
21	1259.19	0.25	0.04	-34	0.17	0.47	27
22	1319.15	0.06	0.01	20	0.04	0.1	-8
23	1379.12	0.5	0.09	46	0.37	0.99	136
24	1439.08	0.16	0.03	91	0.06	0.17	-177
25	1499.04	1.56	0.27	103	1.29	3.48	94
26	1559	0.03	0.01	-86	0.03	0.07	-51
27	1618.96	0.31	0.05	24	0.1	0.27	-100
28	1678.92	0.09	0.02	-167	0.03	0.08	98
29	1738.88	1.91	0.33	58	1.21	3.24	-123
30	1798.85	0.03	0.01	-46	0.04	0.12	-82
31	1858.81	1	0.17	-137	0.57	1.55	174

Corriente medida en la fase 3U



Voltaje medido entre las fases (3W-3V)



Información de las armónicas contenidas en las formas de onda de corriente y voltaje, medidas con el Fluke 41, en la fase 3U y entre las fases (3W-3V) respectivamente.

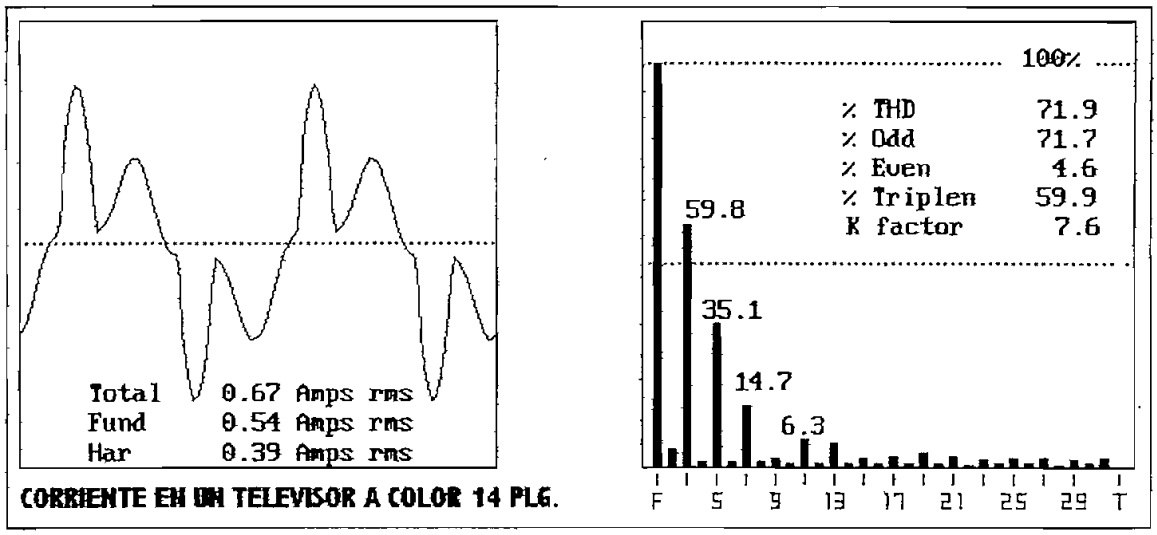
	Voltage	Current
RMS	578.9	103.78
Peak	828.3	195.78
DC Offset	-0.4	-0.22
Crest	1.43	1.89
THD Rms	2.24	53.19
THD Fund	2.25	62.81
HRMS	13	55.19
KFactor		11.78
Frequency	59.96	

