



**UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**DISMINUCION DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE  
UN TRANSFORMADOR CONECTADO EN UN  
SISTEMA ELECTRICO DE POTENCIA CON  
CARGA NO SINUSOIDAL**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO ELECTRICO ELECTRONICO  
P R E S E N T A:**

**EDGAR OCEGUEDA AYALA**



**DIRECTOR DE TESIS:**

**ING. AUGUSTO OCTAVIO HINTZE VALDEZ**

**MEXICO, D. F.**

**2004**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

ESTA TESIS NO SALE  
DE LA BIBLIOTECA

1950  
UNIVERSITY OF CALIFORNIA  
LIBRARY

*Dedicado a:*

*Dios que me mostró el camino,  
Francisco y Martha mis amorosos padres,  
Israel, Antonio, Enrique y Kathy mis hermanos,  
y a los familiares y amigos que siempre estuvieron ahí, apoyándome.*

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Edgar Ocegueda

Ayala

FECHA:

21/Junio/04

FIRMA:

~~Edgar Ocegueda~~

*Agradecimientos a:*

*La Universidad Nacional Autónoma de México  
porque gracias a esta noble Institución tengo una profesión,  
los ingenieros Augusto Octavio Hintze Valdez, José Raúl Martín,  
Arturo Morales Collantes, David Vázquez Ortiz y César  
Maximiliano López-Portillo Alcérreca, porque supieron inculcarme el  
amor a la carrera y forman parte en la culminación de una etapa muy  
importante en mi vida.*

# INDICE

1. INTRODUCCIÓN .....	1
2. ANTECEDENTES	
2.1. Conceptos .....	6
2.1.1. Función periódica .....	6
2.1.2. Función ortogonal .....	8
2.1.3. Serie de Fourier .....	9
2.1.3.1. Funciones par – impar .....	11
2.1.3.1.1. Simetría par .....	14
2.1.3.1.2. Simetría impar .....	14
2.1.3.1.3. Simetría semi – ondular .....	16
2.1.3.2. Transformada de Fourier .....	17
2.1.4. Valores eficaces de formas de onda no – sinusoidales .....	19
2.1.4.1. Corriente y voltaje eficaz .....	19
2.1.4.2. Potencia promedio .....	20
2.1.4.3. Potencia aparente .....	21
2.1.4.4. Factor de potencia .....	22
3. FUENTES DE ONDA NO – SINUSOIDALES	
3.1. Fuentes no – lineales .....	23
3.1.1. Zona industrial .....	25
3.1.1.2. Convertidor estático de potencia .....	25
3.1.1.2.1. Tipos de convertidores estáticos de potencia .....	26
3.1.1.2.2. Control de Velocidad Ajustable en CA (ASD) .....	33
3.1.1.2.3. Controles de CD .....	35
3.1.1.2.4. Procesos de calentamiento .....	37
3.1.1.2.5. Voltaje ranurado .....	38
3.1.2. Zona comercial .....	41
3.1.2.1. Fuentes de potencia electrónica .....	42
3.1.2.2. Alumbrado fluorescente .....	43
3.1.2.3. Control de velocidad ajustable (ASD's) .....	44
3.1.3. Zona Residencial .....	46
4. PENETRACION ARMONICA EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA EN C.A.	
4.1. Resonancia .....	48
4.2. Penetración armónica en máquinas rotativas .....	51
4.3. Penetración armónica en líneas de transmisión .....	53

4.4. Transformadores .....	54
4.5. Equipos de interrupción .....	57
4.6. Equipos de protección .....	57
4.7. Dispositivos de medición .....	58
4.8. Equipo electrónico .....	59

## 5. DISTORSION DE VOLTAJE Y CORRIENTE

5.1. Pérdidas en el núcleo .....	62
5.1.2. Pérdidas debidas al lazo de histéresis .....	64
5.1.3. Pérdidas debidas a las corrientes de eddy .....	66
5.2. Pérdidas en los devanados .....	69

## 6. CARACTERISTICAS DE LAS CONEXIONES DELTA ESTRELLA

6.1. Conexión estrella – estrella .....	74
6.2. Conexión delta – delta .....	76
6.3. Conexión estrella – delta .....	77
6.4. Conexión delta – estrella .....	78
6.5. Conexión tipo T .....	79
6.6. Conexión zig – zag .....	80
6.7. Condiciones de desequilibrio en las conexiones, corrientes monofásicas y de secuencia cero.....	81
6.7.1. Desequilibrio en bancos delta – delta .....	81
6.7.2. Desequilibrio en bancos estrella – estrella con neutro aislado.....	83
6.7.3. Cargas monofásicas conectadas a sistemas trifásicos .....	84
6.7.3.1. Problemas relacionados con las componentes de 3 <sup>er</sup> armónica en unidades de transformación trifásica.....	86
6.7.4. Corrientes de secuencia cero .....	88
6.7.4.1. Bancos trifásicos de unidades monofásicas y unidades trifásicas .....	88
6.7.5. Componentes armónicas debidas al tipo de conexión de transformadores .....	90
6.7.5.1. Conexión estrella – estrella .....	90
6.7.5.2. Conexión delta – estrella .....	92
6.7.5.3. Conexiones Y – Y y Y – $\Delta$ para un rectificador de 12 pulsos .....	93

## 7. METODOLOGÍA PARA LA SELECCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES CONECTADOS A CARGAS NO – SINUSOIDALES

7.1. Estándares .....	97
7.1.1. Límites de distorsión de voltaje .....	97
7.1.2. Límites de distorsión de corriente .....	98
7.2. Disminución de la capacidad de placa .....	100
7.2.1. Pérdidas en el transformador .....	101
7.2.2. Efectos de la adición de las componentes armónicas de corriente en las pérdidas del transformador .....	101
7.2.3. Capacidad equivalente de transformador .....	102

7.3. Determinación de los parámetros para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa .....	102
7.3.1. Factor de pérdidas armónicas para corrientes de eddy en el devanado .....	105
7.3.2. Factor de pérdidas armónicas por otras pérdidas de dispersión .....	106
7.4. Consideraciones de diseño para la especificación de un nuevo transformador .....	106
7.5. Cálculo de la disminución de la capacidad de placa de un transformador considerando los datos de diseño de la densidad de pérdidas por corrientes de eddy .....	107
7.5.1. Transformadores tipo seco .....	107
7.5.2. Transformadores inmersos en aceite .....	107
7.6. Cálculo de la disminución de la capacidad de placa de un transformador considerando los datos disponibles de los reportes de pruebas certificados .....	108
7.7. Selecciones de la capacidad de placa de transformadores de acuerdo con el tipo de carga (factor K) .....	111
7.7.1. Índice K de la carga propuesto por la Federal Pacific Company .....	112
7.7.2. Procedimiento de cálculo para el factor K de una carga .....	113
7.8. Ejemplos de cálculo de la disminución de la capacidad de placa considerando el estándar C57.110 – 1998 .....	114
7.8.1. Factor de pérdidas armónicas debido a las corrientes de eddy .....	114
7.8.2. Factor de pérdidas armónicas debido a otras pérdidas por dispersión .....	115
7.8.3. Cálculos de la disminución de la capacidad de placa de transformadores tipo seco considerando los datos de diseño de la densidad de pérdidas por corrientes de eddy .....	116
7.8.4. Cálculos de la disminución de la capacidad de placa de transformadores inmersos en aceite considerando los datos de diseño .....	118
7.8.5. Cálculos de la disminución de la capacidad de placa de transformadores tipo seco considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificado .....	120
7.8.6. Cálculos de la disminución de la capacidad de placa de transformadores inmersos en aceite considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificado .....	123
7.8.7. Ejemplos de cálculo del factor K partiendo del método utilizado por la Federal Pacific Company .....	127
CONCLUSIONES.....	129
APENDICE.....	131
BIBLIOGRAFÍA.....	158



# CAPITULO I

## INTRODUCCION

La evolución continua de los equipos conectados en los Sistemas Eléctricos de Potencia ha traído consigo mejoras en los procesos implementados, principalmente en las zonas industrial y comercial.

Los transformadores de dimensiones enormes y pequeña capacidad con el tiempo, se han reducido y, han aumentado su calidad de servicio. Hoy día, la red eléctrica ya no es un conjunto simple de conexiones eléctricas que provocan efectos invalorable; más aún, con la introducción de la electrónica de potencia se ha convertido en principal receptor de componentes armónicas debidas a la aparición de formas de onda no-sinusoidales.

Si bien existe una reducción en el tamaño de los equipos y una mejora en la calidad de los sistemas, también, existe un incremento en los efectos no deseables dentro de la red de alimentación eléctrica debida a los equipos conectados.

Los equipos que han sufrido un impacto considerable por el paso de corrientes distorsionadas son los transformadores cuyos efectos presentes son un vivo reflejo de las características del tipo de carga que alimentan. La distorsión de las corrientes de la carga produce calentamiento principalmente en los devanados conectados en delta y evita que el transformador pueda funcionar a su capacidad de placa nominal.

La implementación de bancos de capacitores para la corrección del factor de potencia en la mayoría de las industrias representa un problema grave en los sistemas eléctricos ya que debido a las cargas no – sinusoidales conectadas al sistema se crean efectos resonantes que pueden amplificar las características de corriente y voltaje y que pueden así mismo, generar esfuerzos térmicos dentro de los equipos de alimentación provocando degradación en el aislamiento de los devanados y por ende, la reducción de la expectativa de vida útil del transformador.

Los ingenieros que tienen a su cargo el suministro de energía eléctrica dentro del sistema y los ingenieros responsables de las industrias y comercios conectados a la red de alimentación eléctrica se han visto en la necesidad de evaluar hasta que punto pueden cargar los transformadores que alimentan cargas de formas de onda distorsionadas. Así mismo, existen

Organismos Internacionales como la IEEE, IEC y la CENELEC que se han dado a la tarea de crear estándares con la finalidad de evitar la proliferación de las formas de onda no - sinusoidales limitando los niveles de distorsión armónica tanto en la amplitud de corriente como en la de voltaje y desarrollar prácticas recomendadas a través de métodos uniformes para mejorar el funcionamiento y prevenir daños irremediables en los equipos afectados por la distorsión de la forma de onda dentro del sistema.

Una de las prácticas usualmente recomendadas para limitar los niveles de distorsión en la red eléctrica es la instalación de filtros que actúan como sistemas de absorción o bloqueo para componentes armónicas. Hoy en día, los filtros pasivos son los más usados, pero estudios recientes han proporcionado un nuevo camino en la solución a este problema a través de filtros activos basados en electrónica de potencia que lo que hacen es generar una forma de onda que se superpone a la forma de onda distorsionada y que finalmente elimina las componentes armónicas y crea una forma de onda sinusoidal pura la cual no afectará las condiciones de alimentación eléctrica de la compañía suministradora de energía como lo muestra la figura 1.1.

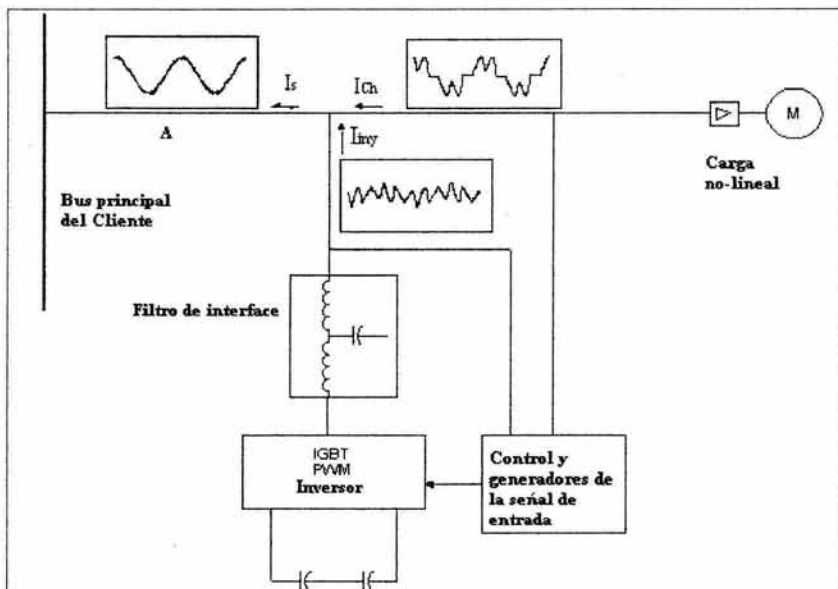


Figura 1.1. Efecto de un filtro activo en la forma de onda de un sistema de alimentación eléctrico.

Existen fabricantes de transformadores que ofrecen equipos de alimentación robustos o equipos cuyo diseño mejora los niveles de densidad de flujo magnético en sus núcleos a fin de soportar amplitudes de corriente y voltaje armónicos más altos; esta sería otra solución.

El objetivo del trabajo presente es encontrar una solución para el efecto de la distorsión de la forma de onda sobre el transformador, ya sea tipo seco o inmerso en aceite, la finalidad es establecer un método uniforme que apoye al ingeniero en la determinación de la capacidad máxima de placa de un transformador estándar instalado o de la especificación de uno nuevo

para evitar que las expectativas normales de vida del equipo de alimentación se vean afectadas por cargas electrónicas conectadas.

Para llevar a cabo dicho objetivo es necesario entender algunos puntos importantes que se consideran a continuación:

- ¿Cómo se pueden analizar las formas de onda no – sinusoidales?
- ¿Qué las genera y en que nivel se encuentran presentes?
- ¿Cómo responde el sistema eléctrico con una forma de onda distorsionada presente?
- ¿Cuáles son los efectos de la forma de onda en las consideraciones de diseño para el equipo de alimentación?

Para desarrollar el trabajo se tomaron como referencia diversas publicaciones principalmente del IEEE y la IEC junto con revistas y otras publicaciones especializadas de España y Sudamérica para converger en un método uniforme cuya finalidad sea establecer un método aplicable en un entorno general. Así mismo, esperamos que los temas aquí tratados y la breve lista de referencias sean de su agrado y utilidad, y sirvan de guía para todo aquel compañero que en su vida profesional se enfrente en algún momento determinado a problemas relacionados con el efecto armónico.

Las formas de onda definidas por los equipos electrónicos desarrollan pérdidas considerables en la red eléctrica y pueden dañar el funcionamiento de los aparatos conectados a la misma. Para entender su comportamiento se lleva a cabo un pequeño repaso en el capítulo dos en donde se conceptualizan las bases para el estudio de la Serie de Fourier que es la herramienta principal para llevar a cabo un análisis de formas de onda no-sinusoidales cualesquiera de manera fácil.

Cada equipo o carga electrónica tiene una forma de onda característica que se encuentra compuesta según Fourier, por una senoide fundamental, y sus correspondientes senoides a frecuencias armónicas determinadas. La carga electrónica generará un nivel de pérdidas en cables, equipos de alimentación u otros dispositivos conectados a la red, de acuerdo con su contenido armónico definido. Las cargas pueden ser monofásicas o trifásicas, todo dependerá de la aplicación necesaria, ya sea en una zona industrial, edificio comercial o en una casa cualquiera, la composición armónica definirá la carga. En la figura 1.2 se tiene un gráfico que muestra el contenido armónico de un controlador de velocidad ajustable en ca.

Las características de algunas de las cargas electrónicas más importantes conectadas dentro del sistema son mostradas en el capítulo tres.

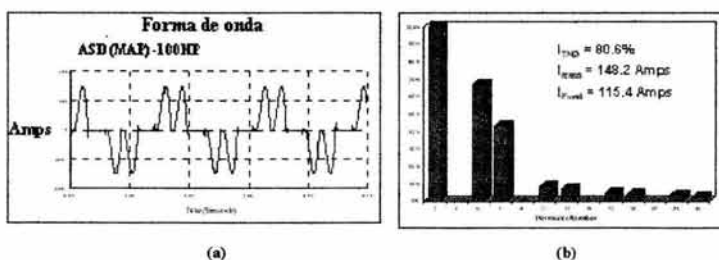


Figura 1.2. Tipos de ondas distorsionadas por los ASD. (a) Forma de onda y (b) contenido armónico.

Los efectos provocados por las componentes armónicas de una forma de onda no-sinusoidal pueden variar dependiendo el caso; por ejemplo, si tenemos motores eléctricos, las componentes generarán calentamientos en sus partes fijas o móviles, o en las dos, también pueden desarrollar torques con sentido de giro contrario al normalizado en presencia de las componentes de secuencia negativa. También existen resonancias provocadas por la instalación de bancos de capacitores utilizados para la corrección del factor de potencia en industrias donde se requiere la reducción de costos por pago de energía y donde intervienen las componentes armónicas como una excitación periódica a la frecuencia de resonancia del sistema; o resonancias debidas a la capacitancia de la línea aunada con la inductancia del transformador a una frecuencia armónica definida.

Los efectos de las componentes armónicas son considerados en mayor medida, en el capítulo cuatro donde se muestran los equipos, elementos y dispositivos eléctricos y electrónicos que se ven más seriamente afectados.

En el trabajo desarrollado se busca de manera preponderante el efecto de las componentes de una forma de onda no - sinusoidal en las pérdidas del transformador. Por este motivo, en el capítulo cinco el objetivo es determinar matemáticamente el efecto las pérdidas por corrientes de eddy y de histéresis en el núcleo y, por corrientes de eddy en los devanados del transformador en función del comportamiento armónico de una forma de onda no – sinusoidal para llegar a la obtención de expresiones o modelos matemáticos que ofrezcan resultados conservadores.

El estudio del transformador en el desarrollo de nuevos sistemas eléctricos ha sido importante, continuamente hay mejoras de este equipo de alimentación eléctrica; su construcción puede ser más robusta para unas aplicaciones, se puede construir para intemperie, tipo pedestal o subterráneo, con tipos de aislamiento diferentes, en líquido o tipo seco. Aunque es preciso señalar que sus conexiones casi se han mantenido sin variación alguna, tenemos por ejemplo la estrella – estrella, delta – delta y sus combinaciones. Este tipo de conexiones será necesario para aplicaciones variadas que en nuestro caso definirán el paso de las componentes armónicas generadas por las cargas electrónicas hacia la Compañía Suministradora de Energía; este es el objetivo del capítulo seis, definir los tipos de conexiones que pueden ser empleados por un transformador cuando va a alimentar cargas no – sinusoidales, en el capítulo se muestran algunas de las características fundamentales de arreglos de transformadores y al final se consideran combinaciones para el bloqueo de las componentes armónicas impares hacia el lado primario del transformador.

Como la finalidad de este trabajo es llegar a un método uniforme para determinar las pérdidas en el transformador en función de la variación del contenido armónico de la forma de onda no – sinusoidal generada por una carga electrónica, tenemos el capítulo final que lleva a cabo una breve explicación en base a un método desarrollado por el grupo de transformadores del IEEE para calcular las pérdidas en dos tipos de transformadores (seco e inmerso en aceite) definidas en función de la corriente de carga no-sinusoidal.

El método define consideraciones diferentes para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa que puede soportar un transformador cuando se encuentra alimentando corrientes de carga no – lineales: Para transformadores tipo seco define una corriente máxima permisible no sinusoidal que puede alimentar, para transformadores inmersos en aceite se define la temperatura

del aceite máxima y la elevación de la temperatura del punto más caliente en los devanados del conductor en función de sus pérdidas totales a carga no – sinusoidal con respecto de sus pérdidas nominales; es decir, para transformadores inmersos en aceite el método calcula la elevación de la temperatura en devanados y aceite debida a la alimentación de contenidos armónicos de una carga específica. En el mismo capítulo se analiza un procedimiento realizado por la Federal Pacific Company para determinar el factor K de la carga. Al final del capítulo se agrega un apéndice de conceptos básicos sobre transformadores.

# CAPITULO 2

## ANTECEDENTES

Los sistemas conectados a cargas que producen formas de onda a-lineales no son nada nuevo, la única razón que se tiene para pensar que son recientes se debe a que en la actualidad se encuentra más remarcado el problema que estos generan.

El problema principal que este tipo de cargas genera, es la deformación de las ondas de corriente y voltaje dentro de un sistema eléctrico. Y, como uno de los objetivos del trabajo se centra en el estudio de los efectos del cambio de la forma de onda dentro de un transformador, es conveniente que se lleve a cabo en el capítulo presente un breve resumen que englobe algunos de los conceptos más importantes para familiarizar al lector con el análisis del fenómeno.

### 2.1 Conceptos

#### 2.1.1 Función periódica

Sea una función  $f(t)$  periódica definida para un tiempo  $t$  con período  $T$  tal que se cumpla la siguiente expresión:

$$f(t + T) = f(t) \text{ para todo } t \dots\dots\dots (2)$$

donde el período  $T$  es un número entero que determina el intervalo de tiempo en el que el valor de  $f(t)$  es el mismo (como se demuestra en el gráfico (2.1)) al valor que se obtiene cuando la función se encuentra en  $f(t + T)$ ...

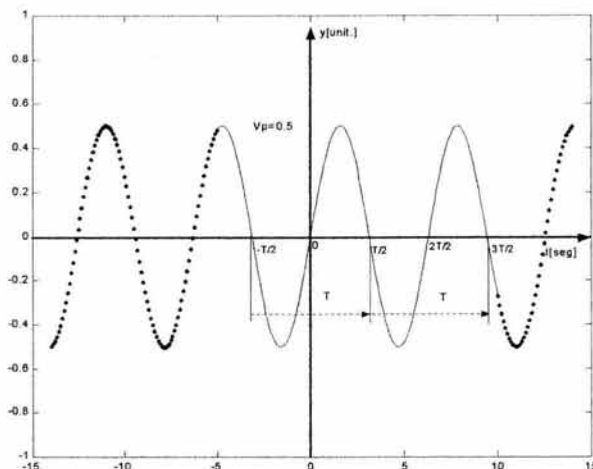


Figura 2.1. Forma de onda senoidal con periodo T.

es decir, sea una función  $f(t)$  cualquiera que es periódica en un intervalo de tiempo T; se comprueba que la función  $f(t)$  y  $f(t + T)$  son iguales para todo tiempo t. Por ejemplo, el valor de una función cuadrada es 0.5 unidades cuando  $t = -T/2$  [seg.] en un intervalo que va de  $[-T/2, T/2]$ , y para un  $t = T/2$  comienza el nuevo período que es idéntico al anterior; por lo tanto, comprobamos que en el inicio de este nuevo período, se trazará la señal con un valor de 0.5 unidades, lo que nos demuestra que:

$$0.5 \text{ [unidades]} = f(t) = f(t + T) \text{ para todo valor de } t \dots \dots \dots (2.1)$$

Se define un número entero "n" tal que partiendo de la ec. (2.1) para cualquier valor de "n" se cumple lo siguiente:

$$f(t) = f(t + T) = f(t + 2T) = f(t + 3T) = \dots \dots \dots = f(t + nT) \text{ para cualquier } t \dots \dots (2.2)$$

Así mismo, si tenemos dos funciones  $f_1(t)$  y  $f_2(t)$  que se encuentran definidas con un mismo periodo T, tal que determinen una tercer función de la siguiente manera:

$$f_3(t) = f_1(t) + f_2(t) \quad \text{para todo } t \dots \dots \dots (2.3)$$

y, si tenemos las constantes r, s que cumplen con la ecuac. 2 y con la ecuac. 2.1, resulta que:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{r}(t + T) = \text{una constante, y } \mathbf{s}(t) = \mathbf{s}(t + T) = \text{una constante, para todo } t \dots\dots(2.4)$$

por lo tanto, las ecs. (2.3) y (2.4) se expresan como:

$$\mathbf{f}_k(t) = r\mathbf{f}_1(t) + s\mathbf{f}_2(t) \text{ para todo } t \dots\dots (2.5)$$

si se tienen "k" funciones entonces:

$$\mathbf{f}_k(t) = r\mathbf{f}_1(t) + s\mathbf{f}_2(t) + u\mathbf{f}_3(t) + v\mathbf{f}_4(t) + \dots\dots + v\mathbf{f}_k(t) \dots\dots\dots (2.6)$$

donde la función  $f_k(t)$  cumplirá con la ec. (2) para funciones periódicas con igual T para un intervalo de tiempo t igual.

### 2.1.2 Función ortogonal

Se tiene un par de funciones  $f_1(t)$  y  $f_2(t)$  periódicas definidas dentro de un intervalo  $t_1 - t_2$ , y se quiere demostrar que ambas funciones son ortogonales; para esto se debe cumplir que al aplicar la integral del producto de ambas funciones en el intervalo definido el resultado sea mostrado de la siguiente manera:

$$\int_{t_1}^{t_2} f_1(t) * f_2(t) dt = 0 \dots\dots\dots(2.7)$$

Si contamos con un grupo de funciones G formado por el conjunto  $[f_1(t), f_2(t), f_3(t), \dots\dots, f_k(t)]$ , dicho conjunto se llamará ortogonal siempre y cuando cada una de las funciones del grupo cumpla con las siguientes declaraciones:

$$\int_{t_1}^{t_2} f_p(t) f_q(t) dt = 0 \text{ para todo } p \neq q \dots\dots\dots(2.8)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} f_p(t) f_q(t) dt = x \text{ para todo } p = q \text{ donde } x \neq 0 \dots\dots\dots(2.9)$$

es decir, tenemos un conjunto definido por las siguientes funciones:

$$[1, \cos wt, \cos 2wt, \cos 3wt, \dots, \cos nwt, \sin wt, \sin 2wt, \sin 3wt, \dots, \sin nwt] \dots\dots\dots (2.10)$$

que es ortogonal debido a que cada una de las funciones cumple con las declaraciones (2.8) y (2.9)



### 2.1.3. Serie de Fourier

La Serie de Fourier es una función periódica  $f(t)$  compuesta por un valor constante y por la suma de ondas sinusoidales ortogonales, tal como se muestra a continuación.

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=k} [A_n \cos(nwt) + B_n \sin(nwt)] \dots \dots \dots (2.11)$$

Donde:

$A_0$  : valor promedio constante o componente de cd.

$A_n$  : valor de la amplitud de la n-ésima función coseno.