				1 Phase			1 Phase
Harmonics	Freq.	V Mag	%V RMS	V Ø°	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0	0.44	0.08	0	0.22	0.21	0
1	59.96	578.88	99.99	0	87.86	84.65	-96
2	119.92	0.34	0.06	-143	0.16	0.16	68
3	179.88	0.25	0.04	60	0.63	0.6	-172
4	239.85	0.22	0.04	75	0.03	0.03	-75
5	299.81	7.06	1.22	-105	45.36	43.71	39
6	359.77	0.09	0.02	49	0.19	0.19	-151
7	419.73	7.03	1.21	27	29.87	28.78	-6
8	479.69	0.03	0.01	70	0.08	0.08	-179
9	539.65	0.19	0.03	127	0.28	0.26	-117
10	599.62	0.03	0.01	-90	0.03	0.03	0
11	659.58	2.94	0.51	-51	5.74	5.53	119
12	719.54	0.03	0.01	155	0.1	0.1	110
13	779.5	2.66	0.46	-51	4.06	3.91	-46
14	839.46	0.03	0.01	30	0.04	0.04	112
15	899.42	0.38	0.06	-127	0.42	0.4	86
16	959.38	0.03	0.01	-129	0.02	0.02	108
17	1019.35	4.78	0.83	-120	5.37	5.17	63
18	1079.31	0.16	0.03	61	0.04	0.04	-100
19	1139.27	3.84	0.66	22	3.14	3.03	4
20	1199.23	0.06	0.01	-150	0.03	0.02	80
21	1259.19	0.5	0.09	-165	0.22	0.21	-148
22	1319.15	0.06	0.01	-123	0.01	0.01	82
23	1379.12	1.16	0.2	-65	0.36	0.34	112
24	1439.08	0.03	0.01	-20	0.07	0.07	-13
25	1499.04	1.44	0.25	-91	1.31	1.26	-100
26	1559	0.03	0.01	-49	0.04	0.04	130
27	1618.96	0.41	0.07	-168	0.23	0.22	45
28	1678.92	0.03	0.01	44	0.03	0.03	-84
29	1738.88	2.81	0.49	-162	1.83	1.76	13
30	1798.85	0	0	-134	0.02	0.02	-74
31	1858.81	2.13	0.37	-23	1.11	1.07	-53

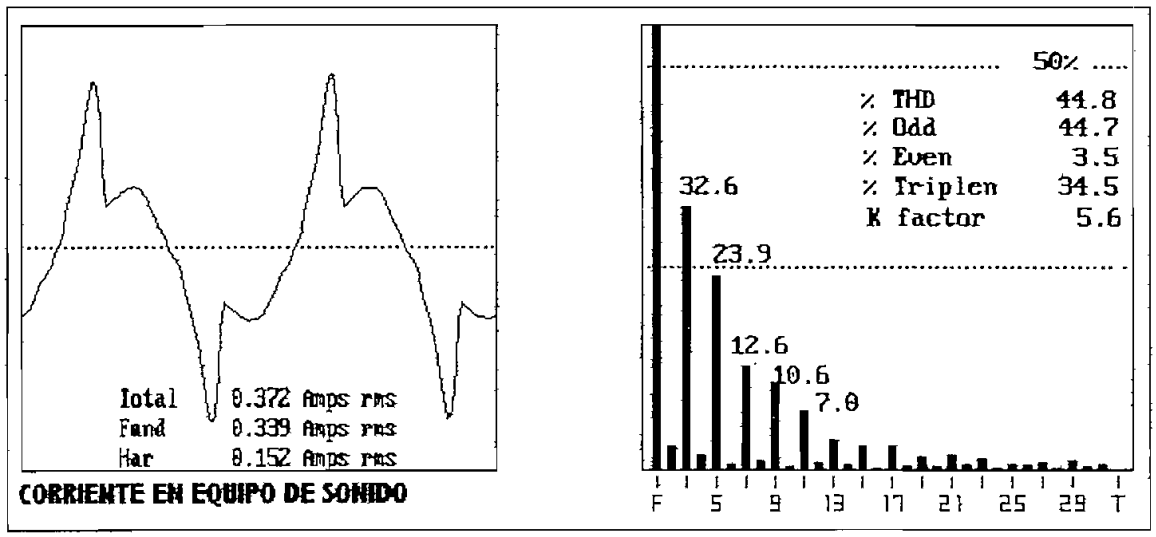
ANEXO 5:

Ondas distorsionadas y espectro de armónicas medidas en aparatos domésticos, oficina y de talleres

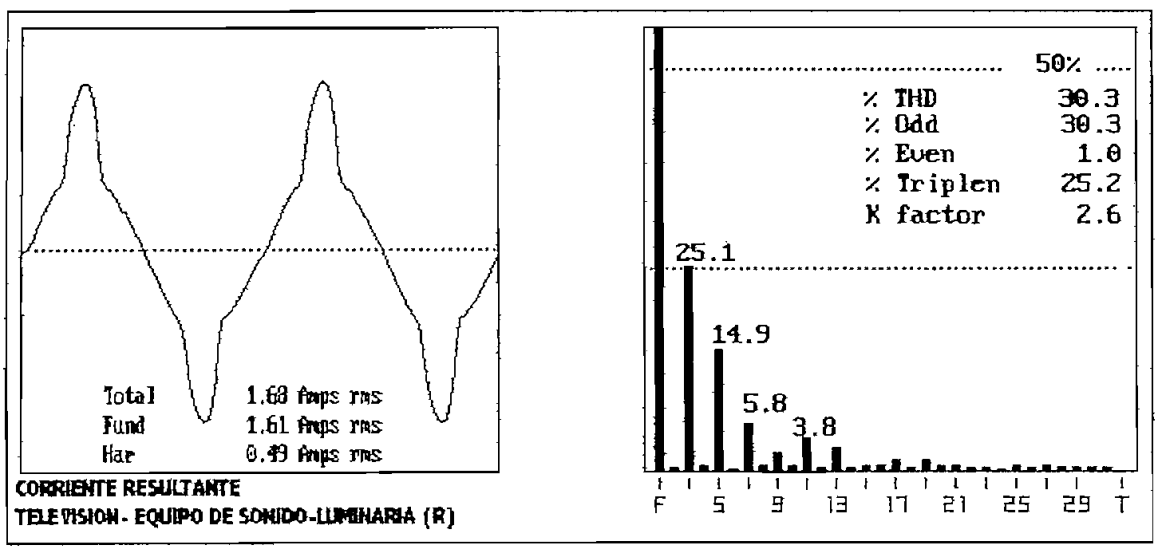
Ondas de corriente distorsionadas producidas por aparatos domésticos



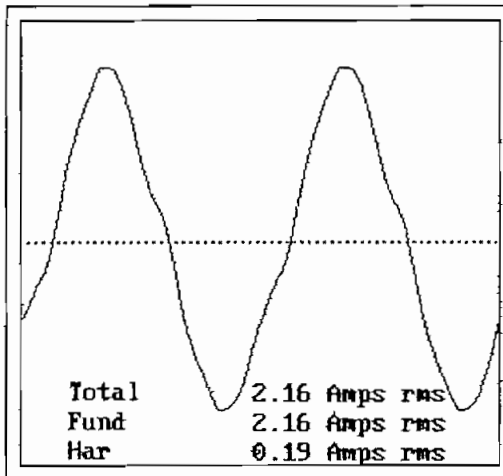
CORRIENTE EN UN TELEVISOR A COLOR 14 PLG.