$B_n$  : valor de la amplitud de la n-ésima función seno.

n: n-ésimo término.

w: frecuencia en radianes expresada como  $w = \frac{2\pi}{T}$

De la ecuación (2.11) el parámetro  $A_0$  para el análisis en corriente alterna será el valor de corriente directa (cd) que determina el nivel constante en C.A. que es desplazado un parámetro alterno con respecto al eje horizontal. Así mismo, los parámetros de la sumatoria  $A_n$  y  $B_n$  definen las componentes de la fundamental  $A_1$  y  $B_1$  que son de la misma frecuencia de la onda analizada y las componentes de sus frecuencias más altas llamadas "Armónicas" debido a que su frecuencia es un múltiplo de la frecuencia de las componentes fundamentales. La función  $f(t)$  tiene como finalidad el análisis de circuitos eléctricos con ondas periódicas complicadas.

Para obtener el valor de cada uno de los coeficientes se parte de la manera siguiente para un intervalo de tiempo establecido.

Se tiene en un intervalo de  $[0, T]$  donde para obtener  $A_0$  se multiplican ambos lados de la ecuación (2.11) por la "dt" y a continuación se integran en el rango definido, es decir:

$$\int_0^T f(t) dt = \int_0^T [A_0 + \sum_{n=1}^k A_n \cos(nwt) + B_n \sin(nwt)] dt \dots \dots \dots (2.12)$$

$$\int_0^T f(t) dt = A_0 \int_0^T dt + \sum_{n=1}^k A_n \int_0^T \cos(nwt) dt + B_n \int_0^T \sin(nwt) dt \dots \dots \dots (2.13)$$

De la ec. (2.13) se comprueba que :

$$\int_0^T f(t) dt = TA_0 \dots \dots \dots (2.14)$$

Por lo tanto, tenemos que el coeficiente  $A_0$  presenta el siguiente valor:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \dots\dots\dots(2.15)$$

Para  $A_n$  se multiplica la ec. (2.11) por el  $\cos(mwt)dt$  y se integra, quedando la ec. de la manera siguiente:

$$\int_0^T f(t) \cos(mwt) dt = A_0 \int_0^T \cos(mwt) dt + \sum_{n=1}^k A_n \int_0^T \cos(nwt) \cos(mwt) dt + B_n \int_0^T \text{sen}(nwt) \cos(mwt) dt .$$

.....(2.16)

en la función coseno que multiplica a los términos de toda la ec.(2.11) se define en el argumento de la misma un valor “m” diferente de “n” para que cumpla con las declaraciones de ortogonalidad en donde se establece que:

1. Para todos los coeficientes de  $B_n$  como las funciones que intervienen son senos y cosenos (funciones ortogonales en el intervalo dado), entonces, el resultado de los productos es cero.
2. Es claro que el coeficiente  $A_0$  es cero debido a que su integral en el rango dado es cero donde  $\cos(mwt)$  es una función ortogonal.
3. Por lo tanto, sólo quedará el coeficiente  $A_n$  y su valor será:

$$\int_0^T f(t) \cos(nwt) dt = A_n \int_0^T \cos^2(nwt) dt \dots\dots\dots(2.17)$$

si partimos de la igualdad de  $\cos^2(nwt) = \frac{1}{2} + \cos(2nwt)$  tenemos que  $A_n$  es:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(nwt) dt \dots\dots\dots(2.18)$$

Para determinar el valor del coeficiente  $B_n$  se parte de la misma forma, pero ahora, solo se multiplica la función de  $\text{sen}(mwt)dt$  por la ec. (2.11) y se toman en cuenta los mismos principios para funciones ortogonales obteniendo finalmente que:

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen}(nwt) dt \dots\dots\dots(2.19)$$

Los coeficientes de la serie se pueden representar en función de sus componentes rectangulares de la siguiente forma:

$$C_0 = A_0 \quad \dots\dots\dots(2.20)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \dots\dots\dots(2.21)$$

$$\varphi_n = \text{angtan} \frac{B_n}{A_n} \quad \dots\dots\dots(2.22)$$

y por lo tanto, la serie de Fourier se puede escribir ahora como:

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \quad \dots\dots\dots(2.23)$$

Donde:

$C_0$ : es la componente de directa.

$C_n$ : es el valor armónico de la n-componente armónica.

$\varphi_n$ : es el ángulo de fase de la n-componente armónica.

$C_n$  y  $\varphi_n$ : para  $n = 1$  son la magnitud y el ángulo de fase para la fundamental.

$n$ : es un número entero.

La ecuación (2.23) puede expresarse en su forma compleja como:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n e^{jn\omega t} \quad \dots\dots\dots(2.24)$$

Si partimos de los coeficientes anteriormente definidos se puede obtener los " $C_n$  y  $C_0$ " para la ec. (2.23). En el apartado de simetría utilizaremos como base, los coeficientes  $A_n$  y  $B_n$  para facilitar su entendimiento, pero antes, se definen los conceptos de función par y función impar.

### 2.1.3.1. Funciones PAR-IMPAR

Las características que muchas de las veces presenta una forma de onda pueden ayudarnos para establecer condiciones cuya finalidad sea realizar un estudio más rápido y fácil de la onda; si aplicamos algunas de las consideraciones que a continuación se ven, entonces, tendremos herramientas suficientes para comprobar cuando se puede llevar a cabo el análisis de una señal a lo largo de un periodo definido y cuando se puede definir un nuevo periodo para que el análisis sea más sencillo.

**Función PAR:** Para una señal se tiene que si en un intervalo  $[-L,L]$  la función  $f(x)$  que la describe es PAR entonces se cumplirá que los valores de las ordenadas de la función en el intervalo de  $(0,L]$ , son los mismos que los del conjunto de valores de  $[-L,0)$ ; esto quiere decir que la parte de la señal del primer intervalo es el reflejo de la otra parte de la señal del segundo intervalo como se muestra en la figura 2.2.

**Función IMPAR:** Ahora se tiene una forma de onda en un intervalo  $[-L,L]$  cuya función  $f(x)$  que la describe es IMPAR; entonces, el reflejo de la función en uno de los intervalos ya sea de  $(0,L]$  o, de  $[-L,0)$  será el inverso de uno con respecto del otro, lo cual indica que las ordenadas de la mitad del intervalo son el valor inverso de las ordenadas que forman la parte de la señal en la otra mitad del intervalo; las coordenadas son los valores  $x$ 's y  $f(x)$ 's de la señal. Un ejemplo de una función impar se traza en la figura 2.3.

Si se integra  $f(x)$  a lo largo del intervalo  $[-L,L]$  se tienen para los dos tipos de funciones anteriores, los puntos siguientes:

1. Si la función  $f(x)$  se integra sobre el intervalo  $[-L,L]$  y es una función par, entonces el valor de la integral sobre el intervalo es el siguiente:

$$\int_{-L}^L f(x)dx = 2 \int_0^L f(x)dx \dots\dots\dots(\mathbf{A})$$

2. Si la función  $f(x)$  se integra sobre el intervalo  $[-L,L]$  y es una función impar, entonces el valor de la integral dentro del intervalo es:

$$\int_{-L}^L f(x)dx = 0 \dots\dots\dots(\mathbf{B})$$

Es conveniente recalcar que la mayoría de las funciones no son pares ni impares, por lo que se considera lo siguiente:

1. *El producto de una función impar y una par da una impar.*
2. *El producto de una función par y una impar da una impar.*
3. *El producto de una función impar y una impar da una par.*
4. *El producto de una función par y una par da una par.*

Si la forma de onda a analizarse se encuentra compuesta por una función  $f(x)$  par y una función  $\text{sen}(x)$ , el resultado de la misma será una función impar debido a que  $\text{sen}(x)$  es impar y el producto de una función par por una impar es impar de los enunciados 1 y 2 y por lo tanto, su integral es cero. Pero si se tiene que la forma de onda se encuentra compuesta por una  $f(x)$  par y

una función coseno, entonces la función total será una función par debido a que ambas son funciones pares resultando la integral de la señal a lo largo del intervalo diferente de cero.

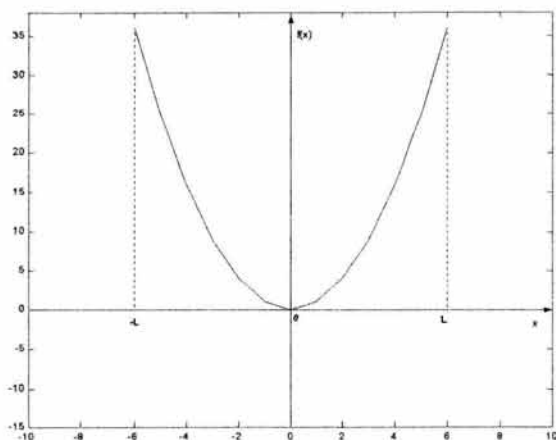


Figura 2.2. Representación gráfica de una función par.

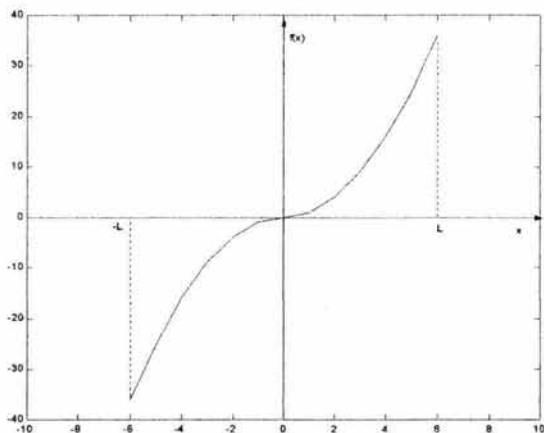


Figura 2.3. Representación gráfica de una función impar.

Como ya se definieron las propiedades de una función de manera general, ahora aplicaremos las condiciones de simetría para determinar la eliminación de los coeficientes de la Serie de Fourier realizando el análisis en función del tiempo y tomando como consideración el intervalo del período en el rango de  $[-T/2, T/2]$  para facilitar el cálculo de las integrales.

### 2.1.3.1.1 Simetría PAR:

Se dice que una función tiene simetría par cuando en un intervalo dado de  $[-T/2, T/2]$  se encuentran una función tal que:

$$f(t) = f(-t) \dots \dots \dots (2.25)$$

Esto quiere decir que la función que se encuentra trazada en la figura 2.4 muestra una función par debido a que cumple con la ec. (2.25), lo cual comprueba que una función es el reflejo de la otra formando una propia en su totalidad tomando como referencia el eje Y. Debido a que las señales analizadas en los sistemas eléctricos son generalmente de forma aproximadamente sinusoidal, entonces, se puede dar como ejemplo, la función coseno la cual presenta simetría par si se refiere al eje vertical de la figura.

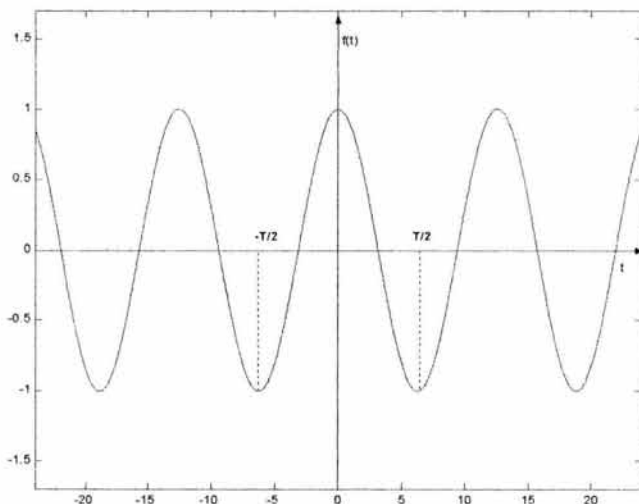


Figura 2.4. Representación gráfica de la simetría en una función coseno.

### 2.1.3.1.2. Simetría IMPAR:

Se dice que una función tiene simetría impar en un intervalo dado de  $[-T/2, T/2]$  si una función se encuentra determinada como:

$$f_1(t) = f(-t) = -f(t) \dots \dots \dots (2.26)$$

Lo que expresa que una función tiene simetría impar si el reflejo sobre el eje Y de una función en un intervalo de  $[-T/2,0]$  es la reflexión inversa de la misma función en otro de  $[0,T/2]$ , este fenómeno viene indicado por el signo en la expresión (2.26) y se muestra gráficamente en la figura 2.5.

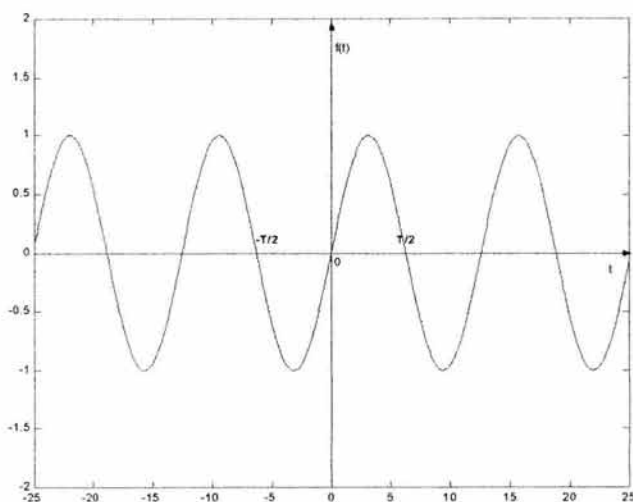


Figura 2.5. Representación de la simetría de una función seno.

Así mismo, si se tiene que analizar una función par a través de la Serie de Fourier, los coeficientes  $A_n$  se expresan en un intervalo dado  $[-T/2, T/2]$  como:

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad \text{donde } B_n = 0 \text{ para una función par .....(2.27)}$$

para llegar al resultado de la ec. (2.27) se parte de los resultados obtenidos en las ecs. (A) y (B) y de las consideraciones (1-4) para funciones pares e impares; es decir, si se va a analizar una función par con la serie de Fourier, entonces todas las  $B_n$  van a ser cero debido a que contienen integrales de productos que dan como resultado una función impar y como sabemos que la integral de una función impar en un intervalo dado es cero, por lo tanto se comprueba el valor de los  $B_n$ , el valor numérico de  $A_n$  (4) se encuentra en la ec. debido a que ya no se realiza la integración en todo el intervalo  $[-T/2, T/2]$ .

De la misma manera, para analizar una función impar por conducto de la Serie de Fourier para el mismo intervalo se concluye que:

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \text{sen}(n\omega t) dt \quad \text{donde } A_n = 0 \text{ para una función impar} \dots \dots \dots (2.28)$$

El intervalo que se considera es para facilitar el análisis de los coeficientes de la Serie de Fourier, en las ec. (2.27) y (2.28) resulta que la integral se multiplica por el número 4 debido a que ya no es necesario hacer el análisis para la otra mitad del período por las características de las funciones, ya que si no se tomarán en cuenta se debería calcular la integral para el intervalo completo.

### 2.1.3.1.3 Simetría Semi-ondular

La simetría semi-ondular de una onda se encuentra definida como:

$$f(t) = -f(t + T/2) \quad \text{para todo } t \text{ real y } T \text{ entero} \dots \dots \dots (2.29)$$

que quiere decir que si el valor de una función (su ordenada) en un tiempo  $t$  dado es igual al valor negativo de la misma función en la mitad del intervalo siguiente, entonces, existirá simetría semi-ondular en la señal  $f(t)$  y sus coeficientes se determinan a partir de las expresiones (2.27) y (2.28) con la consideración de que para  $n$ 's pares, tanto  $A_n$  como  $B_n$  serán cero, lo cual nos indica que todas las formas de onda con simetría semi-ondular solamente contendrán armónicas impares (para mayor información de este apartado, consultar: "Power System Harmonics", p.p.10).

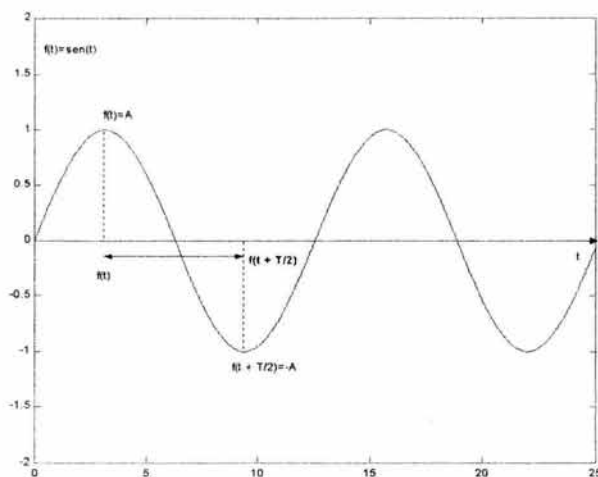


Figura 2.6. Representación de la existencia de simetría semi-ondular Cuando  $f(t) = -f(t + T/2)$ .



### 2.1.3.2. Transformada de Fourier

La transformada de Fourier es una herramienta indispensable que facilita el análisis de sistemas y señales previamente modelados y se expresa de la siguiente manera:

$$F(w) = \int_{-L}^L f(t) e^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots(2.30)$$

donde  $F(w)$  es la transformada de Fourier de la función  $f(t)$  en el dominio de la frecuencia para un intervalo de estudio definido de  $[-L, L]$ .

$$f(t) = \frac{1}{L} \int_{-L}^L F(w) e^{j\omega t} dw \dots\dots\dots(2.31)$$

y también se obtiene la transformada de Fourier de  $F(w)$  para un rango de  $[-L, L]$  cualquiera regresando de nuevo lo que era la función de  $f(t)$  en el dominio del tiempo teniendo así la pareja de transformadas en donde  $F(w)$  expresa la transformada original y  $f(t)$  la transformada inversa pudiendo así, realizar un mapeo del tiempo a la frecuencia y viceversa; es decir, si tenemos una función en el tiempo, con esta herramienta podemos convertir la función al dominio de la frecuencia con objeto de facilitarnos el análisis de la señal en un intervalo determinado.

La expresión (2.30) se puede expresar en su forma real e imaginaria como:

$$F(w) = \text{Real}\{F(w)\} + j \text{Imag}\{F(w)\} \dots\dots\dots(2.32)^*$$

Y de esta manera se pueden obtener su espectro de amplitud y de fase a la frecuencia de la señal determinada tomando en cuenta el valor absoluto de  $F(w)$  para la amplitud:

$$|F(w)| = \sqrt{\{[\text{Real}F(w)]^2 + [\text{Imag}F(w)]^2\}} \dots\dots\dots(2.33)$$

$$\alpha(w) = \text{angtan} \frac{\text{Imag}F(w)}{\text{Real}F(w)} \dots\dots\dots(2.34)$$

La transformada de Fourier es el punto de partida para los métodos de análisis de señales en la actualidad debido a que es una herramienta que mejora el estudio de las formas de onda no sinusoidales gracias a que partiendo de ella se puede trabajar tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo (todo dependerá del dominio en el que la señal sea más fácil de analizar). Del mismo modo, podemos establecer que si la función es periódica en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, si se muestrea  $f(t)$  o  $F(w)$   $q$  veces en un intervalo  $[-L, L]$ , tendremos las expresiones siguientes:

$$F(w_k) = \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} f(n \Delta T) e^{-jn 2\pi k / q} \dots\dots\dots(2.35)$$

y

$$f(t_n) = \sum_{k=0}^{q-1} F(k\Delta\Omega) e^{-jn2\pi k/q} \dots\dots\dots(2.36)$$

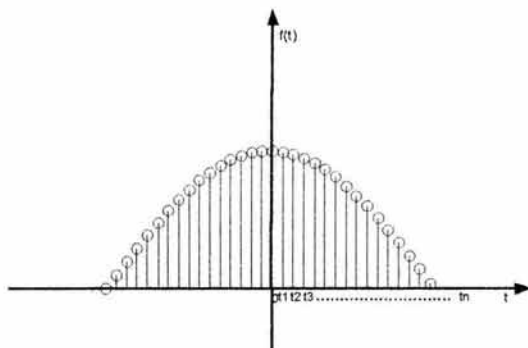
donde:

$$k = n = 0, 1, 2, 3, \dots, q-1$$

$$w_k = k\Delta\Omega = k2\pi/\Delta T = k2\pi/T/q$$

Considerando a saber que la expresión (2.35) da como resultado la función de transformación muestreada original en el dominio de la frecuencia, y la expresión (2.36) da su transformación inversa muestreada en el dominio del tiempo.

De estas expresiones se obtiene un método de análisis más conveniente para las formas de onda no-sinusoidales tomando muestras de magnitud conocida de una señal periódica representada en un tiempo determinado por un conjunto de puntos separados en tiempo  $t_n$  tal como se muestra en la figura 2.7.



**Figura 2.7. Representación gráfica de función coseno muestreada en un tiempo  $t_n$ .**

Como en la actualidad es más eficaz el uso de los analizadores de formas de onda digitales, se opta por realizar el análisis de Fourier a través de la DFT (Discrete Fourier Transformer), debido a que es muy conveniente para la valoración de cálculos numéricos de señales con computadoras digitales. La DFT normalmente se calcula por la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que es

un algoritmo que hoy en día funge como una técnica de estudio para datos muestreados efectiva para el tratamiento de las componentes armónicas generadas por señales no-sinusoidales.

### 2.1.4. Valores eficaces de formas de onda no-sinusoidales

El valor eficaz de una función se define como “la raíz cuadrada del promedio de la función elevada al cuadrado en un intervalo de tiempo con período T definido”; es decir:

$$valor_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{f(t)\}^2 dt} \dots\dots\dots(2.37)$$

#### 2.1.4.1 Corriente y voltaje eficaz o rms

Para obtener la corriente eficaz de una forma de onda no-sinusoidal se tiene de la ec. (2.23) para una forma de onda  $i(t)$  que la expresión determinada para un intervalo de  $[0, T]$  se encuentra dada por:

$$i(t) = I_0 + I_{p1}\text{sen}(wt) + I_{p2}\text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3}\text{sen}(3wt + \varphi_3) + I_{p4}\text{sen}(4wt + \varphi_4) + \dots + I_{pn}(nwt + \varphi_n) \dots(2.38)$$

su valor eficaz de la ec. (2.37) es, entonces:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{I_0 + I_{p1}\text{sen}(wt) + I_{p2}\text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3}\text{sen}(3wt + \varphi_3) + \dots + I_{pn}\text{sen}(nwt + \varphi_n)\}^2 dt} \dots\dots\dots(2.39)$$

Si partimos de las características de una señal como las anteriormente analizadas, tales como su simetría, ortogonalidad y algunas identidades trigonométricas observamos que el resultado será:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_{p1}^2 + I_{p2}^2 + I_{p3}^2 + I_{p4}^2 + \dots + I_{pn}^2}{2}} \dots\dots\dots(2.40)$$

de la ec.(1.40) se tiene que los valores eficaces de cada una de las componentes son:

$$I_{rms1} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \quad I_{rms2} = \frac{I_{p2}}{\sqrt{2}} \quad I_{rms3} = \frac{I_{p3}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots \text{hasta } I_{rmsn} = \frac{I_{pn}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(2.41)$$

donde p indica valor pico y n es un número entero.

si se aplica esto mismo a la función voltaje se obtiene que:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + V_{p3}^2 + V_{p4}^2 + \dots + V_{pn}^2}{2}} \dots\dots\dots(2.42)$$

$$V_{rms1} = \frac{V_{p1}}{\sqrt{2}} \quad V_{rms2} = \frac{V_{p2}}{\sqrt{2}} \quad V_{rms3} = \frac{V_{p3}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots \text{hasta } V_{rmsn} = \frac{V_{pn}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(2.43)$$

**2.1.4.2. Potencia promedio**

Para determinar la potencia promedio definamos un intervalo T para una forma de onda no sinusoidal conformada por el producto del voltaje y la corriente como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \dots\dots\dots(2.44)$$

donde tenemos que i(t) y v(t) se expresan de la siguiente manera:

$$i(t) = I_{p1} \text{sen}(wt + \varphi_1) + I_{p2} \text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3} \text{sen}(3wt + \varphi_3) + \dots + I_{pn} \text{sen}(hwt + \varphi_n) \dots\dots\dots(2.45)$$

$$v(t) = V_{p1} \text{sen}(wt + \beta_1) + V_{p2} \text{sen}(2wt + \beta_2) + V_{p3} \text{sen}(3wt + \beta_3) + \dots + V_{pn} \text{sen}(hwt + \beta_n) \dots\dots\dots(2.46)$$

si aplicamos la ec. (2.44) a las expresiones (2.45) y (2.46) el resultado es:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \{ [V_{p1} \text{sen}(wt + \beta_1) + V_{p2} \text{sen}(2wt + \beta_2) + \dots] [I_{p1} \text{sen}(wt + \varphi_1) + I_{p2} \text{sen}(2wt + \varphi_2) + \dots] \} dt$$

Se parte de las propiedades de ortogonalidad para reducir las funciones de la expresión anterior dejando solo las de n-término iguales para ambas señales tomando como precedente el período de la frecuencia más baja quedando así:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ph} \text{sen}(h\omega t + \beta_h) I_{ph} \text{sen}(h\omega t + \varphi_h) dt \dots\dots\dots(2.47)$$

si nos ayudamos de la igualdad de la función trigonométrica siguiente:

$$\text{sen}(x)\text{sen}(y) = \frac{1}{2} [\cos(x-y) - \cos(x+y)] \dots\dots\dots\textcircled{C}$$

da como resultado: 
$$P = \frac{V_{p\ h} I_{p\ h}}{2} \cos(\beta_h - \varphi_h) \dots\dots\dots(2.48)$$

para cada uno de los términos donde el n-término de la señal de voltaje sea igual al n-término de la señal de corriente.

Si tenemos una forma de onda no-sinusoidal y queremos obtener la potencia promedio de la señal, deberemos calcular la suma de la potencia fundamental y de cada una de sus componentes armónicas como se representa a continuación:

$$P = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} \cos(\beta_1 - \varphi_1) + \frac{V_{p2} I_{p2}}{2} \cos(\beta_2 - \varphi_2) + \frac{V_{p3} I_{p3}}{2} \cos(\beta_3 - \varphi_3) + \dots + \frac{V_{pn} I_{pn}}{2} \cos(\beta_n - \varphi_n) \dots\dots\dots(2.49)$$

pero, si se cuenta con los valores eficaces de las formas de onda de voltaje y corriente, la expresión (2.49) se determina como:

$$P = V_1 I_1 \cos(\beta_1 - \varphi_1) + V_2 I_2 \cos(\beta_2 - \varphi_2) + V_3 I_3 \cos(\beta_3 - \varphi_3) + \dots + V_n I_n \cos(\beta_n - \varphi_n) \dots\dots\dots(2.50)$$

### 2.1.4.3. Potencia aparente

Para determinar la potencia aparente solo hace falta realizar el producto de las señales de voltaje y corriente eficaces partiendo de las ecs. (2.40) y (2.42) como sigue:

$$P_{apar} = \sqrt{\frac{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + \dots + V_{ph}^2}{2}} X \sqrt{\frac{I_{p1}^2 + I_{p2}^2 + \dots + I_{ph}^2}{2}} \text{ [VA]} \dots\dots\dots(2.51)$$

#### 2.1.4.4. Factor de potencia

Para obtener el factor de potencia en formas de onda no-sinusoidales solo es necesario dividir la potencia promedio entre la potencia aparente calculadas:

$$F.P. = \frac{P}{P_{apar}} \dots\dots\dots(2.52)$$

lo cual nos indica que se va a dividir la potencia promedio tanto de la fundamental como de sus componentes armónicas entre un valor real eficaz.