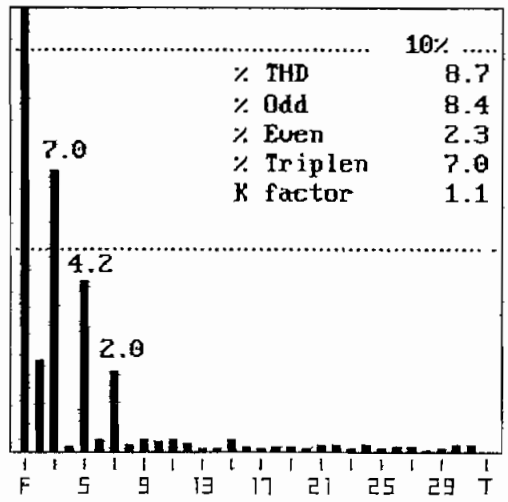


CORRIENTE EN EQUIPO DE SONIDO

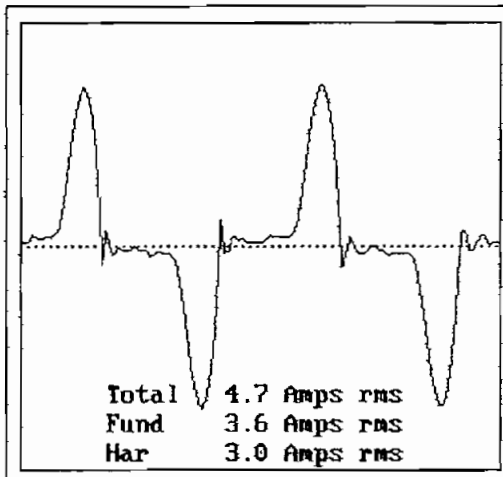


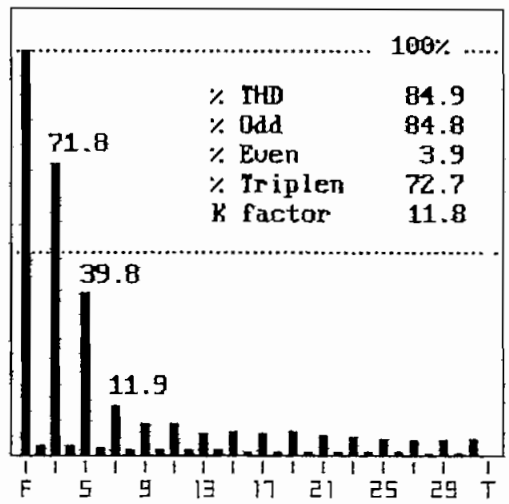
CORRIENTE RESULTANTE
TELEVISION - EQUIPO DE SONIDO-LUMINARIA (R)



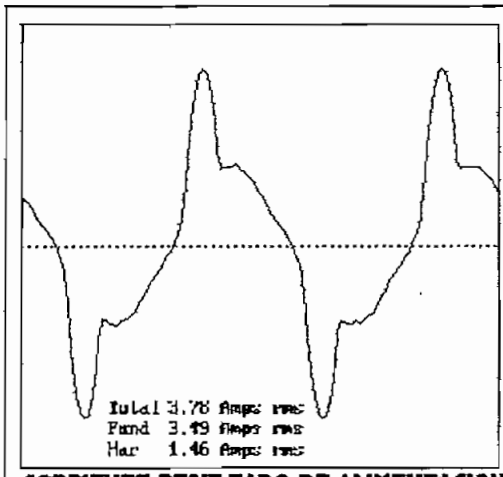


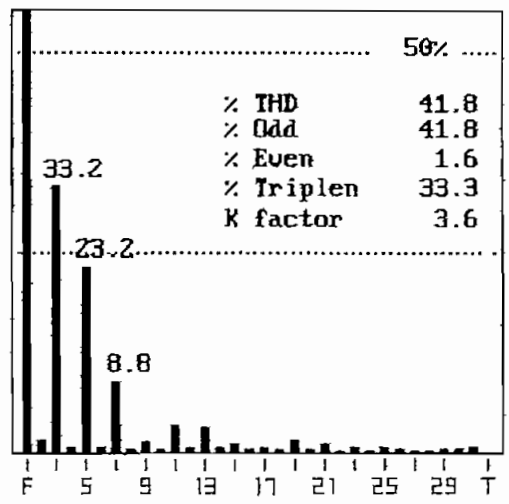
CORRIENTE DE UN REFRIGERADOR FAMILIAR



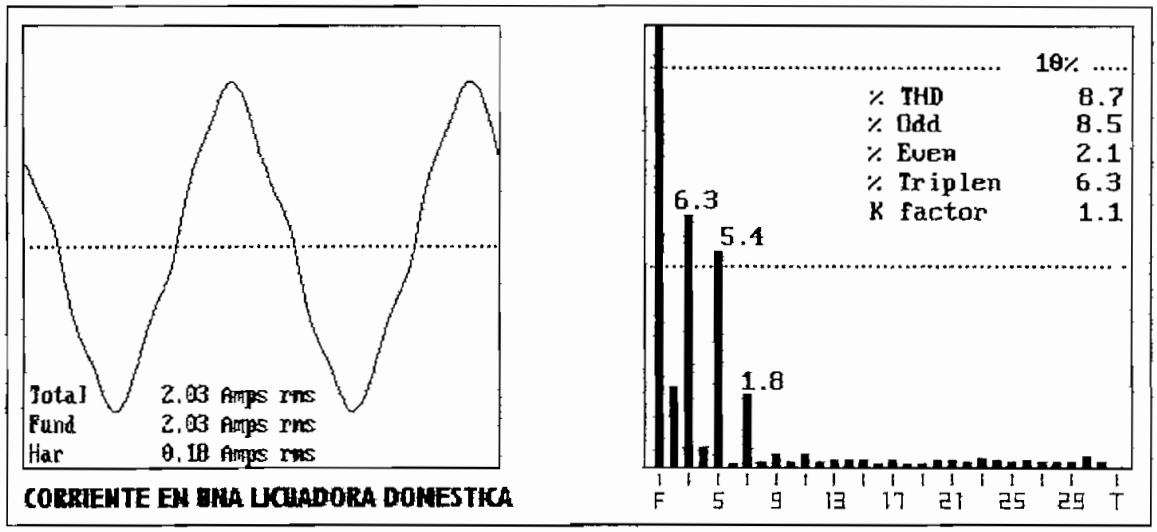


CORRIENTE EN UN COMPUTADOR

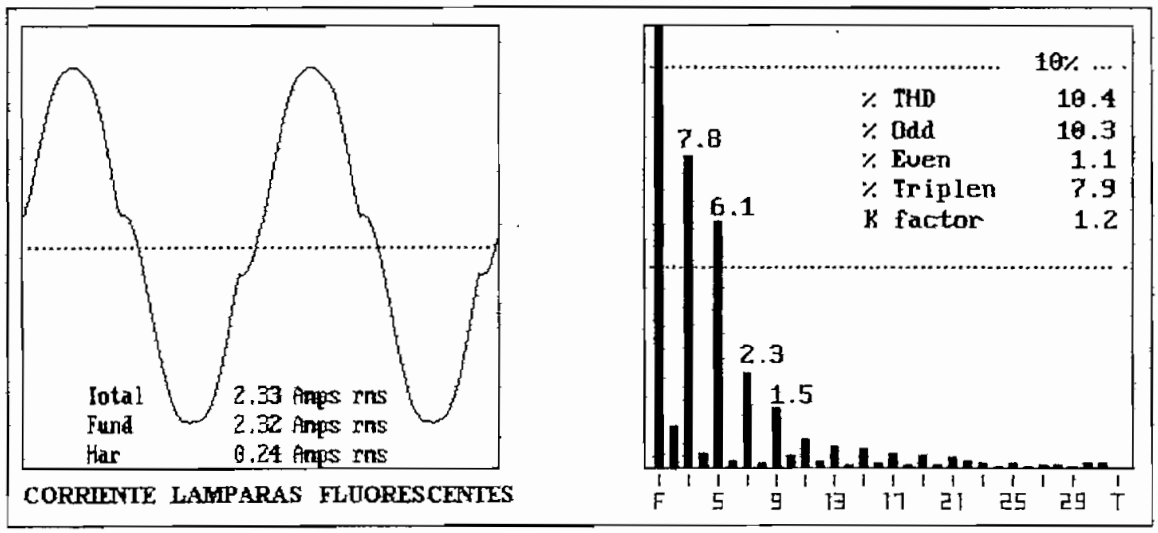




CORRIENTE RESULTADO DE ALIMENTACION A UN COMPUTADOR Y REFRIGERADOR

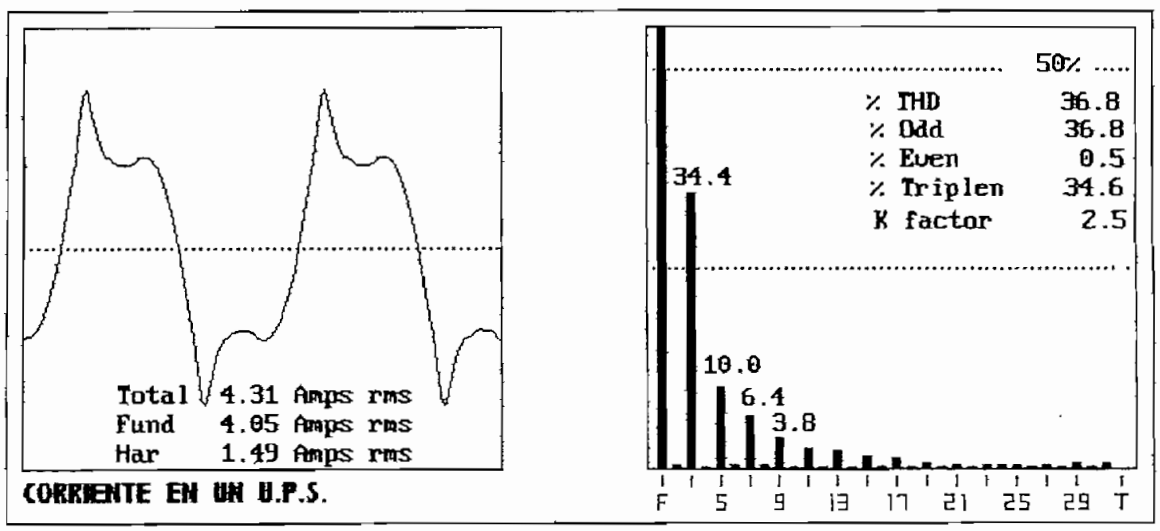