# CAPITULO 3

## FUENTES DE ONDAS NO-SINUSOIDALES

Anteriormente este tipo de fuentes se vieron representadas por las características internas de todos aquellos dispositivos eléctricos que se fabricaban (y se fabrican aún en la actualidad) con núcleos de hierro, como transformadores, balastos magnéticos de luminarias tipo fluorescente y otros que no afectaron de manera preponderante en esa época; ahora, las fuentes más importantes de formas de onda no-sinusoidales son las creadas por la nueva tecnología llamada “electrónica de potencia” gracias a la cual se dieron cambios muy prometedores en los sistemas eléctricos de potencia en donde las eficiencias y la calidad de los sistemas de producción aumentó, pero, aumentaron los efectos en los dispositivos eléctricos, principalmente en los sistemas de alimentación reflejando notables daños y mal funcionamiento.

A continuación se muestran algunos de los aspectos más importantes que definen una fuente, las principales áreas en donde aparecen y los principales productores de ondas no-lineales tomando en consideración, factores, consecuencias y soluciones derivadas de la existencia del fenómeno en los sistemas eléctricos de potencia.

### 3.1. FUENTES NO-LINEALES

En la mayoría de los sistemas eléctricos las fuentes no-lineales se modelan como fuentes de corriente armónica; es decir, como fuentes que inyectan corrientes cuya frecuencia es múltiplo de la corriente del sistema que provocan la deformación de la forma de onda de la red de alimentación debido a la impedancia menor que representa la red con respecto a la carga. Por ejemplo, en la actualidad los convertidores electrónicos de potencia adicionan disturbios inherentes tanto a la línea de alimentación como a la carga misma.

En la figura 3.1 se muestra una Compañía de Energía que suministra a un determinado número de cargas entre las que se cuentan una que contiene equipos electrónicos de potencia; por lo tanto, se tiene que en el punto de acoplamiento común PAC o PCC (point commun couple) se distorsiona la forma de onda a causa de la carga electrónica debido a que esta cuenta con dispositivos de estado sólido tales como diodos, tiristores, etc., que presentan características de funcionamiento a-lineales y que finalmente producen formas de onda no-sinusoidales desarrollando corrientes armónicas  $I_h$  que describen una trayectoria hacia el lado de la red eléctrica en donde la impedancia de la línea es finita (muy pequeña aunque no es cero).

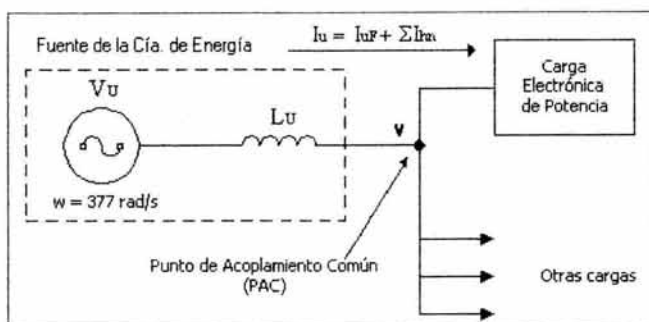


Figura 3.1. Carga electrónica conectada a un Sistema de Suministro de Energía Eléctrica.

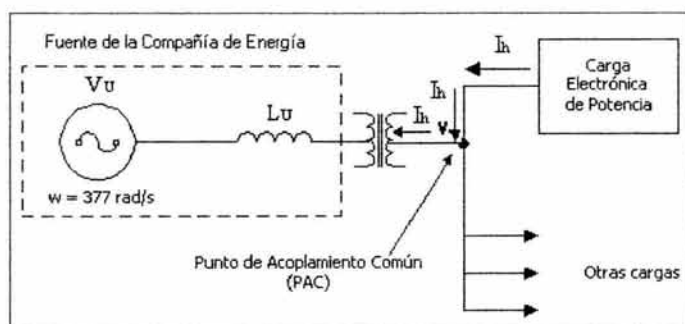


Figura 3.2. Efecto de una carga electrónica en un Sistema Eléctrico.

En la figura 3.2. se observa como una carga electrónica maneja ondas no-sinusoidales que aparecen como una fuente de corrientes armónicas. Este tipo de corrientes deforman la onda en el PAC debido a que se van sumando o restando a la original determinando finalmente una señal no-sinusoidal totalmente diferente de la inicial que afecta a las demás cargas produciendo efectos serios en el sistema.

Las corrientes generadas por este tipo de cargas electrónicas desarrollarán un aumento en las características no deseables del transformador que las alimenta tales como: pérdidas por histéresis, por corrientes de eddy en el núcleo y sus devanados, por dispersión, por efecto Joule, que elevarán el nivel de temperatura en los devanados, que pueden disminuir hasta cierto punto el tiempo de vida del transformador si dañan sus aislamientos. En donde las pérdidas totales en el transformador provocadas por la carga conectada no deben superar la capacidad máxima de placa como lo muestra la ec.(3.1.).

$$C_{Trans} \geq C_{Carga} + P_{Totales} \geq C_{Carga\ electronica} \dots\dots\dots(3.1.)$$

Donde:

- $C_{Trans}$  : capacidad máxima de placa del transformador.
- $C_{Carga}$  : capacidad suministrada a una carga normal.
- $P_{Totales}$  : capacidad extra debido a las pérdidas en el núcleo, devanados, yugo, etc., del transformador
- $C_{Carga\ electronica}$  : capacidad total requerida por una carga electrónica.



Para comenzar con el análisis del problema trataremos los aspectos más usuales que muestran algunos de los tipos de cargas electrónicas que hoy en día aparecen dentro de los sistemas eléctricos de potencia; para lo cual, manejamos tres niveles en donde se hace mención de las fuentes introducidas en cada uno de los niveles con el objetivo primordial de establecer la aportación armónica de las fuentes a los equipos de alimentación, en este caso, al transformador.

### 3.1.1. Zona Industrial

La mayor parte de los problemas armónicos en la actualidad son asociados con las industrias debido a que en ellas aparecen en su mayoría, cargas de ondas no-sinusoidales de gran escala cuyas características las hacen fuentes no deseables para la Compañía de Energía que las alimenta tal como lo muestran los siguientes incisos:

1. Primeramente, los complejos industriales involucran cargas no-lineales de gran capacidad aplicadas a procesos donde se realiza la conversión de CA a CD a gran escala mediante rectificadores grandes, también se incluyen aplicaciones para el control ajustable de la velocidad de motores dentro de los complejos, controles de CD, hornos de arco y hornos de inducción entre otros que pueden ser parte importante de la carga total de las plantas industriales.
2. Por otro lado, las industrias generalmente cuentan con bancos de capacitores para corregir el factor de potencia, porque la mayoría de los equipos que utilizan, por ejemplo, los motores, presentan un bajo factor de potencia que obliga al cliente a implementar bancos de capacitores en su sistema eléctrico lo cual puede provocar condiciones resonantes que eleven de forma significativa las corrientes armónicas generadas por las cargas no-lineales.

Hoy en día existen un sinnúmero de dispositivos electrónicos que afectan tanto a la Compañía Suministradora de Energía como a la fábrica en donde se encuentran instalados, dispositivos que debido a su funcionamiento básico, producen efectos parecidos en la red donde son conectados.

Año con año aumenta el crecimiento del uso de los convertidores de potencia estática debido a que este tipo de tecnología mejora los sistemas de control de velocidad que se tenían, evita mantenimientos mayores y maneja altas eficiencias en el sistema eléctrico donde se conecta.

Las características de estos dispositivos han animado al cliente a utilizarlos en una amplia variedad de rangos tanto para el lado de ca como para el lado de cd para diferentes niveles en el control de motores. No hace mucho tiempo este tipo de sistemas se consideró una carga reducida que generaba pequeñas cantidades de armónicos, ahora no sucede lo mismo debido al enorme crecimiento que ha representado la instalación constante de una amplia variedad de equipos para un sinnúmero de aplicaciones generales y especiales en la industria.

#### 3.1.1.2. Convertidor Estático de Potencia

El convertidor estático de potencia es un dispositivo electrónico que tiene como finalidad, convertir la potencia en CA a potencia en CD o viceversa; es un dispositivo que cuenta con

elementos cuya tecnología se basa en la fabricación de estado-sólido, algunos ejemplos de los elementos construidos con esta tecnología son los siguientes:

1. Diodos: son elementos semiconductores utilizados para llevar corriente en una dirección cuando se aplica un voltaje de ruptura determinado.
2. Los rectificadores controlados de silicio (SCR's): son como un diodo, la única diferencia es que en este elemento se controla su voltaje de ruptura por medio de una corriente aplicada a la compuerta del SCR; es decir, se pueden manejar diferentes niveles de voltaje de disparo para corrientes de compuerta diferentes lo cual lo hace un elemento indispensable en el control de motores.
3. Otro elemento es el DIAC que puede conducir en cualquiera de las dos direcciones para un voltaje de ruptura fijo.
4. Los GTO's: son elementos (SCR) que ya no necesitan un circuito extra de apagado (arreglos RC) debido a que tienen la característica especial de apagado propia; es decir, si se desea apagar el tiristor solo se tiene que aplicar una pulsación de corriente alta de varios amperes a la compuerta del GTO.
5. Los transistores de potencia: los cuales son muy comunes en el control de maquinaria como interruptores para el paso o bloqueo de la corriente; se utilizan generalmente en la construcción de inversores.
6. También tenemos el IGBT que es un transistor bipolar de compuerta aislada que se controla por medio de la aplicación de un voltaje de compuerta donde se tiene una corriente mínima porque la impedancia de compuerta es muy alta; este tipo de elementos se utiliza para aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia.<sup>1</sup>

De los elementos anteriores los componentes electrónicos más utilizados como interfase en sistemas de potencia son, los SCR's, GTO's y los transistores de potencia; pero, hay ciertas consideraciones para su uso final que trazan algunas diferencias de unos con respecto de los otros.

- a) Con los transistores de potencia se puede manejar más velocidad pero menos potencia.
- b) Con los SCR's se maneja más potencia que en cualquiera de los otros dos, aunque su velocidad es mucho menor.
- c) El GTO es el punto intermedio de aplicación entre los SCR's y los transistores de potencia debido a que maneja más potencia que el primero y menos que el segundo, pero también puede manejar menos velocidad que el transistor de potencia y más que el SCR.

Por lo tanto, el uso de cualquiera de los componentes anteriores depende de la aplicación industrial que se lleve a cabo.

#### 3.1.1.2.1. Tipos de convertidores de potencia

1. **Rectificador de onda completa:** mediante un puente rectificador de cuatro diodos como el mostrado en la figura 3.3a se obtiene una salida aproximada como en la figura 3.3b.

---

<sup>1</sup> Para mayor información consultar el libro: "Electrónica de Potencia". Autor: Guy Seguíer.

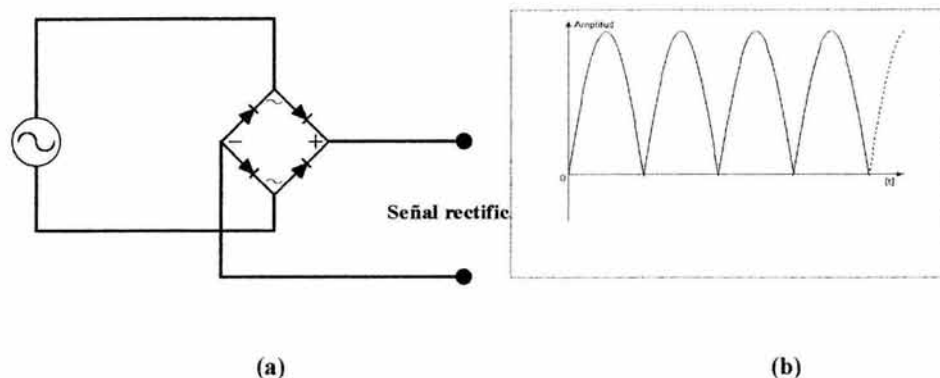


Figura 3.3. a) Puente rectificador. b) Señal de salida.

2. **Rectificador trifásico de onda completa:** En la figura 3.4a se muestra una configuración de circuitos rectificadores trifásicos con su respectiva señal de salida en donde la onda de salida se encuentra más alisada; si entre la salida de este rectificador y la carga conectamos un inductor en serie, esto nos serviría para alisar más la señal que va hacia la carga.

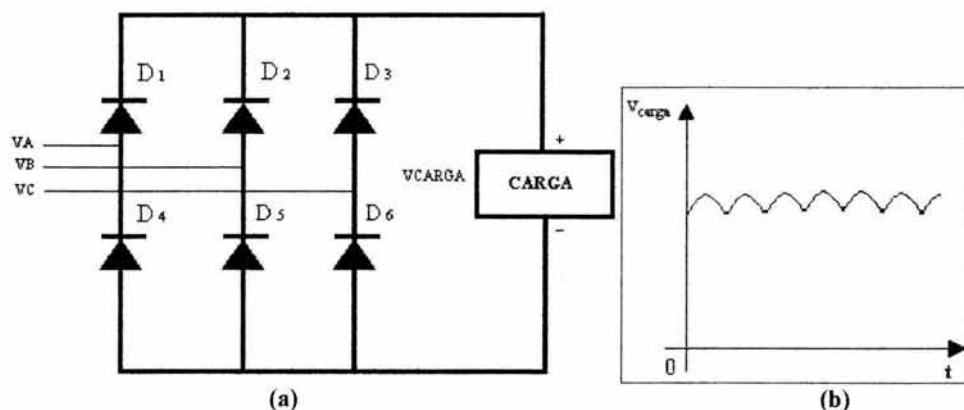


Figura 3.4. (a) Puente rectificador trifásico. b) Forma de la onda del voltaje de salida rectificada.

3. **Control de fase de un SCR:** el control del ángulo de fase de un SCR para una carga de corriente continua puede crear las señales de salida mostradas en las figuras 3.5a y 3.5b para una carga alterna producirá efectos parecidos en cada uno de sus lóbulos (positivo y negativo). Si la carga fuera inductiva entonces se reflejaría un retraso aprox. de  $90^\circ$  de la corriente con respecto al voltaje de la carga.

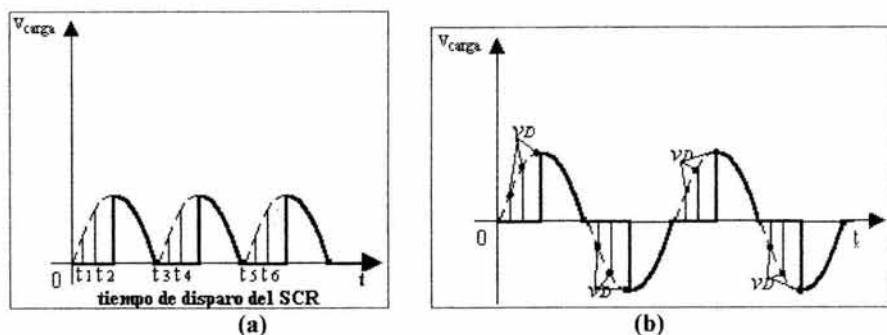


Figura 3.5. a) Control de fase para una señal continua. b) Control de fase para una señal en alterna.

4. **Rectificador de onda completa con SCR's:** con los rectificadores de onda completa en base a SCR's se implementa el control del voltaje de salida (cc) para la carga (algo que no se puede llevar a cabo con los rectificadores de diodos). En la figura 3.6 se muestra un rectificador trifásico de seis pulsos con un inductor de choque que funciona para alisar la señal de salida (también se puede introducir un capacitor en paralelo).

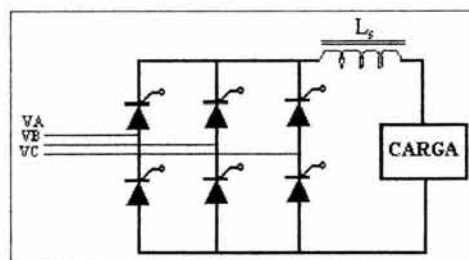


Figura 3.6. Rectificador trifásico de onda completa con SCR's.

5. **Inversores:** la característica de los inversores es que una señal de cc la convierten en una señal de ca a otra frecuencia. Si tenemos un inversor para cambiar la frecuencia del equipo que se va a alimentar, necesitaremos antes, un rectificador. Por otra parte, como se usan SCR's para el inversor, se necesitan circuitos de almacenamiento de energía (por ejemplo un condensador junto con una resistencia  $R$  para controlar el disparo por fase del SCR) para implementar sistemas on-off para los SCR's cuando uno se enciende, el otro se apaga y viceversa; o un inversor operado con GTO's en cuyo caso no se requieren capacitores de conmutación debido a que el proceso de apagado se lleva a cabo por medio de una corriente aplicada a la compuerta del mismo GTO, esta corriente provoca el apagado del GTO. Los siguientes tipos de inversores son los más usados:

- a) **Inversor por alimentación de corriente (IAC ó CSI):** usado normalmente para aplicaciones de controladores de ca grandes con una inductancia conectada en serie entre el circuito inversor y el rectificador para mantener la corriente constante, aunque es importante decir que como no se tiene un control estable a la

salida de voltaje, esta fluctuará ampliamente. En la figura 3.7 se muestran las señales características a la salidas de este tipo de inversor.

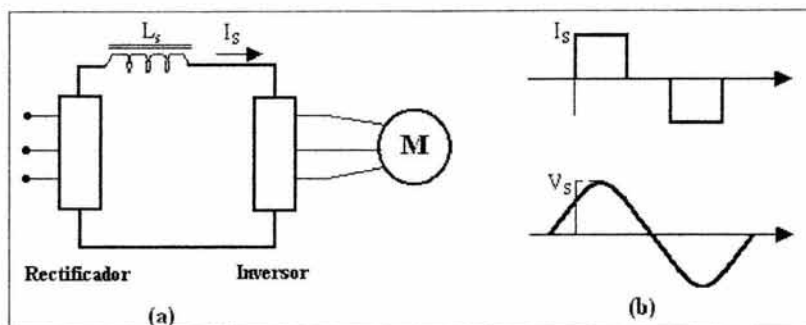


Figura 3.7. (a) Circuito inversor alimentado por una corriente constante. (b) Formas de onda de salida.

- b) **Inversor con alimentación de voltaje (IAV ó VSI):** también usado para controladores (como los ASD's) que tienen la configuración mostrada en la figura 3.8 con un rectificador conectado a un inversor por medio de un inductor en serie y un capacitor en paralelo con una variación de corriente grande para mantener el voltaje constante; por lo tanto, las variaciones de voltaje serán pequeñas, pero las variaciones de corriente cambiarán con la variación de la carga.

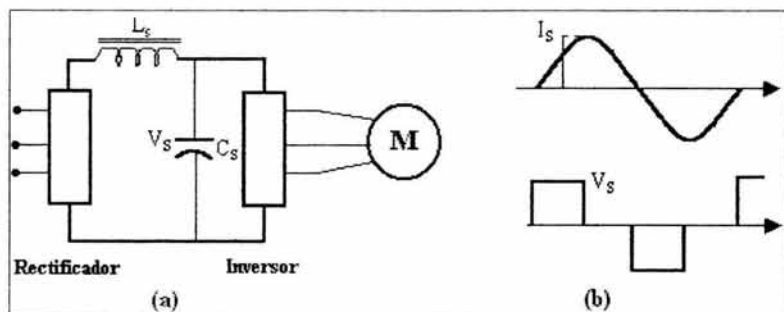


Figura 3.8. (a) Circuito inversor alimentado a voltaje constante. (b) Formas de onda de salida.

- c) **Inversor por Modulación de Ancho de Pulso (MAP ó PWM):** un inversor de este tipo, es parecido al inversor alimentado por voltaje (tiene una configuración parecida) salvó que su parte inversora presenta conmutación forzada y su puente rectificador es de diodos. La sección inversora produce la modificación de la amplitud de una secuencia de pulsos; mediante el ángulo de disparo controlado de

los transistores se pueden producir un grupo de pulsos para el lóbulo positivo y otro para el lóbulo negativo, se puede manejar una frecuencia diferente al variar el tiempo en el que se realiza el disparo en los transistores, recortando el número de pulsos para aumentar la frecuencia o aumentándolo para disminuirla, de la misma manera, se reduce la magnitud de los pulsos o incrementa para elevar el voltaje (si se toma como referencia una señal sinusoidal se verá más claro). Un inversor de este tipo conmuta varias veces a lo largo de un ciclo (alrededor de 24000 veces por segundo)es por esto que requiere transistores de altas frecuencias tales como los GTO o IGBT. Con la variación de los parámetros anteriores el control de la velocidad de motores de ca es menos complejo. La figura 3.9 muestra la señal de salida de este tipo de inversores.

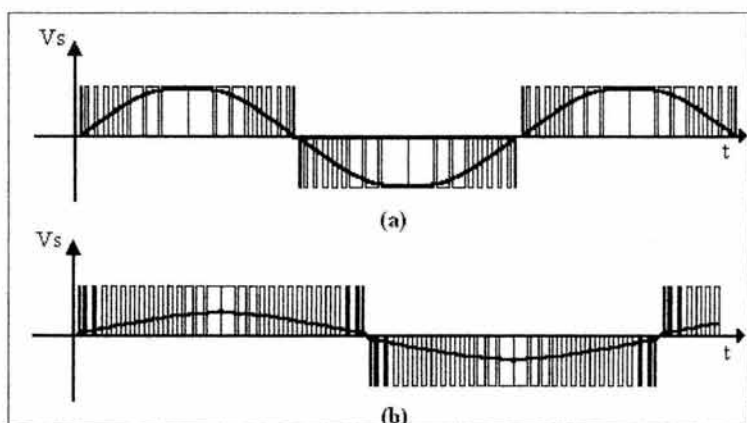


Figura 3.9. (a) y (b) Control del voltaje efectivo y de frecuencia con pulsos de ancho diferentes debido al ángulo de disparo de los transistores. (a) Voltaje y frecuencia normal. (b) Voltaje y frecuencia menor.

6. **Cicloconvertidor:** es un dispositivo que convierte la frecuencia de una potencia de ca a una frecuencia diferente de potencia ca, ya no usa un rectificador en sí, puesto que la conversión de frecuencia es directa. Su configuración básica (para una fase) se muestra en la figura 3.10.

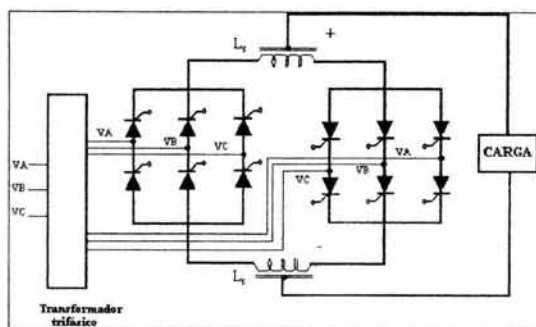


Figura 3.10. Fase de un cicloconvertidor con inductor de supresión para formas de onda no-lineales.

**NOTAS IMPORTANTES:**

- a) Como se muestra en la figura 3.2, las componentes armónicas de las fuentes de ondas no-sinusoidales normalmente tienden a irse a la red eléctrica de la Compañía Suministradora y por lo tanto, pasan por los equipos de alimentación (Transformadores) antes de llegar a la misma. Este efecto se debe a que las componentes de las formas de onda de las cargas electrónicas buscan los caminos que presentan menor resistencia a su paso, como la carga ofrece una mayor impedancia que la red de alimentación (que se encuentra provista de una impedancia que es generalmente no muy significativa, aunque no es cero), entonces, las componentes generadas en el proceso de alimentación a la carga electrónica tienden a seguir el trayecto carga-Compañía provocando a su paso efectos importantes en el sistema eléctrico de potencia (principalmente calentamientos).
- b) El breve repaso que se presentó en el apartado anterior sobre los dispositivos más usuales que aparecen en la electrónica de potencia tiene por objeto mostrar en cierta manera, las formas de onda que generalmente manejan los equipos electrónicos; es indudable acentuar que las formas de onda son no-lineales y por lo mismo, difieren de la señal de alimentación alterna que les suministra la red eléctrica lo cual lleva tanto al cliente como a la Compañía que lo suministra, a tomar medidas pertinentes para la reducción del efecto de las cargas electrónicas. Como se puede ver, en un rectificador monofásico o trifásico de onda completa (figuras 3.3 y 3.4) las formas de salida del dispositivo no se encuentran alisadas, entonces, esta señal de salida presenta cambios ligeramente bruscos en cada semiciclo que producirán componentes armónicas en la señal.
- c) Para los rectificadores de onda completa que emplean tiristores es importante resaltar que las formas de onda producidas por estos equipos producirán componentes de onda armónicas que afectarán la forma de la onda de entrada del rectificador. Cabe notar que los rectificadores de onda completa que funcionan en base a SCR's introducirán más componentes al sistema de ca debido a sus características de funcionamiento. El efecto de las formas de onda de salida dependerá claro está, del retraso del ángulo de fase y del tiempo de conmutación dependiente de su propia reactancia que es la que produce el cambio de los tiristores; es decir, controla la entrada de un SCR y al mismo tiempo la salida del otro. La producción de los componentes extras de las señales de salida se rigen por la siguiente expresión:

$$h = kq \pm 1 \quad , \quad I_h = I_1/h \dots \dots \dots (3.2.)$$

Donde:

- h*: es el orden de la componente armónica.  
*k*: es un número entero positivo diferente de cero.  
*q*: número de pulsos del circuito rectificador.  
*I<sub>1</sub>*: la amplitud de la onda fundamental de corriente.  
*I<sub>h</sub>*: la amplitud de la onda armónica de corriente.

y las componentes de onda de corriente armónica presentes en el lado de ca cuando se utilizan este tipo de convertidores generalmente son las que se muestran en la tabla siguiente:

Pulsos del convertidor	Orden armónico							
	5	7	11	13	17	19	23	25
6	0.175	0.11	0.045	0.029	0.015	0.010	0.009	0.008
12	0.026	0.016	0.045	0.029	0.002	0.001	0.009	0.008
18	0.026	0.016	0.007	0.004	0.0015	0.001	0.001	0.001
24	0.026	0.016	0.007	0.004	0.0002	0.001	0.0009	0.0008

Tabla 1<sup>2</sup>

d) Así mismo, los cicloconvertidores también introducen componentes armónicas a la onda senoidal del sistema en ca mismas que se basan en la ecuación siguiente:

$$f_h = f_i(kq \pm 1) \pm 6nf_o \dots\dots\dots (3.3)$$

**Donde:**

- $f_h$ : es la frecuencia armónica resultante de la relación de  $f_i$  y  $f_o$ .
- $f_i$ : frecuencia de la línea conectada a la entrada del cicloconvertidor.
- $K$ : número entero no-negativo, 1,2,3 en adelante.
- $q$ : número de pulsos.
- $n$ : número entero no-negativo, 0,1,2,3... en adelante.
- $f_o$ : frecuencia de salida del cicloconvertidor a la carga.

La expresión (3.3) nos dice que la frecuencia armónica dependerá de las frecuencias dominantes de un convertidor de potencia estática normal más un rango definido más-menos por la frecuencia de salida del cicloconvertidor  $f_o$  que determinará los rangos extremos de la frecuencia dominante. Como ya se observó con las formas de onda de salida de la figura 3.14 para el dispositivo electrónico, las cuales no son totalmente sinusoidales y por lo tanto, introducirán componentes armónicas al sistema de ca.

Con las notas escritas anteriormente se intenta explicar que los equipos electrónicos que se utilizan en la actualidad manejan formas de onda no-lineales, ¿por qué?, simple y sencillamente porque se encuentran constituidos por dispositivos no-lineales como el diodo o el SCR. Una parte de las componentes producidas en los procesos de rectificación, inversión, cambio de frecuencia directo o indirecto, si no es que gran parte, se refleja al sistema de ca provocando daños principalmente a los equipos de alimentación, ya sea en forma de ruido, elevación o reducción de corriente y voltaje, deformación de la señal de entrada de las unidades de suministro de energía, sobre elevaciones de las temperaturas límites en los equipos eléctricos. A continuación veremos

<sup>2</sup> Tabla referencia tomada del documento Tutorial de la IEEE titulado: "Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converter", p. 59.



algunos ejemplos de las fuentes generadoras de formas de onda no-sinusoidales más comunes y su importancia en nuestra red de suministro eléctrico.

### 3.1.1.2.2. Control de Velocidad Ajustable en CA (ASD)

Actualmente el control de motores en cualquier ámbito industrial se empieza a inclinar mucho más por la tecnología desarrollada por los circuitos de estado sólido para modificar las frecuencias y los voltajes de las formas de onda variando los rangos de velocidad para un motor ya sea de cd o de ca. El ASD por ejemplo en el control en ca maneja la velocidad para un motor de ca ajustando la frecuencia a la cual la polaridad de la secuencia de pulsaciones se conmuta de negativo a positivo y viceversa (como lo muestra la figura 3.17 ), el ajuste se puede realizar manualmente con un control montado sobre el gabinete del mecanismo o puede controlarse vía remota con ayuda de un mecanismo microprocesado.

La distorsión de la forma de onda de la corriente puede variar ampliamente como una:

1. **Forma de onda altamente distorsionada:** que es una característica propia de todos los ASD's que tienen inversores (PWM) alimentados por voltaje debido a que no contienen una inductancia de bloqueo (o supresión, lo suficientemente grande) que funciona como un dispositivo de alisamiento para la señal de corriente de entrada para eliminar las componentes extras que se puedan presentar en la forma de onda no-sinusoidal.
2. **Forma de onda distorsionada de manera natural:** generalmente este tipo de distorsión es normal en todos los controladores de ca grandes que utilizan inversores con alimentación de corriente o también la distorsión natural es propia de los controladores de ca pequeños que usan inversores alimentados por voltaje y se encuentran provistos de una inductancia conectada para la supresión de las componentes extras de la forma de onda distorsionada.

Ejemplos de estos tipos de ondas se muestran en la figura 3.11 los cuales reflejan en porcentaje, la distorsión que existe entre la forma de onda no-sinusoidal de la corriente si no contiene una inductancia de choque y en dado caso que la tenga.

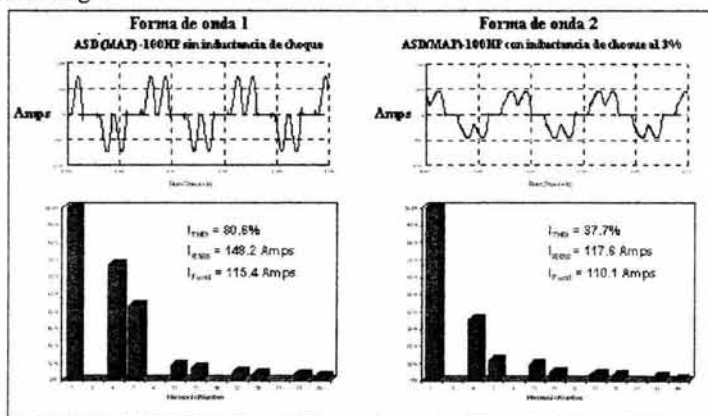


Figura 3.11. Tipos de ondas distorsionadas por los ASD y efecto de la inductancia de choque.

En la figura 3.11 se observa el espectro de componentes armónicas característico que se encuentran dentro de la forma de onda distorsionada de corriente en la parte superior de los espectros característicos de los convertidores de potencia estática (5,7,11,13,17.....etc.) debido a que los equipos de transformación de potencia que utilizan los controles de velocidad ajustables (por modulación del ancho de pulso en ca) son normalmente inversores con alimentación de voltaje (IAV) o con alimentación de corriente (IAC) con rectificadores que pueden tener una configuración de 6 pulsos, por lo tanto la componente más dominante será la quinta como se muestra en los espectros de la figura 3.11 (esto se ve más claro en la tabla 1 anterior).

En la figura se ve claramente como al adicionar una inductancia de bloqueo o choque (reactor de bloqueo o supresión, o alisamiento) la onda de entrada se suaviza más y el nivel de componentes extras de la onda no-sinusoidal se reducen, en conclusión, la distorsión de la señal se reduce. Algunos niveles en % de la inductancia de bloqueo los traza la figura 3.12; actualmente representan un enorme beneficio en la reducción de las componentes armónicas en los equipos ASD.

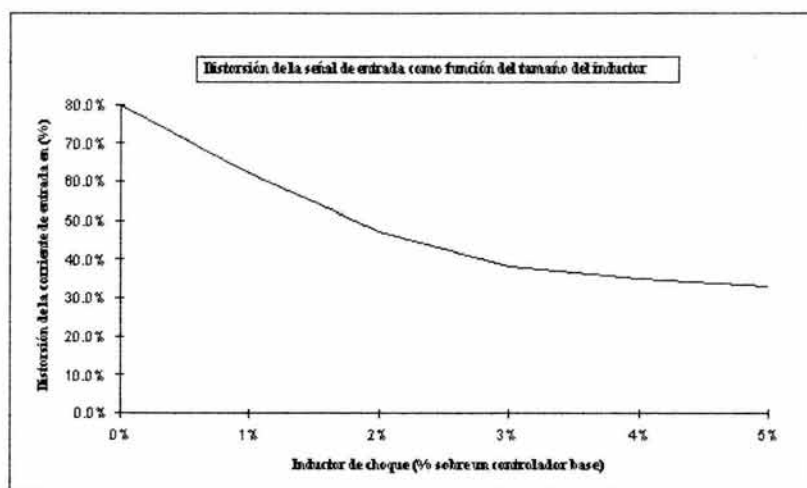


Figura 3.12. Distorsión de corriente de entrada debida a un inductor de choque.

En la figura 3.13 se representa un sistema eléctrico con carga ASD sin bancos capacitivos, para la corrección del factor de potencia de la planta, si los ASD's tienen un factor de potencia relativamente alto entonces, los bancos no serán indispensables si la carga de ASD's es significativa en la planta. Aunque cabe resaltar que de acuerdo con el STD IEEE 519-1992, los límites para este tipo de carga son los que se muestran en la figura 3.14 donde el porcentaje de carga se representa como un porcentaje de la carga máxima promedio demandada. Por su parte, la quinta armónica es la componente predominante en el sistema debido a las características propias del controlador y es usualmente el factor limitante en la evaluación de la aportación de las fuentes no-lineales al sistema. La figura 3.14 muestra las curvas características del ASD anterior al usar una inductancia de choque, y sin usar.

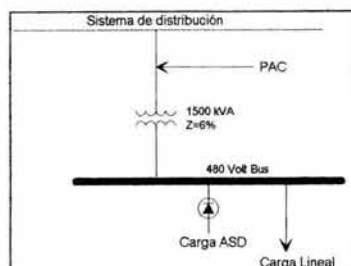


Figura 3.13. Sistema con carga no-lineal.

En la figura 3.14 se observa la supresión como el beneficio que se obtiene al adicionar la inductancia al control ASD, y se tiene también que el efecto de la quinta componente de la forma de onda no-sinusoidal es importante a tal grado que la carga mayor aún con el sistema de bloqueo puede alcanzar un máximo del 20% de la carga máxima promedio demandada.

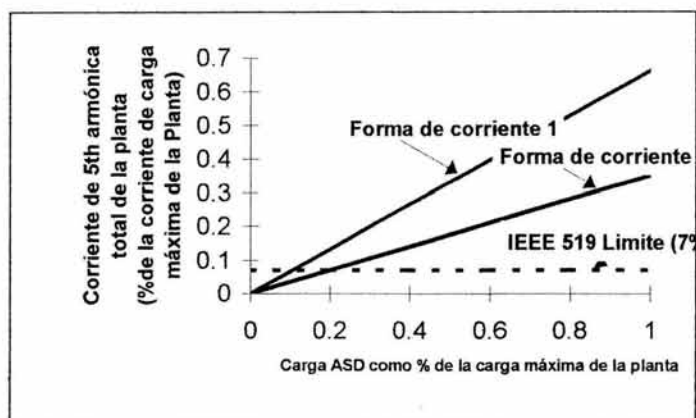


Figura 3.14. Límites para una carga ASD y efecto del inductor de choque.

Para mejorar la forma de la señal no-sinusoidal, podemos utilizar configuraciones de pulsos altos; es decir, ya no utilizaremos configuraciones de 6 pulsos, ahora nos abocaremos a las de 12, 18 o 24 que nos ayudarán a eliminar las componentes dominantes más significativas, por ejemplo, si introducimos una configuración de 12 pulsos al alimentar un control ASD a través de un transformador delta-estrella y otro ASD alimentado por un transformador de conexiones delta-delta disminuirémos la distorsión de la forma de onda a tal grado que sea más alisada como lo muestra la figura 3.15.

### 3.1.1.2.3. Controles de CD

Los controles de CD pueden ser una carga muy importante en las industrias, son comúnmente usados en las fábricas de plástico, textil, papel, caucho, industrias mineras entre otras. Los

controles de CD son todavía en la actualidad, los más comunes para el control de la velocidad de motores en aplicaciones de control muy fino en rangos amplios.

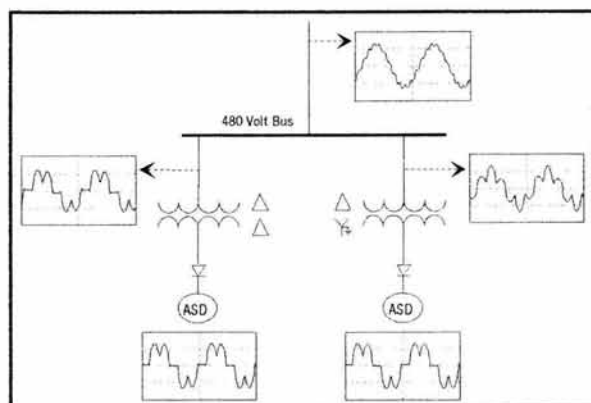


Figura 3.15. Efecto de un convertidor de 12 pulsos en la distorsión de la onda al lado de la Compañía Suministradora de Energía.

Este tipo de control tiene una desventaja importante, estos es, que debido al retraso de fase de los SCR's que lo componen manifiesta un factor de potencia relativamente pobre (especialmente a velocidades menores); por lo tanto, obliga a la fábrica a incluir bancos de capacitores o a manejar una capacidad adicional por parte del transformador que lo alimenta con objeto de manejar buenas condiciones y soportar la inyección armónica.

Un ejemplo de las componentes significativas que genera este tipo de equipos se muestran en la figura 3.16.

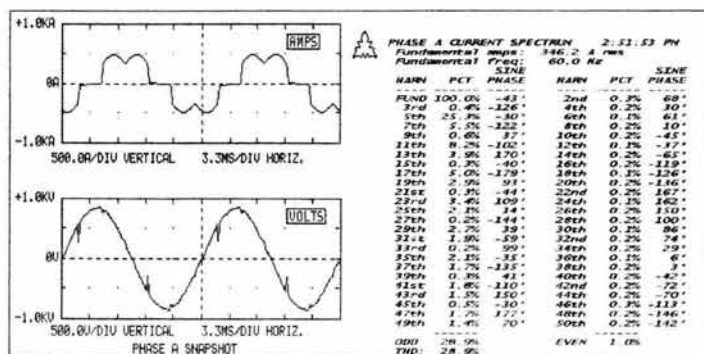


Figura 3.16. Formas de onda no sinusoidal y componentes de la señal en porcentaje de la fundamental.<sup>3</sup>

<sup>3</sup> Datos esquemáticos obtenidos del documento titulado: "Guide for Applying Harmonics Limit on Power System", 4 de Mayo de 1996.

En los controles de CD que se incluyen en la industria normalmente se presentan cancelaciones significativas de las componentes de las fuentes no-lineales debido a que los mismos se conectan a un bus común y manejan diferentes ángulos de fase (rectificadores controlados por fase). La cancelación de las componentes de la señal de los controles de CD en la mayoría de los casos se mantiene alrededor del 50% en las de orden bajo (antes de la 11ava) y es aún mayor en las de orden más alto (a partir de la 13ava).

De esta manera, la mayor parte de las industrias con este tipo de cargas no necesitarán sistemas extras de control salvó bancos de capacitores para elevar el factor de potencia de la planta calibrados por debajo de la frecuencia de la quinta armónica a efecto de evitar incrementos considerables de las componentes debido a fenómenos resonantes. Algunas veces los niveles de las componentes armónicas altas y las armónicas no características pueden ser asociados con condiciones de regeneración; es decir, en estos momentos el control se encuentra trabajando como un generador que inyecta componentes al sistema de ca.

#### 3.1.1.2.4. Procesos de calentamiento

Dentro de este tipo de procesos se encuentra el proceso de calentamiento por inducción que mientras más limpio, rápido y eficiente, puede ser mayor fuente de ondas no-lineales sobre una red de potencia. Este tipo de procesos se aplican generalmente en las industrias para el endurecido, forjado, templado y el soldado de piezas de trabajo mediante la circulación de corrientes inducidas electromagnéticamente que calientan la pieza y hacen posible su moldeado.

El calentamiento por inducción generalmente emplea rectificadores de 6 pulsos con SCR's que generan una gran cantidad de componentes armónicos.

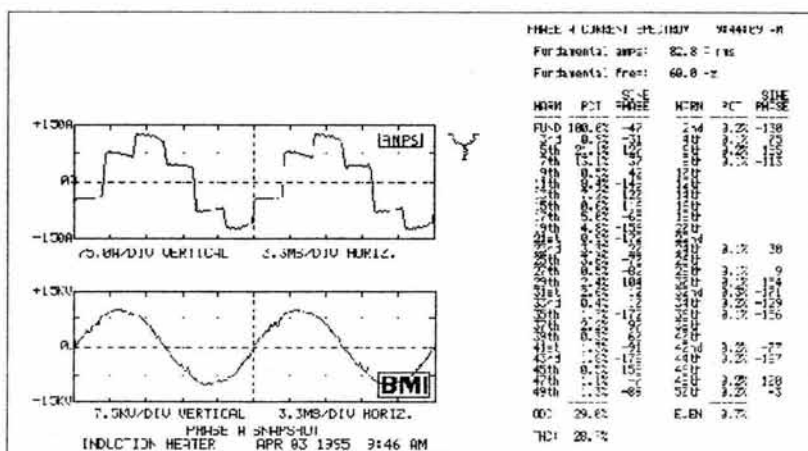


Figura 3.17. Forma de onda de un transformador en su lado primario.

En la figura 3.17. vemos la salida por el lado primario de un transformador en conexión delta-estrella que alimenta con una capacidad de 3000 KVA a un calentador por inducción utilizado para endurecer el entubado metálico para las perforaciones de petróleo y los pozos de gas. Se observa claramente que la forma de onda de la corriente no es sinusoidal, esto se debe a que los procesos crean formas de onda no-lineales cuyas características se transfieren normalmente al lado primario de los alimentadores porque ofrece menor oposición al paso de las componentes de la forma de onda, de esta manera, el lado primario es un reflejo de las características de la carga que se encuentra conectada en el secundario. En la mayoría de los casos, los procesos de calentamiento ofrecen también un factor de potencia pobre a causa del retraso en el disparo de los ángulos de fase de los SCR's tal como sucede en los controles de CD. La potencia requerida por las plantas que utilizan los procesos de calentamiento no es continua porque generalmente la demanda de los calentadores por inducción depende del tiempo que se use la potencia para calentar los materiales.

Por otro lado, tenemos los SCR's para el control del calentamiento resistivo que generalmente se muestran en plantas que fabrican semiconductores en hornos de difusión usando calentadores en base a resistencias con control SCR. Estas también son fuentes importantes de ondas no-lineales. La forma de onda con sus respectivas componentes depende del ángulo de disparo de los SCR's.

Otros tipos de carga que pueden resultar fuentes importantes de ondas no-lineales son el calentamiento por microondas o por ondas infrarrojas. La mayor parte de estas industrias utiliza tecnología que maneja convertidores de potencia de ca-cd para el suministro de energía lo cual nos lleva a establecer que las características serían muy similares a las de los procesos de calentamiento tratados anteriormente.

#### **3.1.1.2.5. Voltaje Ranurado**

Los controles ASD's de 1000hp típicamente usan rectificadores grandes controlados por fase y un inductor grande unido a la parte de CD para alimentar una corriente relativamente constante al inversor (IAC). La entrada del rectificador puede ser configurada de 6, 12 o un número de pulsos más altos para el rectificador, todo depende del control de componentes armónicas que se requiera. Para aplicaciones de CD los rectificadores controlados por fase son usados para alimentar directamente al motor de CD.

Todas estas configuraciones del rectificador dan como resultado voltajes ranurados debido a la conmutación de los dispositivos que controlan la rectificación. Siempre que la corriente es conmutada de una fase a otra existe un corto circuito instantáneo a lo largo de los dispositivos de switcheo del rectificador (los SCR's en este caso). Para un convertidor de 6-pulsos esto pasa seis veces cada ciclo; el voltaje ranurado es definido por su duración y su profundidad. La duración (periodo de conmutación) es determinada por la inductancia de la fuente en el control y la magnitud de la corriente. La profundidad del ranurado es reducida por la inductancia entre el punto de observación y el control (por ejemplo, el transformador de aislamiento y la inductancia de choque). Un ejemplo de una forma de onda que ilustra ranuras simples, resultado de la operación de un control es mostrado en la figura 3.18.

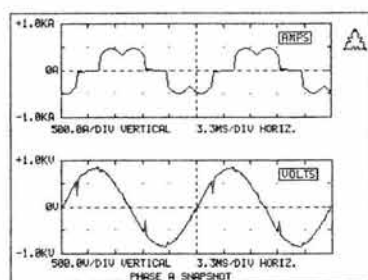


Figura 3.18. Efecto del voltaje ranurado en la forma de onda del sistema.

En la mayor parte del sistema, los problemas por el voltaje ranurado pueden ser minimizados con suficiente reactancia de aislamiento aplicada a la entrada del controlador o dentro del mismo. Esto limita la magnitud de ranura sobre la reactancia de aislamiento en el lado de la fuente. Sin embargo en algunos sistemas, los ranurados que aparecen aún pueden ser significativos, si no hay mucha carga resistiva sobre el sistema, pueden excitar la frecuencia natural del sistema de distribución (determinada por la capacitancia de las líneas o bancos de capacitores en paralelo con la inductancia de la fuente del sistema) y provocar distorsión significativa en la forma de onda del voltaje.

En la actualidad se han implementado muchos bancos de capacitores para elevar el factor de potencia en las zonas industriales debido a que existen multas para la industria si permite que su factor de potencia se encuentre por debajo del límite permitido y también, el auge de dichos sistemas ha creado nuevos puntos de resonancia significativos.

Las configuraciones de los capacitores (junto con sus respectivos reactores) se utilizan también, para evitar que las características no-senoidales de la carga afecten a la red eléctrica y viceversa. En instalaciones industriales se usan filtros pasivos normalmente para la 5ª armónica con el único objetivo de absorber gran parte de las componentes extra de la corriente fundamental provocadas por la misma ya sea por el lado de la carga o por el lado de la red eléctrica. En la figura 3.19 se muestra la configuración común de un banco sintonizado.

Este banco puede funcionar tanto para corregir el factor de potencia como para absorber componentes armónicas (tales como la 5ª) y evitar una mayor distorsión de la onda.

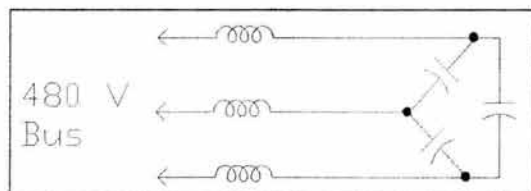


Figura 3.19. Configuración de un filtro básico para el lado de baja tensión.

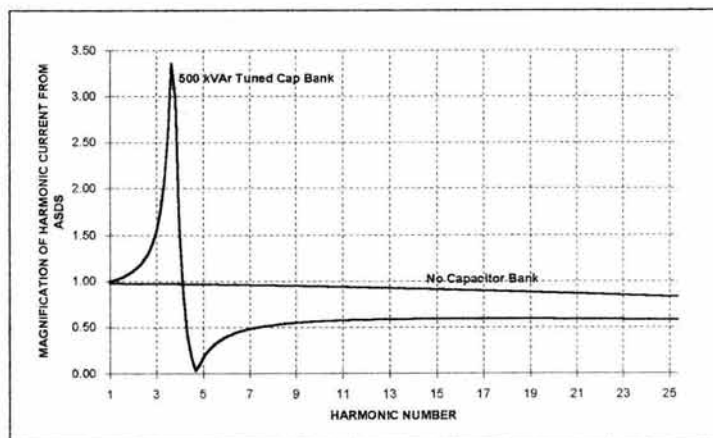


Figura 3.20. Efecto provocado por la instalación de un banco sintonizado aproximadamente para la 5ª armónica<sup>4</sup>.

En la figura anterior observamos el efecto que produce un banco con una frecuencia sintonizada por debajo de la 5ª. Se muestra como la implementación de este tipo de bancos ayuda a reducir significativamente la componente tratada, y también las demás componentes (aunque en menor medida); donde se toma como referencia las componentes de corriente totales de una carga ASD's.

Por otra parte, se encuentran los filtros activos que funcionan en base a electrónica de potencia, dichos dispositivos cancelan las componentes armónicas de las fuentes no-lineales por la producción de sus propias componentes armónicas que inyectan al Sistema.

Los filtros electrónicos son relativamente nuevos y hay ya un gran número de configuraciones propuestas; pero, uno de los más usados es un filtro basado en la tecnología PWM (Modulación por Ancho de Pulso) que contiene un inversor alimentado por voltaje. En la figura 3.21 se muestra el sistema de control que rige el funcionamiento del IGBT, a su vez, algunas de las componentes de la forma de onda generada se filtran por un banco que es la interfase entre el sistema y el IGBT y entonces la señal que pasa al sistema se suma con las componentes de la carga no-lineal y se obtienen la forma de onda del punto A de la figura 3.21.

<sup>4</sup> Gráfico tomado del documento titulado: "Guide for Applying Harmonics Limit on Power System", 4 de Mayo de 1996.



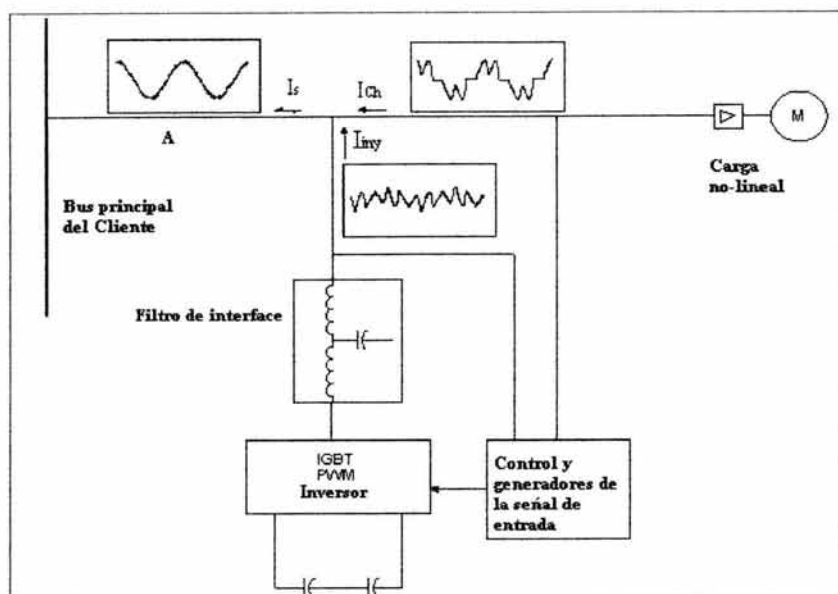


Figura 3.21. Diagrama esquemático que representa la cancelación de las componentes armónicas generadas por un ASD mediante la inyección de corrientes armónicas al Sistema.