CORRIENTE EN UNA LICUADORA DOMESTICA

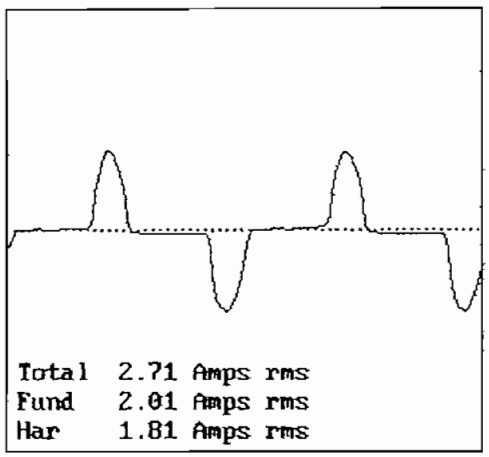


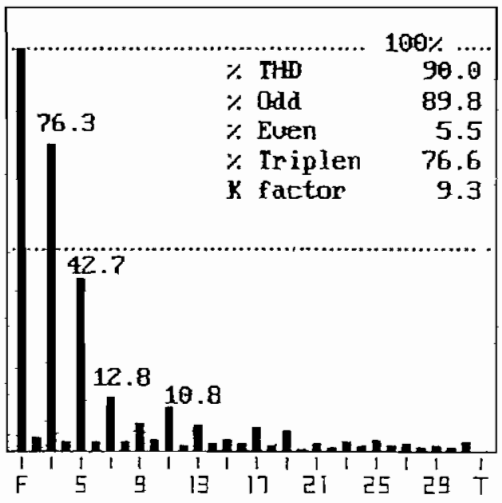
CORRIENTE LAMPARAS FLUORESCENTES

Ondas de corriente distorsionadas producidas por aparatos de oficina

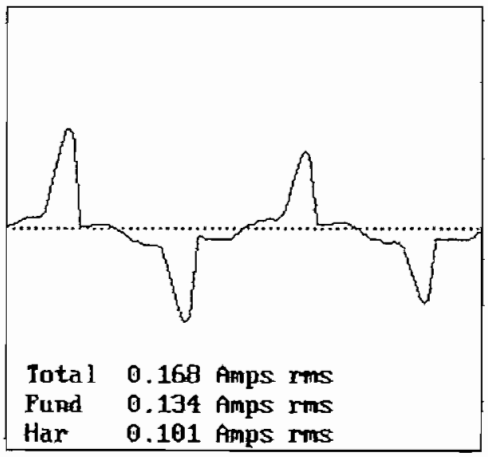


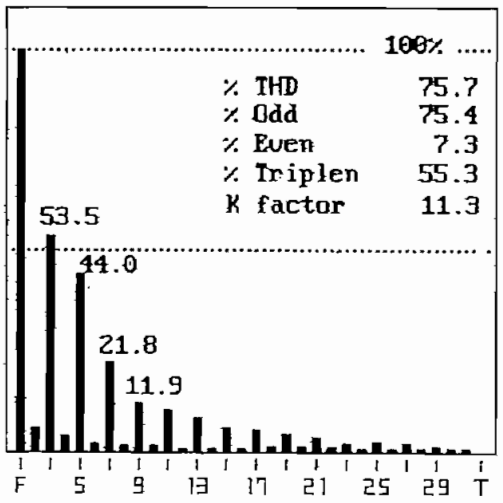
CORRIENTE EN UN U.P.S.



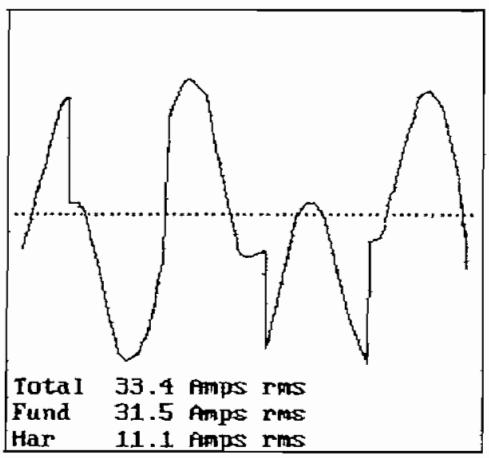


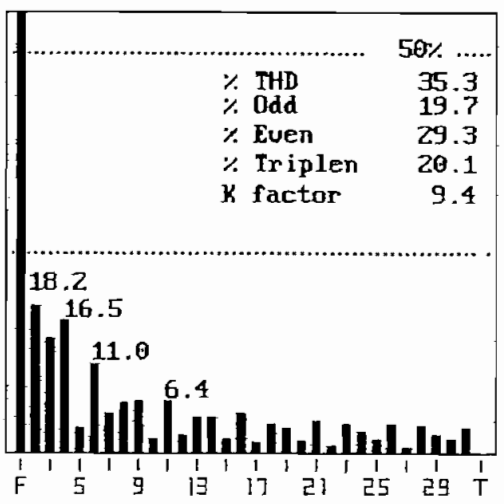
CORRIENTE EN COPIADORA DE OFICINA





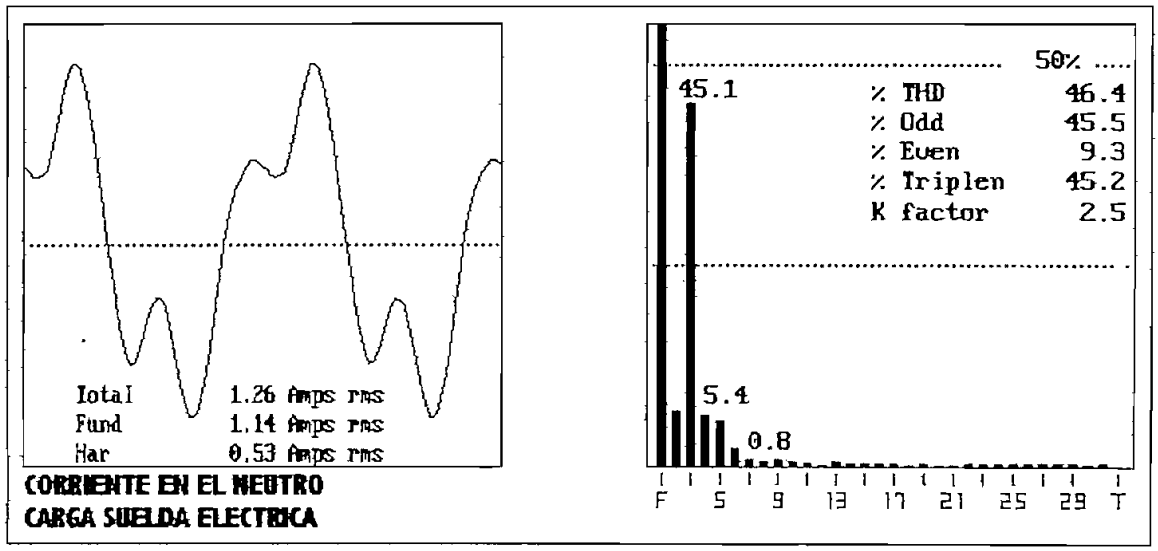
CORRIENTE IMPRESORA MATRICIAL



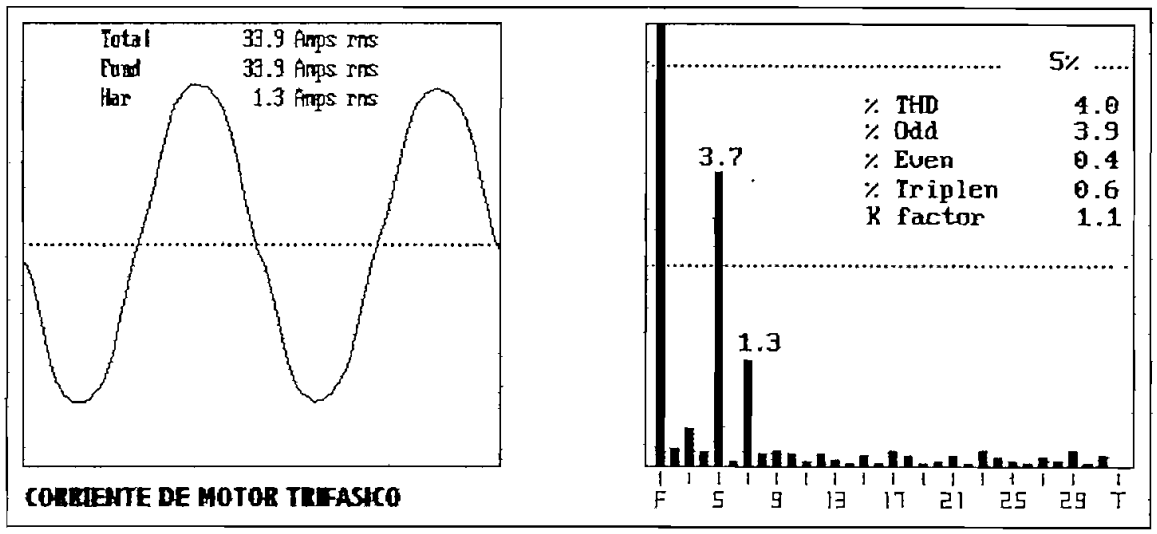


LAMPARA COMPACTA FLUORECENTE (PH.)