Los filtros pasivos deben preocuparse por tener una capacidad suficiente para resolver las necesidades de potencia reactiva solicitadas por la carga lo cual influirá en un momento dado en su factor de potencia. Por otro lado, los filtros activos tienen la ventaja de compensar los efectos no-sinusoidales de las cargas electrónicas sin afectar la potencia reactiva que se utiliza exclusivamente para las cargas; es decir los filtros activos se usarán de menor capacidad que los filtros pasivos para una misma carga y no introducirán al sistema resonancias que puedan resultar serias.

### 3.1.2. Zona comercial

El motivo por el cual el aumento en las fuentes de ondas no-lineales en la actualidad se viene dando en los edificios comerciales se debe a múltiples razones; pero, las más importantes son las siguientes:

- El incremento de la carga electrónica alimentada por fuentes conmutadas.
- Un alumbrado fluorescente más eficiente que usa balastos electrónicos y que presenta una generación de ondas no-lineales más alta que el alumbrado que utilizaba balastos magnéticos.
- La inclusión de controles de velocidad ajustable en los edificios de las zonas comerciales que vienen a ser un tipo de carga electrónica importante.

Las formas de onda producidas por las cargas de los incisos anteriores crean efectos secundarios en gran parte de los sistemas eléctricos en el lado de ca; los principales efectos son el sobre-

calentamiento de los cables del neutro, del transformador y la interferencia en sistemas de comunicación cuya acumulación depende de las características de las cargas y del mismo sistema de alimentación.

Los niveles en la deformación de la forma de onda del sistema eléctrico dependen en gran medida de los diferentes tipos de carga que se encuentren conectados al sistema. En los siguientes apartados daremos una breve explicación de las cargas mencionadas en los tres incisos anteriores y en que grado contribuyen en la deformación de los parámetros en el lado de ca.

### 3.1.2.1. Fuentes de potencia electrónica

En esta categoría entran todos los dispositivos en los que se convierte la energía suministrada por la red de ca – cd tales como: computadoras personales, estaciones de trabajo, impresoras, copiadoras, faxes, entre otros; generalmente son de conexión monofásica y son alimentados a voltajes de alrededor de 120 [volts]. Los sistemas de potencia in-interrumpida (conocidos comúnmente como UPS's) que funcionan como dispositivos que proveen potencia de reserva a una gran variedad de cargas también caen dentro de esta categoría. La energía generalmente suministrada a cargas monofásicas puede variar desde un orden de 200W principalmente para computadoras personales hasta un rango de miles de watts en estaciones de trabajo sofisticadas. En la figura 3.24 se muestra la forma de onda de la corriente de línea alterada por la alimentación de un circuito a una carga de computadoras de manera exclusiva en donde se ve claramente que la forma de onda en el lado de ca no es completamente sinusoidal; es decir, se ve un corrimiento de los lóbulos positivos de la señal de corriente con respecto a sus correspondientes lóbulos negativos, esto se debe primordialmente al efecto de conmutación de las fuentes de potencia que se tienen alimentando a las cargas monofásicas, mismo efecto que se crea por el proceso de carga de los capacitores de la fuente.

En la figura 3.24, además de la forma de onda mostrada se tienen resultados del análisis de las componentes de la onda no-sinusoidal con el único objetivo de mostrar que componente es la que más contribuye en la deformación de la onda en el lado de la red de suministro en ca.

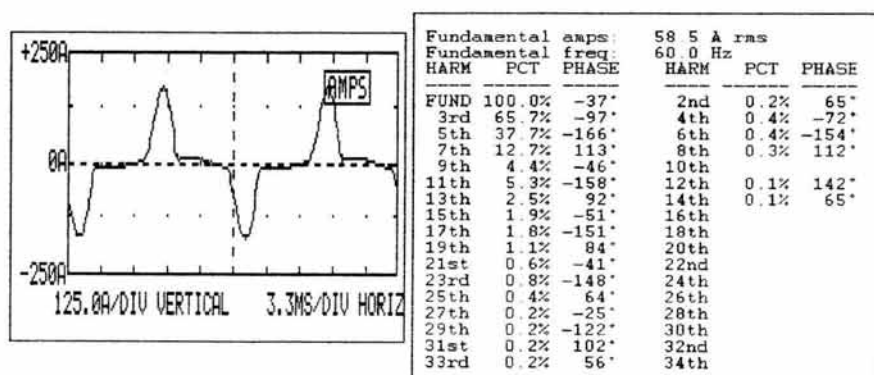


Figura 3.24. Forma de onda no-sinusoidal de una red que alimenta un grupo de computadoras.

De la figura 3.24 se observa que el porcentaje de las componentes de la forma de onda no sinusoidal es alto como en todas las cargas electrónicas monofásicas tipo comercial, aunque cabe resaltar que como una variedad de cargas se encuentran conectadas a la misma red de alimentación y las formas de onda que generan no tienen componentes con el mismo ángulo de fase, entonces, existe una cancelación de dichas componentes que finalmente deformará en menor medida la señal en el lado de alterna; es decir, no es lo mismo tener una PC conectada a una rama la cual provoca una mayor deformación de la onda que tener 25 PC's conectadas en cuatro ramas las cuales evitarán menor distorsión en los parámetros de la red eléctrica.

### 3.1.2.2. Alumbrado fluorescente

En los dispositivos de alumbrado fluorescente los parámetros de corriente y voltaje no son lineales debido a las propiedades eléctricas del arco las cuales son responsables del tipo de iluminación. Las formas de onda no-lineales de este tipo de alumbrado dependen principalmente del tipo de balastos utilizado en las lámparas, actualmente el uso de balastos se ha orientado significativamente al empleo de la electrónica en dispositivos que contienen principalmente puentes rectificadores de diodos monofásicos que manejan un rango de distorsión en la forma de onda de entre el 8% y el 35% que es minimizada con ayuda de la implementación de filtros pasivos.

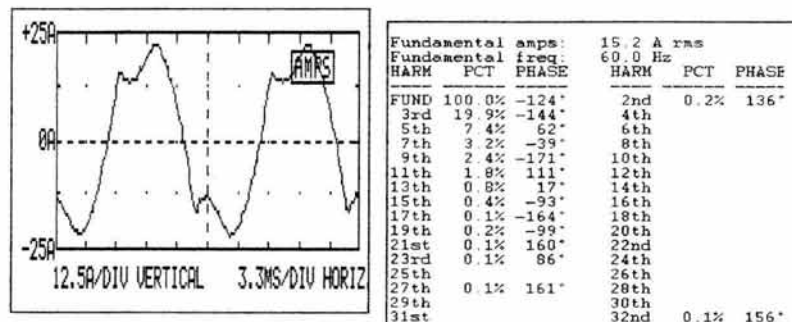


Figura 3.25. Forma de onda distorsionada debido a la implementación de balastos electrónicos en alumbrado fluorescente.

El efecto de cargas de alumbrado sobre la forma de onda en el lado de ca es mostrado en la figura 3.25. En la figura anteriormente trazada se observa que las componentes dominantes de la forma de onda (en la parte superior) son la 3<sup>era</sup>, 5<sup>a</sup> y 7<sup>a</sup> (los datos y gráficos de las figuras 3.24, 3.25, 3.26 y 3.27 fueron tomados del documento titulado: "Guide for Applying Harmonics Limit on Power System", 4 de Mayo de 1996).

### 3.1.2.3. Control de velocidad ajustable (ASD's)

Actualmente los ASD's son muy utilizados en aplicaciones de ventilación y en compresores debido al gran incremento en la eficiencia que proporcionan. Normalmente los ASD's conectan al sistema de ca a través de rectificadores trifásicos con puente de diodos. Cabe resaltar que debido a los circuitos rectificadores que contienen los ASD's la forma de la onda (principalmente de corriente) se ve afectada por el pulsado natural de las corrientes de ca debido a los filtros capacitivos en el lado de cd del puente rectificador. Otro efecto importante en el sistema es que el factor de potencia se reduce; es decir, si tenemos un sistema con carga lineal donde el factor de potencia es alrededor del 95% y conectamos una carga no-lineal a la red eléctrica, ya sean ordenadores, periféricos, etc., el factor de potencia entonces se reducirá hasta un porcentaje de 70 o 60%.

En la mayor parte de los edificios comerciales existe un gran número de cargas electrónicas como los ASD's que deforman la onda como lo muestra la figura 3.26.

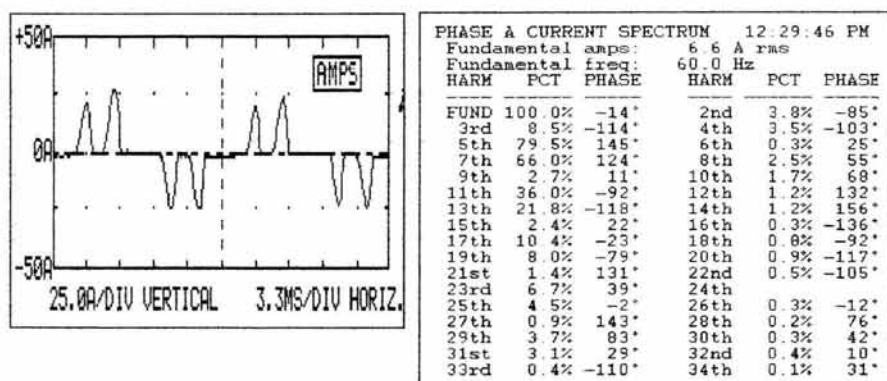


Figura 3.26. Forma de onda no-lineal en el lado de ca producida por las características electrónicas de un sistema ASD.

En la figura 3.27 se muestra como ejemplo una oficina común y corriente en donde se observan las fuentes de ondas no lineales y sus señales respectivas generadas en diferentes puntos.

En los diferentes puntos se ve claramente que la señal a medida que se avanza para el lado de alta tensión va tomando una forma casi senoidal, esto se debe a la cancelación de las componentes producidas por las cargas no-lineales, si el lector observa, el sistema de la figura se conforma por un gran número de dispositivos electrónicos tales como: PC's con fuente de potencia conmutada y alumbrado fluorescente, también pueden contar con ASD's que se utilizan normalmente en las instalaciones de este tipo para el control del aire acondicionado, si no existe una cancelación total se comprueba que la atenuación de las formas de onda no-sinusoidales que aparecen en los dispositivos se acercan a lo que sería una sinusoidal pura cuando alcanzan el extremo secundario con un nivel de tensión de 480[V] del transformador reductor.

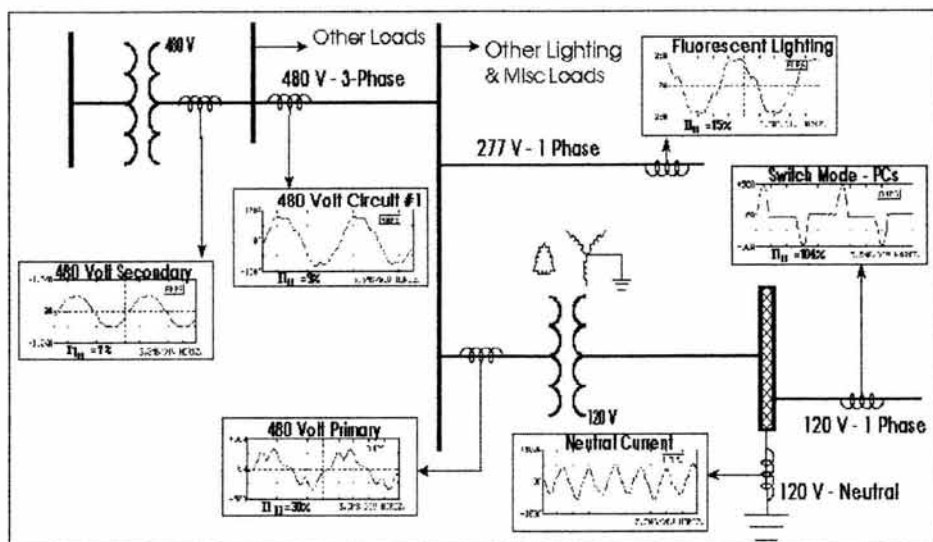


Figura 3.27. Diagrama que muestra los efectos de las cargas no-lineales sobre la red de suministro eléctrico.

En la tabla 2 se da un ejemplo de la distorsión que provocan generalmente ciertas combinaciones de los tres tipos de cargas no-lineales más usuales en las instalaciones comerciales.

Caso	Nivel de Carga	Niveles de Carga No-lineal (% de la carga total)			Niveles de Distorsión de la forma de onda en la entrada de la red (% de la fundamental)	
		Electrónica	Alumbrado	ASDs	Voltaje	Corriente
1	Carga Base	20%	30%	5%	3.50%	14.50%
2	Carga de Alumbrado Alta	20%	60%	5%	3.90%	17.10%
3	Alta Carga Electrónica	40%	30%	5%	5.70%	21.80%
4	Carga ASD Alta	20%	30%	10%	5.10%	20.30%

Tabla 2. Distorsión de la señal debida a las cargas en una instalación comercial.

En la mayor parte de los sistemas que tienen conectadas cargas monofásicas no-lineales alimentadas con circuitos de 4 hilos y tres fases, existen magnitudes altas de corriente en el neutro debidas a la aparición de componentes armónicas triples como la 3<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup>, 15<sup>ava</sup>, etc., etc., de secuencia cero que producen calentamientos importantes en el neutro en condiciones balanceadas del sistema. Generalmente la componente de 3<sup>a</sup> armónica es la más importante cuando la red suministra energía a fuentes conmutadas y alumbrado con balastos electrónicos.

Los ASD's también son una fuente importante de ondas no-lineales que se utilizan actualmente en las instalaciones comerciales para el control de la velocidad en motores para aplicaciones en bombas, ventiladores y otros equipos que siguen la misma línea. El control de ondas no-lineales

generadas por los ASD's se puede efectuar como ya se ha venido diciendo con ayuda de convertidores de pulsos altos, o con inductancias de choque (reactores) que pueden conectarse a la entrada de la línea o dentro del circuito del ASD que funcionan para alisar la señal de corriente y evitar la deformación de onda excesiva, también se pueden utilizar filtros para absorber las componentes más dominantes en el sistema o circuitos con tecnología PWM para mejorar la calidad de la onda.

### 3.1.3. Zona Residencial

En la zona residencial generalmente no existe un buen control de las fuentes de onda no-sinusoidales debido a que es un poco más difícil mantener una buena normalización en esta zona que en las anteriores. El hecho es, que existe una importante variación e incremento en la actualidad de este tipo de dispositivos que en un momento dado pueden llegar a afectar al sistema de distribución.

En algunos países se ha optado por implementar normas en los aparatos que se adquieren para un nivel de corriente mayor a 16 Amperes en 240 Volts debido a que la carga electrónica dentro de cada casa va creciendo con el tiempo, ya en nuestros días el cliente de una zona residencial puede tener dispositivos electrónicos que generan formas de onda con alto contenido de nivel armónico (mini-componentes, computadoras personales, el aire acondicionado, lámparas fluorescentes con balastro electrónico, entre otros) y es de considerable importancia saber que como este tipo de cargas monofásicas utiliza puentes rectificadores de diodos (principalmente), las formas de la onda de corriente que trazan son muy similares, provocando que en la mayoría de los casos las componentes armónicas de orden bajo se sumen, aumenten las pérdidas en los sistemas de distribución y disminuyan por lo tanto, el tiempo de vida de los equipos suministradores de energía. En los sistemas de alimentación a cargas monofásicas lo que más preocupa es la inyección de la componente de 3ª armónica debido a que es una componente de secuencia cero que afecta en sobre medida al transformador de distribución. A continuación se muestra en la tabla 3 algunos ejemplos de fuentes no-lineales y la distorsión que pueden generar en la forma de onda del sistema de alimentación.

Fuente	Distorsión total de la onda (en %)	13	15	17	19
Secador de ropa	4.6	3.9	2.3	0.3	0.3
Estufa electrónica	3.6	3	1.8	0.9	0.2
Refrigerador	13.4	9.2	8.9	1.2	0.6
PC	140	91	75.2	58.2	39
Impresora láser	140	91	75.2	58.2	39
Calentador conv.	10.6	8	6.8	0.5	0.6
Calentador con ASD	123	84.6	68.3	47.8	27.7
TV a color	121	84	60.5	35	15
Microondas	26.4	23.4	9.8	2.3	1.9

TABLA 3. Ejemplos del efecto de cargas electrónicas en la forma de onda.

# CAPITULO 4

## PENETRACION ARMONICA EN SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA EN C.A.

La penetración de las componentes generadas por las formas de onda no-sinusoidales es un problema que ya tiene tiempo en los sistemas eléctricos; pero, no es sino hasta que aparecen los equipos electrónicos que el problema representa un incremento notable para la calidad y el tiempo de vida del sistema.

Las componentes generadas normalmente fluyen de la carga hacia la fuente debido a la poca resistencia que ofrece la misma, aunque cabe resaltar que la frecuencia determina en últimos casos el nivel de resistencia dentro del sistema; es decir, la red se encuentra conformada por reactancias, tanto capacitivas como inductivas y una resistencia que son propias del sistema y cuyos valores dependerán en si, de la frecuencia que manejen las magnitudes características de las componentes armónicas. La impedancia es la que finalmente presenta la oposición ejercida con respecto a dichas componentes y se define como "Impedancia Armónica".

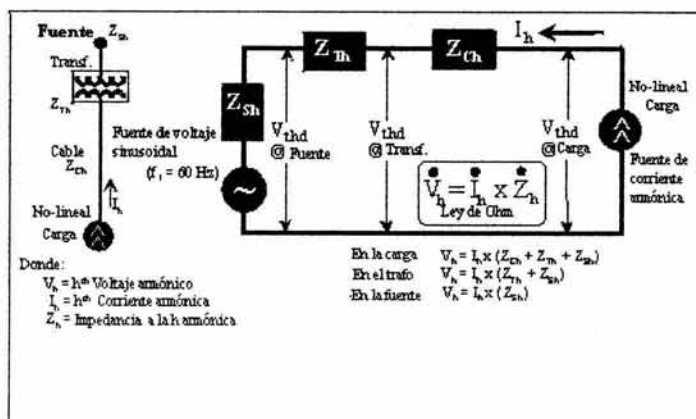


Figura 4.1. Esquema de impedancia armónica debida a una carga no-lineal.

Es preciso señalar que cada componente produce un voltaje  $v$  una corriente armónica a una frecuencia propia como lo muestra el esquema de la figura 4.1., y sus efectos en el sistema son los siguientes:

- Elevación de los niveles armónicos como resultado de resonancias serie y paralelo.
- Eficiencias menores en la transmisión, generación y el uso de la energía.
- Operación incorrecta de los equipos en operación dentro del sistema.
- Reducción de la vida útil de los elementos que se encuentran dentro del área de operación de los equipos electrónicos entre otros.

A continuación se lleva a cabo una breve explicación de los efectos principales provocados por la aparición del efecto armónico en los sistemas de potencia en c.a. considerando el nivel de daños en los equipos más importantes.

#### 4.1. Resonancia

La impedancia como parámetro característico del sistema juega un papel muy importante en los cambios de las magnitudes y especialmente, en el desarrollo de los estudios de resonancia debido a que depende de la variación de la frecuencia. La resonancia se define como la amplificación de la respuesta de un sistema eléctrico a una excitación periódica cuando la frecuencia de excitación es igual a la frecuencia natural del sistema.

La frecuencia resonante en un circuito simple en función de su capacitancia e inductancia se define de la manera siguiente:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(4.1)$$

En un sistema los problemas de resonancia más importantes son los causados por la instalación de bancos de capacitores grandes que se usan generalmente para la corrección del factor de potencia. La frecuencia resonante del conjunto LC ocurre generalmente cerca de la 5ª y 7ª armónicas o cerca de la 11ª y 13ª. Existen dos tipos de resonancia que definen este efecto dentro de un sistema y son:

- Resonancia serie:** se presenta cuando la impedancia ofrecida al flujo de corrientes armónicas es considerablemente pequeña entre el sistema y la carga electrónica (que funciona como una fuente de corrientes armónicas). Es decir, sucede que cuando la reactancia de un banco de capacitores se encuentra en serie con la reactancia inductiva del sistema y la pareja formada por  $X_C$  y  $X_L$ , presenta un camino de baja impedancia a las corrientes armónicas entonces la resonancia serie puede aparecer provocando niveles de distorsión altos debidos a la corriente armónica concentrada en la impedancia que finalmente ocasionan fallas en capacitores y fusibles de sobrecarga (un esquema de elementos que conforman una resonancia serie se muestra en la figura 4.2 ).



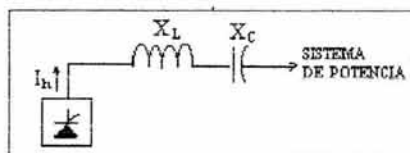


Figura 4.2. Resonancia serie.

Donde el orden de la armónica en la cual ocurre la resonancia serie se define con la siguiente expresión:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \dots\dots\dots(4.2)$$

$X_C$ : reactancia capacitiva del banco o del sistema.

$X_L$ : reactancia inductiva del sistema.

$h_r$ : es el orden de la frecuencia a la cual ocurre la resonancia.

Si se quiere saber a que frecuencia ocurre sólo se necesita multiplicar el orden de la frecuencia  $h_r$  por su respectiva frecuencia fundamental  $f_1$ .

- b) **Resonancia paralelo:** este tipo de resonancia ocurre cuando tanto la reactancia capacitiva como la inductiva del sistema juntas (figura 4.3), ofrecen una impedancia lo suficientemente alta al paso del flujo de las fuentes armónicas (a una frecuencia determinada llamada frecuencia de resonancia  $f_r$ ) ocasionando un incremento en voltajes y altas corrientes armónicas que terminarán dañando el equipo del sistema y las cargas que se encuentran conectadas al mismo bus.

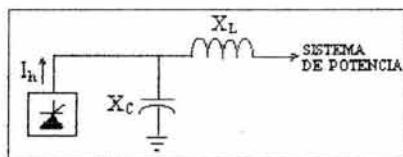


Figura 4.3. Resonancia paralelo.

El orden de la componente de frecuencia a la cual ocurre la resonancia paralelo se define con ayuda de la siguiente expresión:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = \sqrt{\frac{MVA_{SC}}{MVAR_{CAP}}} \dots\dots\dots(4.3)$$

Donde:

$MVA_{SC}$  = es la capacidad de corto circuito entre la carga no-lineal y el sistema.

$MVAR_{CAP}$  = es la capacidad manejada por el banco de capacitores.

Y su frecuencia resonante será:

$$f_r = hf_i \dots\dots\dots(4.4)$$

que es la frecuencia a la cual se presenta el máximo valor de la impedancia.

Por otra parte, se puede tener una red de alimentación con una carga no-lineal conectada que puede contener los dos tipos de resonancias dando lugar a lo que se llama resonancia distribuida, la cual necesitará programas de análisis armónico más avanzados cuya finalidad será llevar a cabo los cálculos aproximados de las frecuencias resonantes dentro del sistema. La figura 4.4. muestra un ejemplo de un sistema con resonancia distribuida.

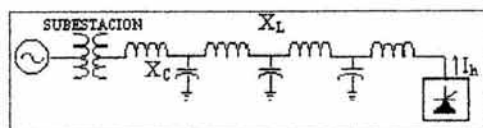


Figura 4.4. Resonancia distribuida.

Debido a la singularidad del capacitor, si tuviéramos un sistema con fuentes armónicas distribuidas la mayor parte de las componentes convergerían al banco de capacitores que se encuentre conectado al sistema y la mayoría de los efectos armónicos se presentarían en los capacitores de derivación provocando problemas severos como los siguientes:

1. Pérdidas dieléctricas y sobrecalentamientos en los elementos.
2. Condiciones de resonancia.

Cabe señalar que uno de los efectos interesantes en este elemento es el sobrevoltaje, el cual depende de la relación de fase entre el voltaje fundamental y el armónico. En la actualidad ya se han desarrollado programas de cálculo para predecir los efectos resonantes mediante la obtención de impedancias en puntos cualesquiera a frecuencias determinadas como el programa llamado "Resonant Predictor" creado por Georgia Tech bajo el patrocinio de DOE. Con este programa se han realizado modelos de prueba que finalmente se han comparado con resultados prácticos resultando satisfactorios.

La representación tanto de los capacitores como de los inductores en un sistema es tratada como elementos de circuito puros con arreglos de capacitancias o inductancias que varían su impedancia de acuerdo con la variación de la frecuencia en el sistema; en bancos de capacitores es importante el tipo de conexión, porque de él dependerá si existe o no el camino para las corrientes de tercera armónica a tierra; es decir, un flujo de componente armónica triple sólo se presentará cuando las conexiones del sistema se encuentren aterrizadas.

## 4.2. Penetración armónica en máquinas rotativas

La penetración armónica en las máquinas rotativas se presenta de la manera siguiente:

- a) **Un incremento en el calentamiento debido a las pérdidas por corrientes del cobre y del material del núcleo.**
- b) **Variaciones del torque que provocan una disminución de la eficiencia de la máquina y oscilaciones torsionales peligrosas.**

Con la inclusión de corrientes armónicas a una maquinaria rotatoria trifásica se generan flujos magnéticos en el rotor a frecuencias que difieren de las frecuencias de los flujos magnéticos en el estator; es decir, la frecuencia del flujo magnético no corresponderá a la de las corrientes de armadura. Si tenemos un grupo de corrientes trifásicas balanceadas con sus respectivos desfases entre sí, obtendremos que al calcular la densidad de flujo magnético "B" en un punto cualquiera "X" para un tiempo "t" definido se encontrarán los siguientes efectos dentro de la máquina:

**a.1.** Las componentes de secuencia cero (3,6,9,12,...) no producen flujo magnético y por lo tanto sólo contribuyen a las pérdidas ohmicas.

**a.2.** Las componentes de secuencia positiva (1,4,7,10,13,...) producen un flujo magnético rotativo el cual gira con una velocidad "nw" en dirección positiva y cuya magnitud es proporcional a la corriente armónica desarrollada. Así mismo, la frecuencia del flujo magnético alternante será la responsable de las pérdidas del hierro tanto en el estator como en el rotor.

**a.3.** Por su parte, las armónicas de secuencia negativa (2,5,8,11,...) serán las responsables de generar un flujo magnético alternante que gira en dirección contraria a la de rotación con una velocidad "-nw" y también con una magnitud que es proporcional a las corrientes armónicas inyectadas a la máquina. Por lo tanto, el sentido del flujo magnético define un torque electromagnético opuesto al de rotación.