Y UNA LAMPARA NORMAL RESISTIVA

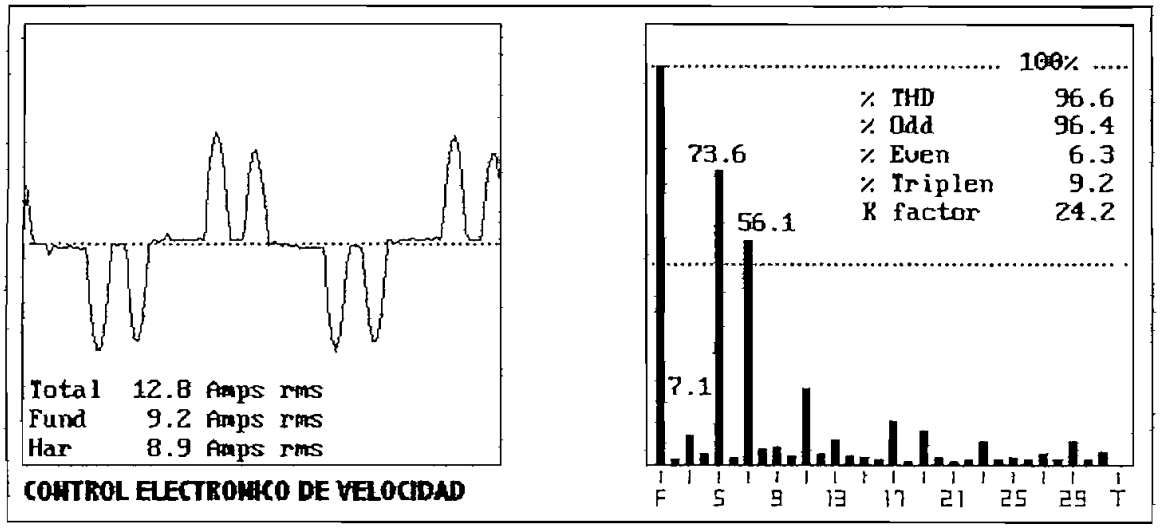
Ondas de corriente distorsionadas producidas por aparatos de taller



CORRIENTE EN EL NEUTRO
CARGA SUELDA ELECTRICA



CORRIENTE DE MOTOR TRIFASICO



CONTROL ELECTRONICO DE VELOCIDAD