Las componentes armónicas producirán pérdidas adicionales en los embobinados del estator, los circuitos del rotor y las laminaciones del estator y del rotor donde las pérdidas en los conductores de los devanados del rotor y estator debido a las corrientes de eddy y al efecto piel son mayores que las pérdidas provocadas por la resistencia de c.d.; en donde la resistencia efectiva de las máquinas síncronas y de inducción variara con la frecuencia debido al efecto piel, aunque la relación entre la resistencia efectiva y la frecuencia armónica generalmente es muy compleja, el cálculo de esta resistencia normalmente es más simple cuando se considera el estudio para armónicas altas (por encima de la 5ª armónica).

Como ejemplo se tiene que la operación de un motor de inducción se deteriora significativamente cuando su voltaje de alimentación es rico en armónicas, esto se debe principalmente a la presencia de las armónicas de secuencia negativa que generan un torque opuesto, y a la presencia de otras (como se vio con anterioridad en el apartado "a") que incrementan las pérdidas en el hierro y cobre del motor resultando una disminución en su capacidad nominal.

Los investigadores Klinghsm y Jordan<sup>1</sup> realizaron pruebas en las que involucraron el efecto armónico que producía cierta distorsión de la forma de onda alimentada sobre las pérdidas de potencia, consideraron el caso de un motor de 16kW operando con una salida completa de alimentación a 60Hz, y la capacidad de voltaje fundamental en cada caso. Y llegaron a la conclusión de que con un voltaje de alimentación sinusoidal la pérdida total era de 1303W, considerando que para un voltaje de alimentación casi cuadrado la pérdida total era de 1600W. Esto demostró que la introducción de componentes armónicas a una máquina rotativa aumenta ciertamente las pérdidas totales del equipo.

Otros estudios realizados por los investigadores Chamber y Sarkar sobre el efecto de las armónicas en una máquina alimentada por un inversor arrojaron la distribución de pérdidas siguiente:

- En el embobinado del estator: 14.2%
- En las barras del rotor: 41.2%

El análisis desarrollado demostró que si en dado caso, la distribución de pérdidas no presenta los mismos porcentajes para cualquier máquina rotatoria en general, al menos determina la zona en donde se concentra el mayor porcentaje de pérdidas.

Otro aspecto muy interesante de la inclusión de las componentes armónicas dentro de una máquina rotativa es el torque generado por las mismas el cual provocará serios problemas al equipo; esto simplemente se debe a la interacción entre el campo magnético producido por una corriente armónica y el campo magnético fundamental; es decir si tenemos una corriente de 7<sup>a</sup> armónica que genera un campo magnético en una máquina síncrona en la misma dirección del campo fundamental, esto desarrollará un torque pulsante, y si se introduce el efecto de una corriente de 5<sup>a</sup> armónica se desarrollará otro; en conjunto las componentes establecerán torques pulsantes a frecuencias de  $3n$ ,  $6n$ ,  $9n$ ., etc., que en un sistema típico en donde la frecuencia  $9n$  es sustancial el nivel de oscilaciones provocado a lo largo del eje de la máquina será considerable.

Cabe aclarar que en la actualidad no se tienen estándares para la limitación del voltaje y la corriente armónicas en motores de inducción aunque Goldberg<sup>2</sup> recomienda alrededor de un 5% sobre el voltaje para evitar un calentamiento adicional en la máquina.

Por otro lado, las máquinas síncronas basadas en la ANSI Estándar C50.13-1977 "American National Standard Requirements for Cylindrical-Rotor Synchronous Generators" presentan límites establecidos para el control de la componente armónica de secuencia cero el cual será para generadores operando a una frecuencia de 60Hz de manera continua con una capacidad en kVA's y su corriente máxima no deberán exceder el 105% de la capacidad en cada fase.

---

1 y 2 Klinghsm, E.A. and Jordan H.E. (1968) "Polyphase induction motor performance and losses on non-sinusoidal voltage sources". IEEE Trans. 624-631

### 4.3. Penetración armónica en líneas de transmisión

El flujo de corrientes armónicas en la red produce efectos importantes, uno de los cuales es la adición a las pérdidas en la línea de transmisión que es provocada al incrementar el valor rms de la señal de corriente produciendo variaciones en la resistencia debidas al aumento de la frecuencia de las componentes armónicas donde R se definirá como  $R_n$  para una  $I_n$  determinada.

El otro efecto es la caída del voltaje debida a la circulación de las corrientes armónicas a diferentes valores de impedancia. A causa del flujo armónico dentro de la línea se provocarán niveles de falla altos a impedancias bajas.

Así mismo, el aumento en el flujo de componentes sobre la línea a frecuencias altas incrementará las pérdidas dieléctricas en los cables ocasionando niveles de falla importantes con un costo de reparación considerable reduciendo su tiempo de vida.

Un modelo a partir del circuito equivalente pi se puede usar para modelar líneas trifásicas simétricas para un orden y secuencia de fase cualquiera, aunque, sólo es recomendable para líneas cortas ya que si se tuviese que analizar el circuito de una línea larga, el modelo pi ocasionaría errores; por esta razón es recomendable usar el modelo hiperbólico mostrado en la figura 4.5.

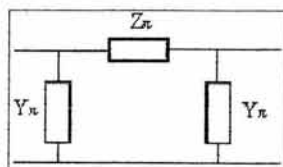


Figura 4.5. Modelo pi en función de sus parámetros armónicos.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$Z_{\pi} = \sinh \gamma d \text{ [ohms]}$$

$$Y_{\pi} = \frac{1}{Z_0} \tanh \frac{\gamma d}{2} \text{ [ohms]}$$

$$Z_0 = \left[ \frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Donde:

R: es la resistencia serie por unidad de longitud.

C: capacitancia derivada por unidad de longitud.

L: inductancia serie por unidad de longitud.

G: conductancia derivada por unidad de longitud.

d: longitud de la línea.

A continuación se definen las distancias a las cuales se puede llevar a cabo un estudio para una componente armónica alta (generalmente mayor que la 5ª) con el modelo hiperbólico:

$$\frac{241.4 \text{ km}}{N}, \text{ para líneas sobrecalentadas.}$$

$$\frac{144.8 \text{ km}}{N}, \text{ para cables no aterrizados.}$$

Donde N es el orden armónico para el cual aparece una distancia característica que definirá si es o no, necesario realizar el estudio armónico mediante un modelo hiperbólico. Por ejemplo, para el estudio con este modelo de la 13ª armónica se necesita que la distancia de la línea correspondiente cubra un límite mínimo aprox. de 18.57 km y una distancia en cables no aterrizados de 11.14 km aprox. en donde la permeabilidad relativa del dieléctrico del cable con respecto del aire reduce la velocidad de propagación de la onda.

#### 4.4. Transformadores

La presencia de los voltajes y corrientes armónicas dentro del transformador incrementa principalmente las pérdidas por corrientes de eddy y por histéresis así como las pérdidas de aislamiento, también puede crear condiciones de resonancia entre el embobinado del transformador y la capacitancia de la línea o bancos de capacitores conectados a la línea.

El flujo de corrientes armónicas incrementa las pérdidas en el cobre, efecto que es más considerable en el caso de transformadores convertidores debido a que ellos no se benefician con la presencia de filtros de armónicas. Por otro lado, además de la capacidad extra requerida, los transformadores convertidores generan puntos calientes en el tanque.

Un efecto importante en los transformadores de potencia es la circulación de las corrientes triples de secuencia cero en los embobinados delta. Estas corrientes que circulan adicionalmente pueden sobrecargar los embobinados a menos que el transformador este diseñado para las componentes armónicas o, que se tomen medidas adecuadas para reducir su circulación en la periferia del equipo mediante la desconexión de cargas que el mismo alimenta o, mediante la implementación de elementos que desvíen el flujo de las componentes armónicas o, que lo anulen.

Otro efecto importante dentro del transformador es cuando se alimentan cargas asimétricas las cuales pueden introducir corrientes que contengan una componente de directa que influirá significativamente en la saturación del núcleo retro-alimentando el nivel de las componentes armónicas.

En general, se puede decir que los voltajes armónicos dan como resultado, voltajes altos en el transformador y pérdidas de aislamiento considerables lo cual no es un problema si el aislamiento del equipo se encuentra diseñado para soportar niveles mucho más altos que los producidos por la intrusión de voltajes armónicos dentro del sistema.

Los transformadores normalmente se encuentran diseñados para operar muy cerca de la rodilla de la curva de saturación por lo cual se pueden llegar a tener corrientes armónicas altas generadas por niveles de voltaje armónico pequeños que dependerán en mayor grado, de la componente armónica específica y de la relación de fase entre la armónica y la fundamental. En el caso de la corriente de excitación que tiene presente la componente de tercera armónica, la forma de la señal de excitación y su magnitud dependerá del desfaseamiento de la señal de 3<sup>ra</sup> armónica con respecto de la excitación fundamental como se muestra en la figura 4.6.

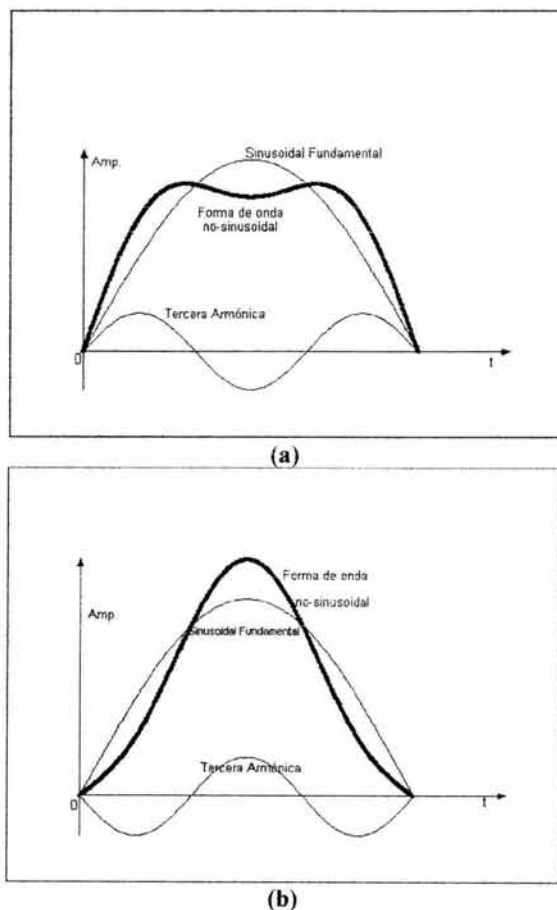


Figura 4.6. Formas de onda no-sinusoidales debidas a la relación de fase entre la fundamental y la componente de tercera armónica . (a) Forma de onda mínima con relación de fase de 0 rad. (b) Forma de onda máxima para una relación de fase de  $\pi$  rad.

Como se observa en la figura 4.6 (incisos a y b) la relación de fase entre la fundamental y la componente armónica es importante para el valor pico de la forma de onda no-sinusoidal final, y se comprueba que es el valor pico-pico y no el valor rms el que depende de la relación de fase.

El estándar IEEE C57.12.00-1980, "General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power and Regulating Transformers" propone un límite sobre el contenido armónico de la corriente de carga manejada por el transformador; dicho límite se fija para una distorsión máxima del 5% de la forma de onda de corriente y el límite para un sobrevoltaje rms que el transformador debe soportar en estado estable es del 5% con carga y del 10% sin carga.

Cabe señalar que las componentes armónicas son dependientes de la frecuencia y como tal, las pérdidas se incrementan con el aumento de la frecuencia de manera que a frecuencias altas las pérdidas serán mayores que a frecuencias bajas produciendo calentamientos en el equipo de potencia. Por lo tanto, es necesario direccionar el efecto de las cargas no-lineales con el incremento en la temperatura del transformador y con su respectiva pérdida de vida. En la actualidad se manejan muchos modelos del transformador para analizar el efecto que provocan las cargas no-lineales en su estructura, dichos modelos no se han homogeneizado del todo debido a la enorme variación que existe en el estudio del equipo para diversos tipos de configuraciones (estrella-delta, delta-estrella, estrella- estrella aterrizada, etc. para sistemas trifásicos); es decir, para llevar a cabo un estudio en el que se analicen los efectos armónicos del sistema, es indispensable establecer si es un equipo monofásico o trifásico, en cuyo caso también, se maneja el tipo de conexión debido a que los parámetros cambiarán en conformidad a esta. Uno de los modelos más sencillos para el análisis armónico de un transformador monofásico es el mostrado en la figura 4.7. mediante el cual se puede representar un banco de transformadores trifásicos.

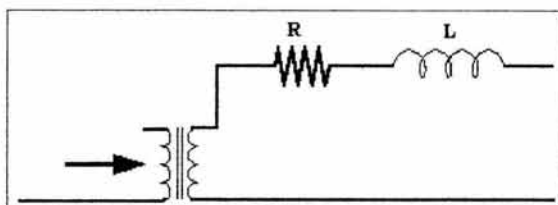


Figura 4.7. Modelo simple de un transformador.

Y la figura 4.8. muestra el modelo para el análisis de los parámetros que componen un sistema trifásico para conexiones estrella-estrella o estrella-delta en donde se observa que el nivel de complejidad en el análisis armónico aumenta.

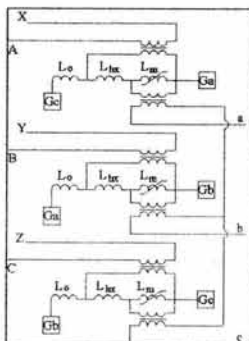


Figura 4.8. Modelo de un sistema trifásico en conexión delta-estrella (estrella-estrella).



#### 4.5. Equipos de interrupción

Las componentes armónicas dentro de los mecanismos de interrupción afectan de manera significativa la forma de onda de la corriente y, por lo tanto, su capacidad de interrupción.

La presencia de componentes armónicas en el sistema provocan elevaciones considerables en el valor máximo del voltaje transitorio y operación inapropiada del sistema de extinción del arco eléctrico.

Así mismo, las componentes armónicas contribuyen a incrementar la variación de la corriente con respecto al tiempo ( $di/dt$ ) significativamente y afectan el tiempo en que la corriente cruza por cero variando con esto, el valor pico del voltaje transitorio máximo y el tiempo de recuperación del voltaje en el sistema (del mecanismo). En donde se tiene que si el tiempo coincide con el valor de voltaje máximo de la fuente, el valor de pico de voltaje transitorio puede alcanzar un valor casi del triple del voltaje rms nominal dañando finalmente el interruptor.

Generalmente los interruptores fallan por que no son lo suficientemente capaces de interrumpir las corrientes debido a la gran concentración de componentes armónicas en el mecanismo de interrupción. Se puede decir que si la concentración de armónicas en el mecanismo es muy significativa, el proceso de extinción de arco tal vez no funcione o, si funciona, actúe con un cierto tiempo de atraso produciendo daños severos en los contactos y la fusión de los mismos si no llegase a operar el interruptor (el cual es un caso muy extremo).

Actualmente no existen estándares totalmente definidos para establecer límites de corrientes armónicas en este tipo de equipos en la industria. Las pruebas a equipos interruptivos normalmente se realizan a la frecuencia nominal del sistema, por lo mismo, no se tienen documentos específicos que señalen el comportamiento del sistema a frecuencias distintas.

#### 4.6. Equipos de protección

Los relevadores son equipos de protección que se ven afectados en múltiples maneras porque dependen tanto de los voltaje y corrientes pico del sistema como de la ausencia de los mismos; por lo tanto, su operación puede ser afectada en algunos casos significativamente con la aparición de componentes armónicas dentro del equipo.

Por ejemplo, los relevadores electromecánicos con disco de inducción pueden ser afectados por la presencia de armónicas que producen un torque en una dirección definida de tal manera que alterará las características de disparo del relevador. Otro ejemplo es lo que sucede con los relevadores de tierra que no distinguen las corrientes de secuencia cero de las corrientes de tercera armónica en donde una corriente excesiva de tercera armónica producirá la operación del equipo de protección.

Debido a estudios canadienses armónicos recientes con respecto a operaciones en relevadores, se llegó a algunas de las siguientes conclusiones.

- a) Los relevadores tienden a operar muy lentamente a valores pico muy altos y a operar muy pronto con valores pico bajos.
- b) Los relevadores que operan bajo condiciones de frecuencia estática son más susceptibles a los cambios en las características de operación.
- c) En la mayoría de los casos, los cambios en las características de operación son menores sobre rangos moderados de distorsión esperada durante la operación normal del sistema.
- d) Los torques de operación de los relevadores pueden ser invertidos dependiendo del nivel de concentración armónico en el sistema.
- e) Los tiempos de operación del mecanismo de los relevadores puede variar ampliamente como función de la frecuencia.
- f) Las armónicas pueden afectar la velocidad de operación de los relevadores diferenciales. Pruebas han indicado que la operación de los relevadores puede llegar a un punto en el cual se detenga.

En base a lo anterior se observa que las componentes armónicas provocan operaciones inadecuadas en los relevadores dentro del sistema a niveles mayores que los niveles armónicos en otros equipos. Por ejemplo, niveles de 10 a un 20% de concentración armónica con respecto de sus respectivas magnitudes fundamentales provocarían problemas en la operación de un relevador en condiciones normales.

#### **4.7. Dispositivos de medición**

Los equipos de medición e instrumentación son afectados también, por la existencia de componentes armónicas dentro de un sistema determinado. Por ejemplo, en los sistemas de medición con base en la inducción de disco son diseñados y calibrados para operar a magnitudes con una frecuencia fundamental; por lo tanto, la existencia de componentes armónicos en el sistema producen torques electromagnéticos adicionales en el disco provocando operaciones erróneas.

Estudios canadienses han demostrado que un contenido de 20% de la 5ª armónica puede generar un error del 10-15% en elementos trifásicos de un transductor de potencia (en watts). Estudios anexos han demostrado que los errores se pueden deber a la presencia de corrientes armónicas de secuencia negativa, positiva y cero, resultando para la última en menor grado, aunque claro que esto depende del tipo de medidor, si son medidores de tecnología digital, estos pueden medir la potencia basados en la forma de la onda; cabe señalar que normalmente la concentración armónica debe de ser muy severa para que aparezcan errores significativos en las mediciones.

#### 4.8. Equipo electrónico

En la actualidad cuando se habla de un equipo electrónico en materia de calidad de la energía se entiende que dicho equipo funge como una fuente de componentes armónicas, aunque, es preciso señalar que este tipo de equipos, además de que se encuentra involucrado como parte transmisora de flujos armónicos hacia el sistema, también se ve afectado por el flujo armónico externo y por sus propias características no-lineales. Es decir, este tipo de equipos se ve afectado por componentes armónicas debido a que depende principalmente del cruce por cero del voltaje de alimentación y, de la misma manera funda sus características de funcionamiento en la forma de la señal misma que se ve afectada por el nivel de concentración armónica dentro y fuera del equipo la cual inducirá efectos distorsionantes en el propio.

La penetración de componentes armónicas dentro del equipo provoca operaciones incorrectas como fallas de conmutación que pueden cambiar el tiempo en el cual la señal cruza por cero. Por ejemplo, los inversores de cd a ca y viceversa, el proceso de transformación de las magnitudes dentro de estos equipos puede generar muestras en la señal de voltaje provocadas por conmutación (como se observo en el capítulo 3) que introducirán efectos significativos al sistema y al mismo equipo.

A causa de las componentes armónicas se pueden generar disrupciones en la operación del equipo electrónico, estas pueden ser tanto en el convertidor como en la carga aunque son más comunes en el convertidor y son función de su propio diseño.

En la actualidad se han formulado recomendaciones en base a pruebas sobre sistemas (plantas industriales generalmente) que contienen un cierto nivel de distorsión en condiciones de estado estable que se han ido adicionando a el estándar IEEE 519 que lleva por título "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converter".

Así mismo, en la actualidad se han desarrollado modelos para el análisis del efecto armónico en donde el modelado de las componentes de la red de suministro no ha sido tan difícil debido a que la mayoría de las componentes de la red son previamente fijadas y generalmente no cambian, por el contrario, las componentes manejadas como carga que se conecta al sistema de alimentación son la mayor parte de las veces, difíciles de modelar. Como el comportamiento de la carga es aleatorio, el diseño de un modelo de carga normalmente busca aproximar las características teóricas del sistema a las características reales de la carga a través de un modelo promedio. Para el estudio de la carga se ha buscado modelarla a partir de resistencias paralelas ya sea a una capacitancia o a una inductancia, todo depende de su potencia reactiva o activa como se muestra en la figura 4.9.

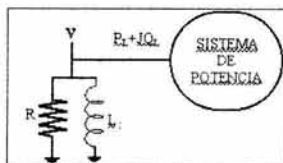


Figura 4.9. Representación esquemática de una carga conectada a un sistema.

Cabe resaltar que el presente trabajo solo intenta mostrar la importancia del tema de la propagación y los efectos de las componentes armónicas generadas por ondas no-lineales a lo largo del sistema y de los equipos eléctricos del sistema. Aunque nuestro tema no se aboca del todo a las fuentes de ondas no-lineales, es indispensable conocerlo para saber posteriormente ¿por qué debe disminuirse la capacidad de placa de un transformador? cuando se tienen conectadas cargas no-sinusoidales al sistema; por lo tanto, dejaremos lo visto, como un requisito base ya definido con el propósito de establecer un marco general y de esta manera entraremos al siguiente capítulo en el que se formalizan los parámetros más importantes que se ven afectados en el transformador por la existencia de cargas no-sinusoidales.

# CAPITULO 5

## DISTORSION DE VOLTAJE Y CORRIENTE

En la actualidad las industrias manufactureras han avanzado considerablemente tanto en las áreas de fabricación de materiales dieléctricos, como en la de conductores y materiales ferromagnéticos haciendo posible que los equipos mejorados sean de tamaños reducidos y eficiencias muy altas.

Una de las grandes ventajas de los materiales fabricados con nuevas tecnologías es conseguir niveles de densidad de flujo magnético superiores para la construcción de núcleos ferromagnéticos, aunque cabe resaltar que los materiales utilizados para la construcción de los equipos de potencia eléctrica así como los mismos equipos (máquinas rotatorias y estáticas) son probados y sus expectativas de operación se encuentran previstas para respuestas a formas de onda puramente sinusoidales dentro y fuera del laboratorio, pero como actualmente las cargas y equipos que se usan en la red eléctrica generan y demandan formas de onda no-sinusoidales, esto incrementará el nivel de pérdidas ya existentes en los equipos de alimentación conectados al sistema.

El aumento del efecto producido por equipos que utilizan tecnología de estado sólido se ha visto reflejado de manera preponderante en las características funcionales de los transformadores que son el punto de conexión entre el cliente y el sistema de suministro de energía. En la actualidad el suministro se lleva a cabo para una carga instalada con un rango de capacidad determinada, pero es claro que el sistema que alimenta la carga no tiene control sobre ella y los equipos que la conforman producen una demanda de energía extra que aumenta las pérdidas tanto en los cables de alimentación como en el mismo transformador. Las pérdidas extra generadas aumentan el nivel de temperatura en núcleo, paredes, accesorios de apriete, boquillas y, principalmente en los devanados produciendo el envejecimiento acelerado del aislamiento y por tanto, la reducción de la expectativa de vida del transformador.

Sabemos que las cargas que se encuentran conectadas actualmente a la red de suministro en su mayoría, son cargas que generan formas de onda no-sinusoidales que contribuyen a la deformación de la onda producida por los equipos de alimentación ocasionando que los parámetros que afectan las pérdidas del equipo cambien en un momento dado y por ende, incrementen las pérdidas. El capítulo actual se aboca primordialmente en definir estos parámetros y en determinar las variaciones de las pérdidas tanto del núcleo como del embobinado de un transformador.

### 5.1. Pérdidas en el núcleo

Las pérdidas en el núcleo de un equipo eléctrico dependen principalmente de:

- Las características físicas del material magnético:** generalmente se utilizan materiales blandos para la construcción de transformadores y máquinas rotativas debido a que ofrecen niveles de saturación mayores para intensidades de campo menores  $H$  que evitan el manejo de potencias mayores para la operación del material disminuyendo así, las pérdidas a lo largo de la curva de histéresis. Los materiales que con más frecuencia se utilizan en la actualidad, son aleaciones de hierro al silicio, manganeso, cobalto o níquel (u otros). Puesto que su resistividad eléctrica es muy baja; se usan en laminaciones de 0.1 a 1 mm de espesor lo cual dificulta la creación de corrientes parásitas.
- De la geometría del circuito magnético:** Define la sección de área transversal disponible para la trayectoria del flujo a lo largo del núcleo; es decir, mientras mayor sea la sección transversal del núcleo, mayor serán las pérdidas originadas por el paso del flujo, como lo muestra la figura 5.1.

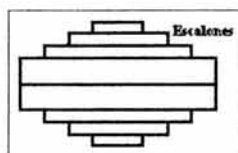


Figura 5.1. Sección transversal del núcleo de un transformador.

A partir de las pérdidas por corrientes de eddy y por histéresis se define la calidad del núcleo del transformador para aplicaciones en ca y se determinan idealmente de la siguiente manera:

$$P_H = \alpha f (B_{\max})^2 \dots\dots\dots(5.1.)$$

$$P_E = \beta f^2 B_{ef}^2 \dots\dots\dots(5.2.)$$

Donde:

$\alpha$  y  $\beta$ : son constantes que dependen del tipo de material y del espesor del laminado del núcleo.

$B_{\max}$ : es la densidad de flujo máximo en Teslas [T].

$B_{ef}$ : es la densidad de flujo eficaz en Teslas [T].

$f$ : es la frecuencia fundamental en Hertz.

$P_H$ : Pérdidas debidas al lazo de histéresis en [W/Kg].

$P_E$ : Pérdidas por corrientes de Eddy en [W/Kg].

Las expresiones 5.1 y 5.2 definen las pérdidas del núcleo debidas a la existencia de una señal sinusoidal no distorsionada. Cuando la forma de onda resulta ser no-sinusoidal las pérdidas se incrementan generalmente como la onda de voltaje y de corriente es diferente a una senoide en los equipos probados su análisis directo es más complicado; por lo tanto, se considera el análisis de Fourier como un procedimiento más sencillo para la obtención de resultados.

A partir de Fourier se definen las pérdidas totales del núcleo como la suma de las pérdidas a la frecuencia fundamental más las pérdidas generadas por cada componente armónico; es decir, si tenemos que:

$$P_{NL} = P_H + P_E \text{ (a frecuencia fundamental).....(5.3)}$$

$$P_{NLtot} = \sum_{h=1}^{h_{max}} P_{Hh} + \sum_{h=1}^{h_{max}} P_{Eh} \text{ (para la frecuencia fundamental y sus n-armónicas)...(5.4)}$$

Donde:

h: es un número entero que define el orden armónico.

Para una onda de características no-sinusoidales se tiene una onda de voltaje que se define de la siguiente manera a partir de sus valores rms:

$$v(wt) = \sum \sqrt{2} V_h \text{sen}(h wt + \theta_h); v(0) = 0 \text{ y } v(\pi) = 0 \text{.....(5.5)}$$

que produce una densidad de flujo magnético:

$$B(wt) = \frac{-1}{NAw} \sum \frac{\sqrt{2}}{h} V_h \text{cos}(h wt + \theta_h) \text{.....(5.6)}$$

Donde:

N: es el número de vueltas .

A: es el área de la sección transversal del núcleo.

w: es la frecuencia angular  $2\pi f$

h: es el orden armónico

$$\text{con una amplitud para } wt = 0: \hat{B} = \frac{1}{NAw} \sum \frac{\sqrt{2}V_h}{h} \text{cos}\theta_h \text{.....(5.7)}$$

En la figura 5.2 se muestra de que manera afecta la forma de onda del voltaje y por consiguiente, la densidad de flujo magnético al lazo de histéresis. En donde se observa que :

- a) **Por cada cruce de la semi-onda de voltaje se produce un cambio en el signo de la pendiente de la forma de onda de la densidad de flujo magnético.**
- b) **Si el número de cruces es mayor que uno entonces aparecerán lazos de histéresis menores dentro del lazo de histéresis mayor.**

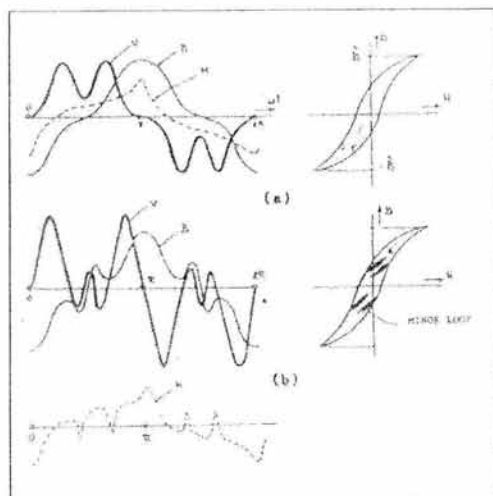
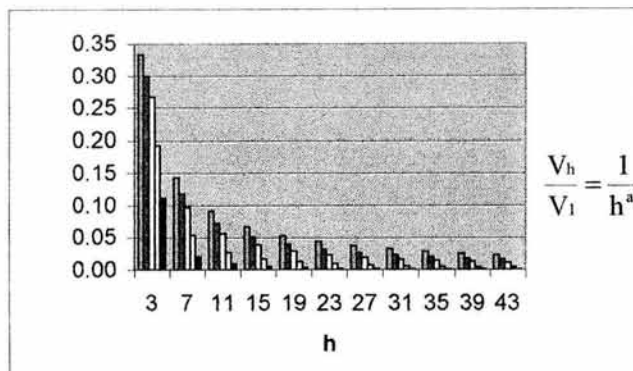


Figura 5.2. Formas de onda del Voltaje V, de la Densidad de Flujo B, de la Intensidad de Campo Magnético H y su correspondiente Lazo de Histéresis para caso no-sinusoidal.



a	1	1.1	1.2	1.5	2	
THD(%)	47.8	40.6	34.8	22.7	12.1	IMPAR
	79.7	69.8	61.8	44.9	28.7	PAR-IMPAR

Figura 5.3. Espectro Armónico Asumido.

### 5.1.2. Pérdidas debidas al lazo de histéresis

Las pérdidas debidas al lazo de histéresis se pueden definir para una variación en la forma de onda de voltaje V que matemáticamente se puede expresar sustituyendo la ec. 5.7 en 5.1 resultando:



$$P_{Hh} = \alpha f \left[ \frac{\sqrt{2}}{NAW} \sum_{h=1}^{h \max} \frac{Vh}{h} \cos(\theta h) \right]^s \dots\dots\dots(5.8)$$

y para expresar las pérdidas normalizadas se puede dividir 5.8 con respecto a las pérdidas a voltaje sinusoidal donde  $\hat{B} \approx V$ :

$$P_{Hh} = \frac{P_{Hh}}{P_H} = \left[ \sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h} \frac{Vh}{V} \cos(\theta h) \right]^s \dots\dots\dots(5.9)$$

En la figura 5.3 se muestra un espectro armónico utilizado por Alexander Eigeles del Worcester Polytechnic Institute para determinar el efecto de la distorsión de voltaje sobre las pérdidas de histéresis. Por lo tanto, para llegar a definir las pérdidas en función de la distorsión del voltaje en el núcleo se llevan a cabo las siguientes consideraciones:

1. Se maneja un valor  $\theta_h = 0$  para las pérdidas máximas.
2.  $\frac{V_h}{V_1} = \frac{1}{h^n}$  de la figura 5.3.
3. El valor rms de una onda no-sinusoidal es igual al valor rms de una forma de onda sinusoidal.

Entonces:

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} V_h^2} = V_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} = V_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{2n}}} \dots\dots\dots(5.10)$$

Sustituyendo 5.11 en 5.10 tenemos:

$$P_{HU} = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{n+1}} \right)^s = \left( \frac{1}{1 + THD^2} \sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{n+1}} \right)^s \dots\dots\dots(5.11)$$

Donde:  $THD = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2}$  y es la distorsión armónica total de voltaje

En la figura 5.4 se muestran las pérdidas normalizadas para dos casos extremos, en el caso en que las armónicas impares se encuentran presentes (nivel de pérdidas mínimo) y en el que tanto las armónicas pares como impares aparecen (nivel de pérdidas máximo).

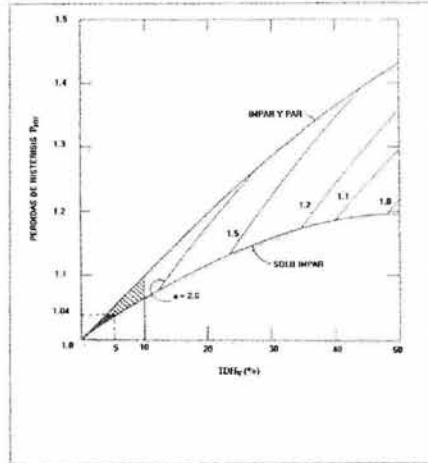


Figura 5.4. Pérdidas de Histéresis en pu de las pérdidas para onda sinusoidal con respecto a la Distorsión Armónica Total (THD).

**5.1.3. Pérdidas debidas a las corrientes de eddy**

Bajo condiciones de flujo no-sinusoidal se puede aplicar la ecuación 5.2 para una onda no-lineal por separado; es decir, se descompone en una fundamental y sus armónicas, se analiza cada una y posteriormente se suman sus contribuciones a la forma de onda no-lineal.

Es preciso señalar que el uso de la ec. 5.2 no es aplicable para el análisis de las pérdidas por corrientes de eddy en el núcleo, debido a que para ondas características a frecuencias muy altas se produce un efecto reactivo que crea una disminución significativa de la densidad de flujo magnético dentro del material y por ende, de las pérdidas por corrientes de eddy, por lo cual, la variación definida anteriormente ya no es la misma y por lo tanto, se considera un factor de corrección que se expresa de la manera siguiente:

$$k_{rh} = \frac{3 \operatorname{senh}Z_h - \operatorname{sen}Z_h}{Z_h \operatorname{cosh}Z_h - \operatorname{cos}Z_h} \dots\dots\dots(5.12)$$

Donde:

$$Z_h = \Delta \sqrt{\pi \mu \gamma f h}$$

$\Delta$  = es el espesor de cada una de las láminas que forman el núcleo en metros.

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \mu_r \left[ \frac{\Omega s}{m} \right]$$

$\mu_r$  = es la permeabilidad relativa del material que compone el núcleo.

$\gamma$  = es la conductividad del material en  $[\frac{1}{\Omega m}]$

$f$  = es la frecuencia nominal en [Hz]

$h$  = es el orden armónico.

En la figura 5.5 se observa como es menor la distribución del flujo magnético en el centro en comparación con los extremos del núcleo laminado a consecuencia de la reacción debida al flujo generado por las corrientes de eddy. De la misma forma, si usamos como punto de partida la ec. 5.12 y 5.13 tendremos que a medida que se aumenta la frecuencia y por consiguiente, el orden armónico, el factor de reducción de pérdidas será mayor. Por ejemplo, se tiene que el espesor de las laminaciones es usualmente del orden de  $5 \cdot 10^{-4} m$  o menor y con una conductividad que oscila entre valores de  $10^6$  y  $10^7$  mhos; por lo tanto, para un orden de frecuencia mínimo o nominal se tiene que  $Z_1$  es menor a 2 y entonces el factor de reducción será aproximadamente igual a 1. Pero, si se tiene una forma de onda no-sinusoidal con componentes armónicos de frecuencia altas,  $Z_h$  cambia a valores aproximados de  $Z_h = Z_1 \sqrt{h}$  y el factor  $k_{th}$  decrece drásticamente.

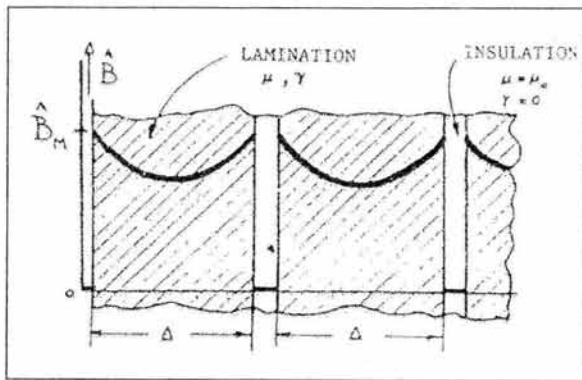


Figura 5.5. Distribución de la Densidad de Flujo Magnético en laminaciones de acero de máquinas eléctricas.<sup>1</sup>

Por lo tanto, la ecuación 5.2 la podemos describir en función del factor de reducción y del orden armónico teniendo como resultado la siguiente expresión:

$$P_{Eh} = \beta f^2 \sum_{h=1}^{h_{max}} h^2 \hat{B}_h^2 k_{th} \dots \dots \dots (5.13)$$

<sup>1</sup> IEEE TUTORIAL COURSE "POWER SYSTEM HARMONICS". page. 106.

Si manejamos las consideraciones como en el caso anterior para las pérdidas por histéresis tenemos que:

1. Obteniendo las pérdidas por corrientes de eddy en por unidad de las  $P_E$  para una forma de onda no-sinusoidal

$$P_{EhU} = \frac{P_{Eh}}{P_E} = \sum_{h=1}^k \frac{h^2 \hat{B}_h^2 k_{rh}}{\hat{B}^2 k_l} \dots\dots\dots(5.14)$$

2. Existe una proporcionalidad entre la densidad de flujo magnético y el voltaje, es decir,  $\hat{B}_h \approx V_h$  y el valor rms del voltaje de una forma de onda no-sinusoidal es igual al valor rms de una sinusoidal

$$P_{EhU} = V_1^2 \sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{h^2 \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2 k_{rh}}{V^2 k_{rl}} \dots\dots\dots(5.15)$$

3. Y del espectro armónico asumido finalmente

$$P_{EhU} = \sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{h^2 \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2 k_{rh}}{(1 + THD^2) k_{rl}} = \sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{h^2 \left(\frac{k_{rh}}{n^{2a}}\right)}{(1 + THD^2) k_{rl}} \dots\dots\dots(5.16)$$

Donde THD es la distorsión armónica total de la forma de onda de voltaje escrita en el apartado anterior. Si calculamos las pérdidas debidas a las corrientes de eddy a partir del espectro armónico de la figura 5.3 los resultados serán los mostrados en la figura 5.6.

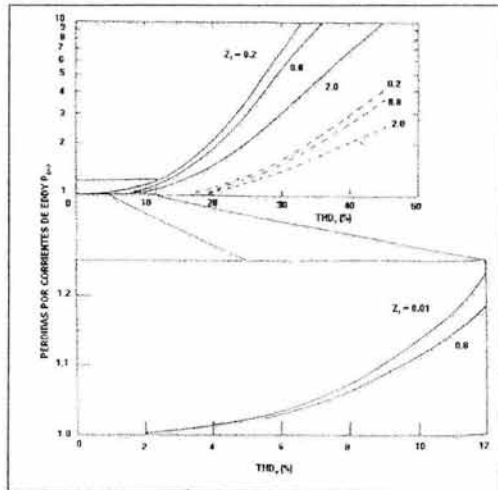


Figura 5.6. Pérdidas por Corrientes de eddy en pu de las pérdidas para onda sinusoidal con respecto a la Distorsión Armónica Total (THD).

## 5.2. Pérdidas en los devanados

Las pérdidas en los devanados se deben principalmente a las corrientes de eddy, y se pueden definir a partir de la siguiente expresión:

$$P_E = \frac{(\pi \pi h_s \hat{H}_{x1})^2 \gamma}{6} \dots \dots \dots (5.17)$$

La ecuación 5.17 determina las pérdidas promedio por unidad de volumen desarrolladas por un conductor de sección transversal rectangular como el mostrado en la figura 5.7 que es solo una aproximación y necesita un factor de corrección debido al flujo por corrientes de eddy dentro del conductor que crea una intensidad de campo magnético reaccionante  $\hat{H}_{x1}$  que produce finalmente una intensidad de campo magnético resultante  $\hat{H}_{xT}$  no-uniforme.

El efecto del campo resultante será mayor en los extremos del conductor con respecto al campo inicial no-perturbado y será menor al mismo en su parte central como lo muestran los incisos c y d de la figura 5.7. Por lo tanto, el factor de corrección es parecido al aplicado en las pérdidas por corrientes de eddy en el núcleo del transformador.

$$C_{hx} = \frac{6}{X_h^3} \frac{\sinh X_h - \text{sen} X_h}{\cosh X_h - \cos X_h} \dots \dots \dots (5.18)$$

Donde:

$$X_h = a \sqrt{\pi \mu_o f \gamma h}$$

$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} \left( \frac{\Omega s}{m} \right)$ ; la permeabilidad magnética en vacío.

$\gamma' = \frac{\gamma a}{(a + e)}$ ; se corrige la conductividad por el espacio entre los conductores.

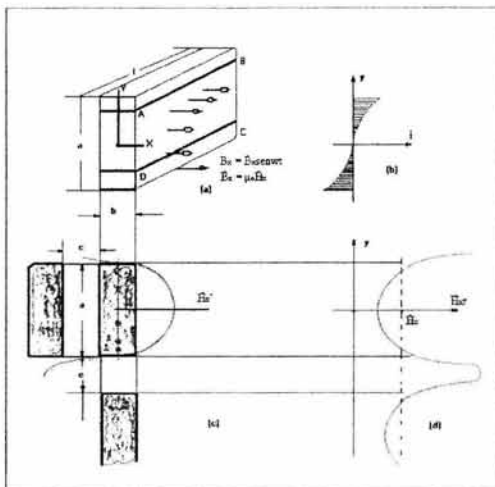


Figura 5.7. Segmento de un conductor inmerso en un campo de distribución en ca. (a) Sección geométrica, (b) Distribución de la Densidad de la corriente de eddy, (c) Reacción de Campo debida a (b) y (d) Distribución del Campo a lo largo de los conductores.

Es preciso señalar que para la intensidad de campo definida en la ecuación 5.19 se considero la intensidad  $\hat{H}_x$  en dirección radial; pero, en realidad los conductores se encuentran expuestos tanto al campo radial como al axial  $\hat{H}_y$  como lo muestra la figura 5.8 y la relación matemática finalmente es la siguiente:

$$P_{Eh} = \frac{(\pi h \mu_0 h f)^2 [(h \hat{H}_{xh})^2 C_{hx} + (b \hat{H}_{yh})^2 C_{hy}] \gamma}{6} \dots\dots\dots(5.19)$$

**NOTA:** El factor de corrección  $C_{hy}$  es idéntico al  $C_{hx}$  salvo que para el primero se realiza una sustitución de b por a y e por c.

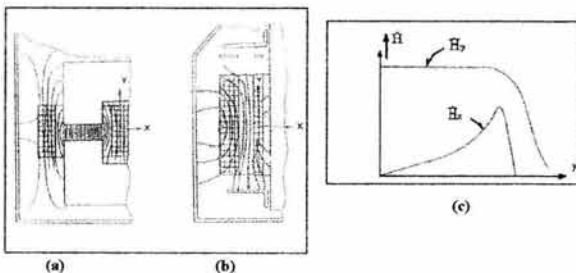


Figura 5.8. Distribución del Flujo de Dispersión. (a) Reactancia, (b) Transformador y (c) Distribución de la Intensidad de Campo radial y axial a lo largo de los devanados.

La ec. 5.19 se puede describir para cada una de las intensidades en pu de la intensidad para una forma de onda sinusoidal:

$$P_{EhUx} = \sum h^2 \left( \frac{\hat{H}_{xh}}{\hat{H}_x} \right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots\dots\dots(5.20)$$

$$P_{EhUy} = \sum h^2 \left( \frac{\hat{H}_{yh}}{\hat{H}_y} \right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots\dots\dots(5.21)$$

Si se maneja una relación entre las intensidades de campo de las h-frecuencias armónicas  $\hat{H}_{xh}$ ,  $\hat{H}_{yh}$  y la intensidad para la onda sinusoidal  $\hat{H}$ , se puede llegar a

$$\frac{\hat{H}_{xh}}{\hat{H}_x} = \frac{\hat{H}_{yh}}{\hat{H}_y} = \frac{I_h}{I} \dots\dots\dots(5.22)$$

Entonces las ecs. 5.20 y 5.21 se pueden expresar en función de 5.22 como:

$$P_{EhUy} = \sum h^2 \left( \frac{I_h}{I} \right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots\dots\dots(5.23)$$

$$P_{EhUx} = \sum h^2 \left( \frac{I_h}{I} \right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots\dots\dots(5.24)$$

Considerando el valor rms de la onda sinusoidal igual al valor rms de la onda no-sinusoidal:

$$I = \sqrt{\sum I_h^2} = I_1 \sqrt{\sum \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2} \dots\dots\dots(5.25)$$

Sustituimos 5.25 en 5.23 y 5.24 y realizando un manejo algebraico tenemos que:

$$P_{EhUy} = \frac{1}{1 + \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2} \sum_{h=1}^{h_{\max}} h^2 \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots\dots\dots(5.26)$$

$$P_{EhUx} = \frac{1}{1 + \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2} \sum_{h=1}^{h_{\max}} h^2 \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots\dots\dots(5.27)$$

Donde:

$THD_I = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2}$ ; es el factor de Distorsión Armónica Total de Corriente.

En la mayoría de las publicaciones no se considera la relación de los factores de corrección, pero es preciso señalar que la relación puede ofrecer resultados más conservadores para devanados con sección transversal rectangular.

En la mayoría de los transformadores el campo axial es más uniforme a lo largo de los devanados que el campo radial como lo muestra la figura 5.8 debido a que el campo radial varía significativamente a lo largo de los devanados y muestra un máximo en sus extremos de los devanados.

Para el cálculo de las pérdidas por carga en un transformador se toman en cuenta tanto las pérdidas debidas al efecto Joule ( $I^2R$ ) como las pérdidas debidas al flujo de dispersión considerando más significativas, las pérdidas por corrientes de eddy que se verán afectadas en mayor medida por la distorsión de corriente cuya contribución al flujo de dispersión incrementará los niveles de temperatura de los puntos calientes y el riesgo de daño o falla por el envejecimiento acelerado del aislamiento. Las pérdidas por carga (o impedancia) se definen de la manera siguiente:

$$P_L = P_{CD} + P_E = P_{CD}(1 + F_{PDISP}) \dots\dots\dots(5.28)$$

Si utilizamos la densidad de corriente para definir las pérdidas  $I^2R$  tenemos que la ec. 5.28 se describe como:

$$P_L = \frac{j^2}{\gamma} (1 + F_{PDISP}) \dots\dots\dots(5.29)$$

Donde:

$\frac{j^2}{\gamma}$ : son las pérdidas en cd en  $[\frac{W}{m^3}]$

$j$ : es la densidad de corriente.

$F_{PDISP}$ :  $\frac{P_E}{P_{CD}}$ ; es el factor de pérdidas debidas al flujo de dispersión.

Cuando el valor rms de la corriente nominal es afectado por la distorsión de su forma de onda, entonces la densidad de corriente se puede describir como sigue:

$$j_h^2 = j_1^2 \sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \dots\dots\dots(5.30)$$

Y las pérdidas totales son:



$$P_{Lh} = j_1^2 \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \left[1 + F_{\text{pdis}} \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \frac{C_h}{C_1}}{\sum_{h=1}^h \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2}\right] / \gamma \dots\dots\dots(5.31)$$

Ahora, rescribiendo la ec. 5.32 en pu de las pérdidas para una forma de onda sinusoidal y considerando que  $j_h = j$ :

$$P_{Lh} = [1 + F_{\text{pdis}} \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \frac{C_h}{C_1}}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2}] / (1 + F_{\text{pdis}}) \dots\dots\dots(5.32)$$

A partir de la ec. 5.32 se pueden obtener el incremento de las pérdidas en los devanados del equipo para una distorsión y un factor de pérdidas por dispersión previamente establecidos. Para distorsión de voltaje no mayor al 5% las pérdidas en el núcleo se mantendrán en valores que no serán significativos para las pérdidas totales en el equipo. En la mayoría de los casos se considera que el efecto armónico es más importante en las pérdidas de los devanados que son las pérdidas  $I^2R$  más las pérdidas por corrientes de eddy, en donde se tiene que para factores de pérdidas por dispersión pequeños, el embobinado diseñado será menos susceptible al efecto del flujo de dispersión (en un buen diseño se manejan conductores redondos o conductores rectangulares de sección transversal pequeña); para enrollados largos y delgados se mantendrá el factor  $F_{\text{pdis}}$  y las pérdidas estables. Al contrario, para factores de pérdidas por dispersión suficientemente grandes, cualquier cambio pequeño en las  $P_E$  puede incrementar significativamente las pérdidas totales en el equipo y disminuir la expectativa de vida del mismo si no se toman las medidas adecuadas.

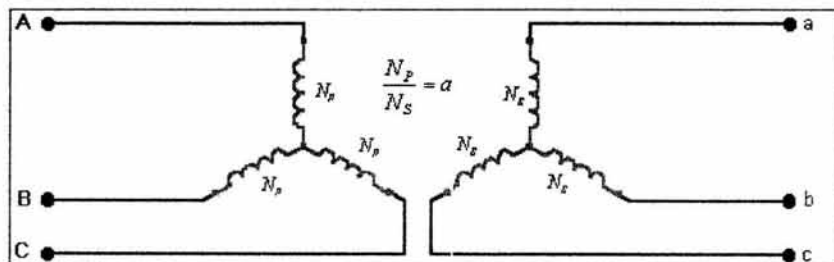
## CAPITULO 6

# CARACTERISTICAS DE LAS CONEXIONES DELTA ESTRELLA

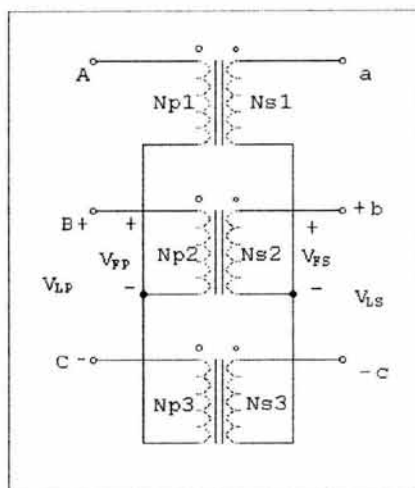
El siguiente capítulo da una breve explicación de los tipos de conexiones generalmente utilizados en los sistemas eléctricos de potencia, en donde se establecen solo algunas de las características que juegan un papel preponderante dentro del sistema.

La Delta y Estrella son configuraciones usuales que aparecen en la mayoría de los transformadores conectados a la red eléctrica. Un sistema trifásico puede ser alimentado por un banco de tres transformadores monofásicos o un transformador trifásico; en su defecto, las conexiones llevadas a cabo son las mismas.

**6.1. CONEXIÓN ESTRELLA-ESTRELLA:** Se define en el diagrama de la figura 6.1.(b).



(a)



(b)

Figura 6.1. (a) Configuración y (b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores.

Este tipo de conexión se emplea para tensiones muy elevadas debido a que reduce la capacidad de aislamiento aunque tiene ciertas desventajas:

- Representa nula oposición al paso de los armónicos.
- Los voltajes de las fases son seriamente desbalanceados cuando las cargas que alimenta el transformador se encuentran desbalanceadas.
- Si los neutros de ambos lados del transformador no se unen, existe distorsión del voltaje de línea a neutro.

Problemas de desbalance en las fases y del paso de las componentes armónicas se pueden solucionar considerando los siguientes puntos:

- Conectar el neutro del primario sólidamente a tierra para evitar sobretensiones que podrían ser peligrosas en el equipo, suministrando así, un camino para las componentes de tercer armónico.
- Agregar un devanado terciario en configuración Delta para encerrar o absorber las componentes de tercer armónico eliminándolas de la red.

**6.2. CONEXIÓN DELTA-DELTA:** Esta configuración se describe con el gráfico que se muestra en la fig. 6.2.

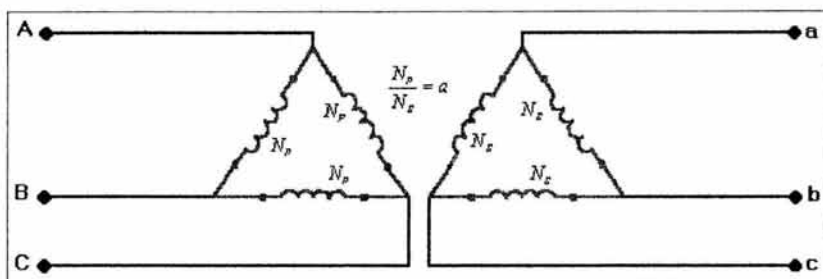


Figura 6.2. Gráfico representativo de la Configuración Delta-Delta.

La conexión Delta-Delta generalmente se utiliza para alimentar cargas trifásicas simultáneamente y monofásicas si se cuenta con una derivación en el punto medio del devanado secundario de uno de los transformadores conectándolo a tierra y al neutro del secundario.

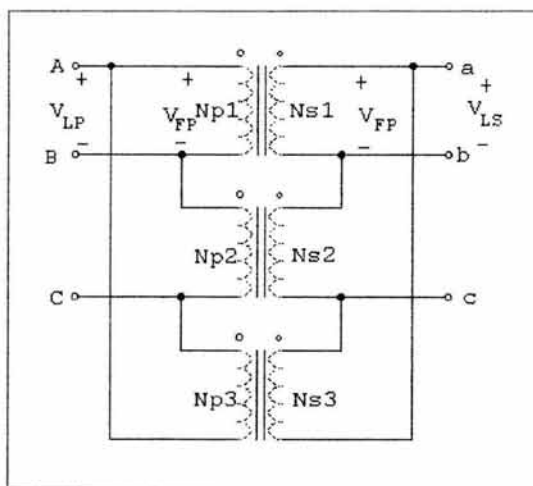


Figura 6.3. Diagrama esquemático de la Configuración Delta-Delta.

Las características más notorias de la conexión Delta-Delta son las siguientes:

- No presenta desfase del devanado secundario respecto del primario.
- Puede alimentar cargas trifásicas simultáneamente con cargas monofásicas (generalmente alumbrado).
- El transformador con derivación en el punto medio conectado al neutro toma dos terceras partes de carga monofásica y una tercera parte de carga trifásica y cada uno de los otros toman una tercera parte de las cargas monofásica y trifásica.

- Este tipo de conexiones no tienen problemas de terceros armónicos o cargas desbalanceadas, sin embargo, presenta circulación de corrientes considerables en sus devanados cuando los transformadores del banco tienen relaciones de transformación diferentes.
- Su impedancia debe de ser la misma en los tres enrollados.

La configuración Delta-Delta puede manejarse como una Delta abierta para bancos con transformadores monofásicos debido a que si un transformador falla o se tiene fuera de servicio por mantenimiento, los transformadores que restan pueden seguir alimentando la carga aunque su potencia disminuirá alrededor del 58%; un gráfico de esta configuración se muestra en la figura 6.4.

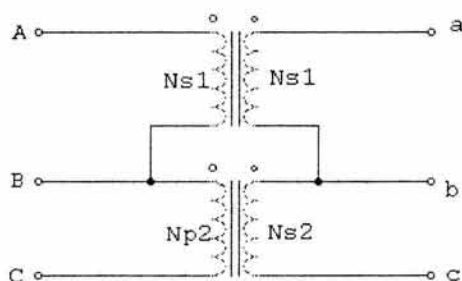
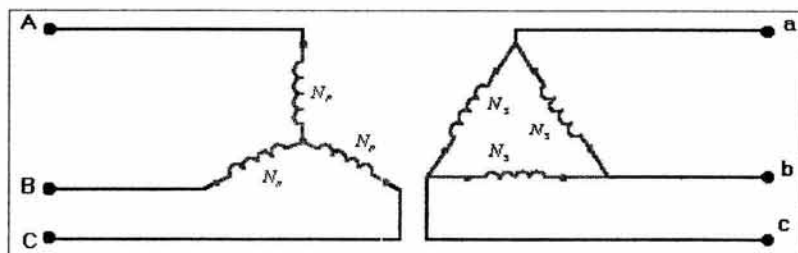


Figura 6.4. diagrama esquemático de la Configuración Delta abierta.

**6.3. CONEXIÓN ESTRELLA-DELTA:** Se representa por el gráfico de la figura 6.5.



(a)

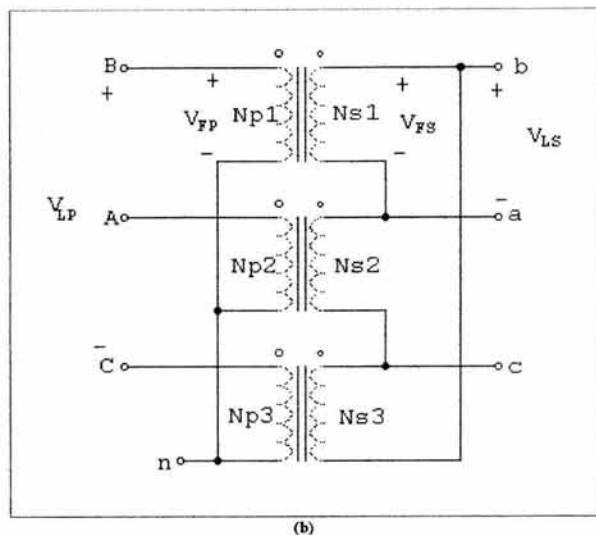
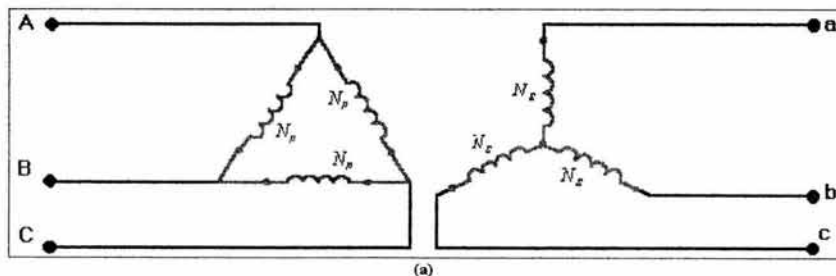


Figura 6.5. Configuración Y-Δ (a) Diagrama gráfico y (b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores.

Este tipo de conexión se usa frecuentemente en los sistemas de transmisión de las subestaciones receptoras cuya función es reducir el voltaje. Y sus características más importantes son:

- La impedancia de los tres transformadores no necesita ser la misma.
- No tiene problemas con las componentes de tercer armónico en sus voltajes ya que ellos se consumen en la corriente circulante del lado Delta.
- Es más estable para cargas desbalanceadas, puesto que la Delta redistribuye cualquier desbalance que se presente.
- El desplazamiento en este tipo de configuración del voltaje secundario con respecto del voltaje primario puede ocasionar problemas al intentar conectar transformadores en paralelo puesto que los ángulos de fase de desplazamiento en los transformadores que se van a conectar en paralelo deben ser iguales. En Estados Unidos se acostumbra hacer que el voltaje secundario atrase al voltaje primario.

**6.4. CONEXIÓN DELTA-ESTRELLA:** En la fig. 6.6. se muestran las configuraciones Delta-Estrella, Δ - Y.



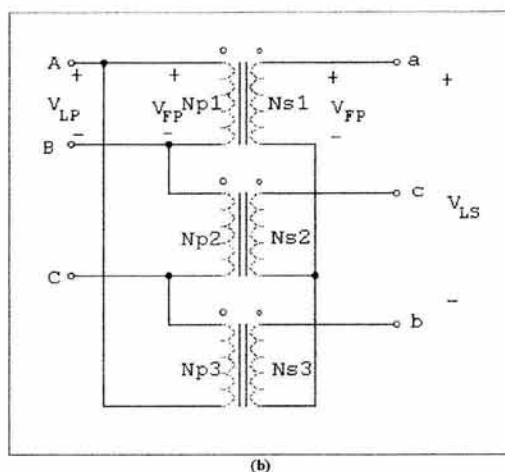


Figura 6.6. Configuración  $\Delta$ -Y. (a) Diagrama gráfico, y (b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores.

La conexión  $\Delta$ -Y se usa en los sistemas de transmisión en los que es necesario elevar las tensiones de generación como centrales generadoras. En sistemas de distribución industrial, su uso es conveniente debido a que se tiene acceso a las tensiones de línea y de fase.

**6.5. CONEXIÓN TIPO T:** Es una configuración que usa dos transformadores para convertir potencia trifásica en potencia trifásica a diferente nivel de voltaje. Aquí tanto el devanado primario como el secundario se derivan al 86.6% y las derivaciones se encuentran conectadas a los puntos centrales de los correspondientes bobinados del segundo transformador, en esta conexión  $T_1$  es la parte principal y  $T_2$  es la parte que funciona como excitador. El diagrama se muestra en la fig. 6.7.a. y 6.7.b.

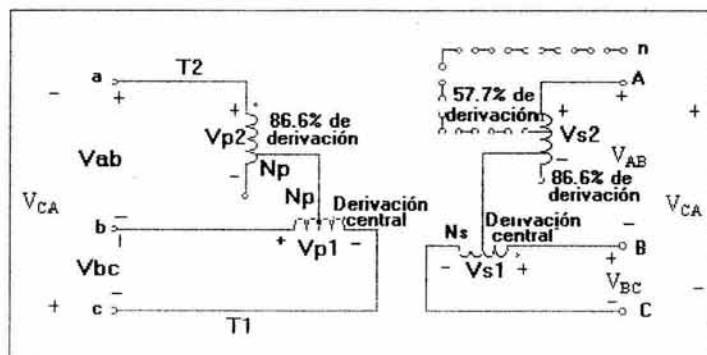


Figura 6.7.a. Configuración T para obtener una salida trifásica.

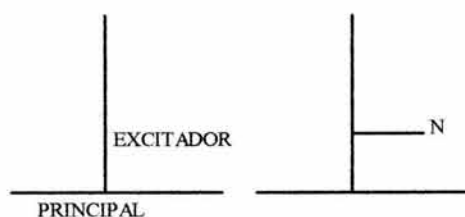


Figura 6.7.b. Diagrama gráfico de la conexión T.

Sus características principales son las siguientes:

- En comparación a la conexión trifásica con dos transformadores en la conexión T trifásica se puede conectar un neutro tanto en el lado primario como en el lado secundario de los transformadores.
- Esta conexión se usa algunas veces en los transformadores independientes de distribución trifásica puesto que sus costos de fabricación son más bajos que los de un grupo completo de transformadores trifásicos.
- Puesto que la parte inferior de los embobinados secundarios de transformadores independientes no se usa, se pueden dejar del lado sin que por esto se afecte su comportamiento.
- Si su neutro es aterrizado, entonces el embobinado T representa una impedancia baja a las corrientes de secuencia cero y permite el flujo de estas corrientes independientemente del otro embobinado.

**6.6. CONEXIÓN ZIG-ZAG:** En la figura 6.8 se muestran algunas configuraciones de la conexión zig-zag donde tal embobinado tiene una fase eléctrica enlazada con dos magnéticas como se observa en la figura 6.8.a. Esta conexión es la más comúnmente usada para transformadores de un solo embobinado cuya función es el aterrizado.

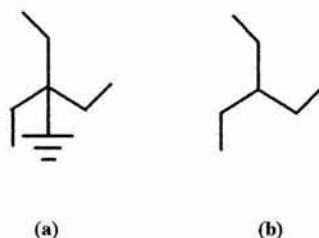


Figura 6.8. Configuraciones Zig-Zag. (a) Con neutro aterrizado y (b) El neutro no-aterrizado.

Sus principales características son las siguientes:

- Ofrecer un camino de baja impedancia a tierra para las corrientes de secuencia cero; por lo tanto cualquier cambio en el sistema neutro provocará un flujo de estas corrientes a tierra.



- El aterrizado de los transformadores podría ser dimensionado para soportar solo la magnitud de corriente a tierra requerida por un sistema de protección (relevador) o podría ser lo suficientemente grande para estabilizar el neutro de un sistema no aterrizado; en cuyo caso, el transformador aterrizado alimentará las cargas desbalanceadas de fase a neutro así como la corriente de falla a tierra.
- El embobinado zig-zag puede ser también combinado con las conexiones delta y estrella para obtener relaciones de fase deseadas con el neutro aterrizado.

## 6.7. CONDICIONES DE DESEQUILIBRIO EN LAS CONEXIONES

En este apartado se tratan las conexiones más usuales afectadas por el desequilibrio debido a las cargas y a las características del transformador.

**6.7.1. DESEQUILIBRIO EN BANCOS DELTA-DELTA:** Debido a que las conexiones delta-delta proporcionan una configuración con dos derivaciones por cada par de terminales, las corrientes de los transformadores no solo dependen de las corrientes circulantes en la carga, sino también, de las características propias del transformador. Debido a estas características surgen los problemas descritos a continuación:

- a) **Corrientes debidas a razones de transformación iguales:** Si la razón de transformación de cada devanado o transformador de un banco trifásico es igual entonces los posibles desequilibrios que se pueden presentar en este banco o transformador trifásico son los debidos a las impedancias de cada fase del transformador. Donde la corriente de fase para un transformador se puede expresar a partir de sus impedancias de fase y corrientes de línea de la manera siguiente:

$$I_{ba} = (I_a Z_{ca} - I_b Z_{bc}) / (Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ca}) \dots \dots \dots (6.1)$$

En donde se observa que aunque las corrientes de línea  $I_a$  e  $I_b$  estén balanceadas, el que las corrientes de fase puedan llegar a ser iguales depende de que las impedancias de las fases sean iguales. En general el transformador de menor impedancia conduce la corriente más intensa. De esta manera, si tres transformadores están conectados en un banco delta-delta con potencias nominales iguales pero, si se tienen distintas impedancias de fase suministrando energía a una carga equilibrada, el banco no podrá entregar su potencia total sin que el transformador de menor impedancia sobrepase su corriente nominal. Por esta razón es preferible utilizar bancos con transformadores de características netamente iguales.

- b) **Corrientes debidas a razones de transformación no-iguales:** Las desigualdades en las razones de transformación de los transformadores originan corrientes circulantes en los bancos

delta-delta como se muestra en la figura 6.9. donde se tiene un devanado en delta en el primario y un conjunto de devanados serie que si se conectan, forman un devanado delta también.

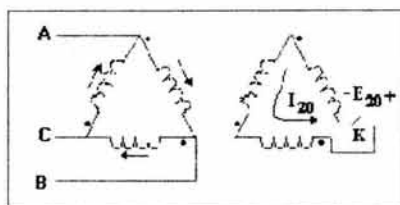


Figura 6.9. Corrientes circulantes debidas a la desigualdad en la razón de transformación.

En la fig. 6.9. si son iguales las razones de transformación de cada transformador entonces, entre los extremos abiertos del interruptor K no existirá tensión y por lo tanto al cerrar dicho interruptor no aparecerá corriente; pero en cambio, si las razones de transformación son diferentes entre los extremos del interruptor aparecerá una tensión  $E_{20}$  igual:

$$E_{20} = \left(\frac{V_{AB}}{a_{AB}}\right) + \left(\frac{V_{BC}}{a_{BC}}\right) + \left(\frac{V_{CA}}{a_{CA}}\right) \dots\dots\dots(6.2.)$$

Donde:

$a_{ab}$ ,  $a_{BC}$ ,  $a_{CA}$ : define las razones de transformación de cada transformador de fase.

Y se tiene que al cerrar el interruptor K circula una corriente en los secundarios que aplicando el Teorema de Thévenin se tiene que la corriente es el cociente del circuito abierto entre la tensión  $E_{20}$  en circuito abierto y la impedancia medida en el vértice de la delta abierta que es la suma de las impedancias de los devanados serie es decir:

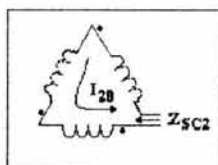


Figura 6.10. Impedancia total del devanado secundario.

donde la corriente circulante en el lado secundario se define como:

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{\sum Z_{SC2}} \dots\dots\dots(6.3)$$

y la intensidad de corriente que circula por el lado primario de una de las fases del transformador es:

$$I_{AB} = \frac{I_{20}}{a_{AB}} \dots\dots\dots(6.4)$$

Si partimos de obtener la corriente de línea de un transformador en conexión delta-delta en base a sus corrientes de fase para el caso de la corriente de línea  $I_A$  en función de su corriente circulante y sus razones de transformación tenemos que:

$$I_A = I_{AB} - I_{CA} = \frac{I_{20}}{a_{AB}} - \frac{I_{20}}{a_{CA}} = \left[ \frac{(a_{CA} - a_{AB})}{(a_{CA} * a_{AB})} \right] * I_{20} \dots\dots\dots(6.5)$$

De la ec. 6.4. se observa que para razones de transformación pequeñas puede existir una corriente de fase relativamente intensa y, para esas mismas razones de transformación la corriente de línea ( $I_A$  en estos casos) se mantendrá estable sin presentar casi cambio alguno en su medición. La corriente circulante podría ocasionar calentamientos interesantes en los devanados y aislamiento del transformador.

### 6.7.2. DESEQUILIBRIO EN BANCOS Y – Y CON NEUTRO AISLADO

Si las corrientes de excitación de las tres unidades no son iguales debido a las diferencias en tamaño o por otras razones, el potencial del neutro no estará en el centro de las tres terminales; pero esto, no afecta los voltajes de carga, aunque si, las pérdidas en el núcleo de las unidades. Las unidades más pequeñas tomarán el mayor voltaje y el neutro se moverá hacia la terminal de línea de la unidad más grande, o de la unidad teniendo la corriente de excitación mayor al mismo voltaje.

En estos bancos las corrientes de los devanados son iguales a sus respectivas corrientes de línea conforme al tamaño y la reactancia de las unidades transformadoras. En estos bancos la carga trifásica simétrica máxima permisible se encuentra limitada para un valor de tres veces la capacidad de la unidad más pequeña.

Si todos los neutros, incluyendo el de la fuente primaria, se aterrizan y un cuarto hilo provisto para cada lado para las corrientes del neutro, entonces las cargas monofásicas (120/208Volts),

podrían ser alimentadas para cada fase independiente una con respecto de la otra y el tamaño de cada transformador sería determinado por la carga conectada a esa fase del circuito. En la figura 6.11 se muestra el banco Y – Y con neutro no-aterrizado.

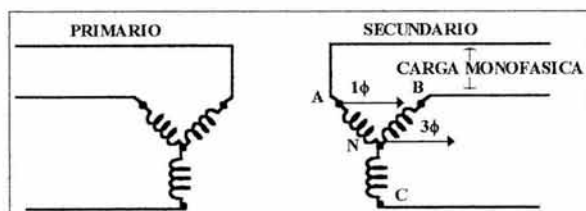


Figura 6.11. Banco Y – Y con neutro aislado.

### 6.7.3 CARGAS MONOFÁSICAS CONECTADAS A SISTEMAS TRIFÁSICOS

Las corrientes que generan las cargas monofásicas al conectarse a sistemas de alimentación trifásicos son como las mostradas en la figura 6.12. en donde se observa que si los secundarios que suministran energía a estas cargas son en conexión estrella, la corriente monofásica del secundario sólo podrá circular por una camino serie.

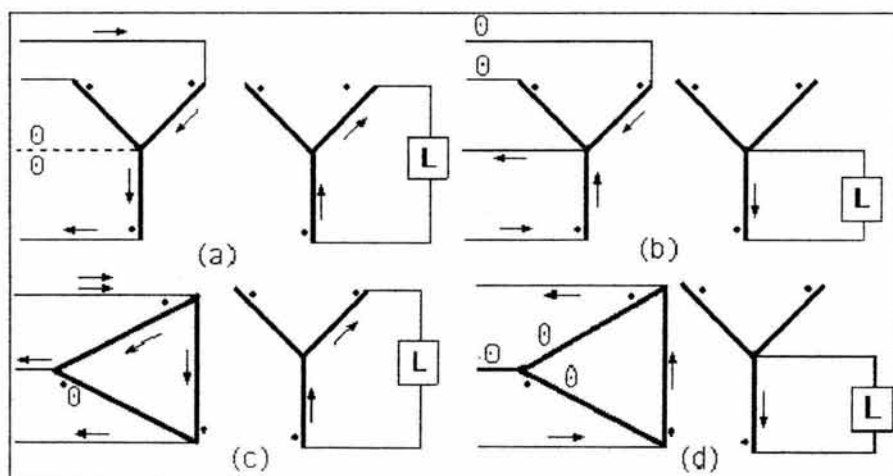


Figura 6.12. Dirección de las corrientes monofásicas en los devanados de un sistema trifásico debidas a una carga monofásica en base a una razón de transformación 1:1.

En la fig. 6.13, sin embargo, la intensidad de corriente monofásica no sigue un camino serie debido a su conexión delta en el secundario, la cual muestra que como la carga se encuentra conectada entre la fase ba, los devanados conectados entre a, c y b reflejarán una corriente igual que será la mitad de la corriente que circula entre la fase ba. De esta manera, el transformador A suministra las dos terceras partes de la corriente de la carga monofásica y los otros dos transformadores una tercera parte.

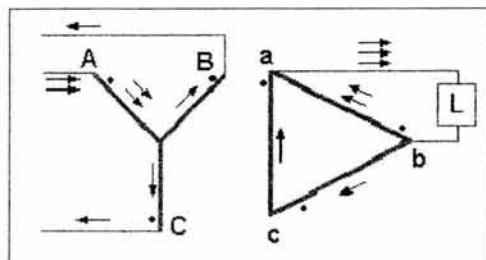


Figura 6.13. Circulación de corrientes debidas a la conexión de una carga monofásica en un banco Y-Δ.

En el caso de un banco trifásico conectado en delta-delta como el de la figura 6.14. la distribución de corriente no sólo dependerá de la corriente, sino que también, las impedancias jugarán un papel importante.

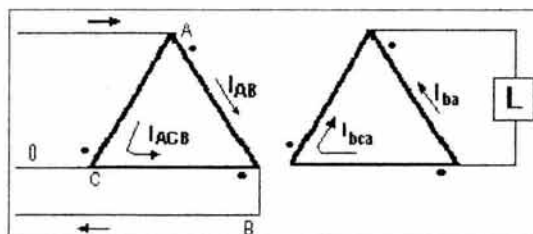


Figura 6.14. Carga monofásica conectada a un banco delta-delta.

En la figura anterior se observa también (así como para la conexión estrella -delta comentada con anterioridad) que, la corriente  $I_{bca}$  de las fases b-c-a en paralelo con la fase ba, ambas, son la corriente entregada a la carga monofásica, salvo, que la corriente de la fase ba será el doble de la corriente en las fases b-c-a.

Como la  $I_{bca} = -I_{bc} = -I_{ba}$  entonces,  $I_{ba}Z_{ba} + I_{bca}(Z_{bc} + Z_{ca}) = 0$  partiendo de que los voltajes de línea son iguales a cero y por lo tanto:

$$\frac{I_{ba}}{I_{bca}} = \frac{(Z_{bc} + Z_{ca})}{Z_{ba}} \dots\dots\dots(6.6)$$

De la ecuac. 6.6. se comprueba que las corrientes en las fases son inversamente proporcionales a sus impedancias y que la fase ba, o en su defecto el transformador A será el que lleve mayor

intensidad de corriente que las otras dos juntas, en la mayoría de los casos es las dos terceras partes de la corriente total como se muestra en la figura 6.15.

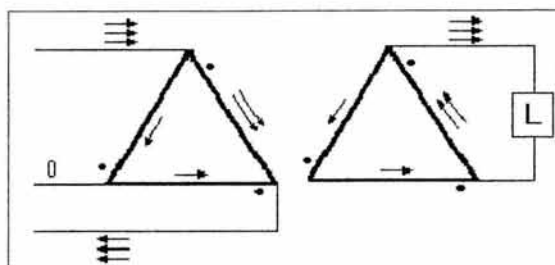


Figura 6.15. Circulación de corrientes monofásicas en un banco  $\Delta$ - $\Delta$  trifásico.

### 6.7.3.1. PROBLEMAS RELACIONADOS CON LAS COMPONENTES DE 3<sup>era</sup> ARMÓNICA EN UNIDADES DE TRANSFORMACIÓN TRIFÁSICA

A continuación se tiene una tabla que muestra las componentes armónicas relacionadas con varios ángulos de fase en donde se define su secuencia de fase o fase de rotación.

Harmónica	$\theta_a$	$\theta_b$	$\theta_c$	FASE DE ROTACION
Fundamental	$0^\circ$	$120^\circ$	$240^\circ$	POSITIVO
Tercera	$0^\circ$	$3 \times 120^\circ = 0^\circ$	$3 \times 240^\circ = 0^\circ$	CERO
Quinta	$0^\circ$	$5 \times 120^\circ = 120^\circ$	$5 \times 240^\circ = 240^\circ$	NEGATIVO
Séptima	$0^\circ$	$7 \times 120^\circ = 120^\circ$	$7 \times 240^\circ = 240^\circ$	POSITIVO
Novena	$0^\circ$	$9 \times 120^\circ = 0^\circ$	$9 \times 240^\circ = 0^\circ$	CERO
Onceava	$0^\circ$	$11 \times 120^\circ = 120^\circ$	$11 \times 240^\circ = 240^\circ$	NEGATIVO
Treecava	$0^\circ$	$13 \times 120^\circ = 120^\circ$	$13 \times 240^\circ = 240^\circ$	POSITIVO
Quinceava	$0^\circ$	$15 \times 120^\circ = 0^\circ$	$15 \times 240^\circ = 0^\circ$	CERO

TABLA 1. ANGULOS DE FASE DE ALGUNAS COMPONENTES ARMONICAS EN SISTEMAS TRIFÁSICOS CALCULADOS DE LA FASE A.

**1. Características de tercera armónica en bancos trifásicos de unidades monofásicas:** A continuación se mencionan algunas de las características más notables cuando se introduce una componente de tercer armónico en este tipo de bancos.

- Las componentes de 3<sup>era</sup> armónica como se encuentran definidas en la tabla anterior, son componentes de secuencia cero que tienen un mismo ángulo de fase y magnitud; por lo tanto, solamente existen cuando la configuración del sistema les ofrece un camino hacia tierra a partir de un sistema aterrizado, o, en su defecto, un camino cerrado como sucede en un sistema en configuración delta.
- Los bancos trifásicos de unidades monofásicas, si se tiene una estrella como en el diagrama de la figura 6.16, donde su neutro se encuentre abierto, entonces no existe un camino real para el flujo de la componente armónica debido a que las componentes no pueden circular por las líneas se lleva a cabo una supresión de corrientes que a su vez, produce voltajes de tercera armónica considerables. La magnitud de las armónicas suprimidas son alrededor de la mitad de la corriente fundamental y los voltajes resultantes varían de 60%-65% del voltaje fundamental.

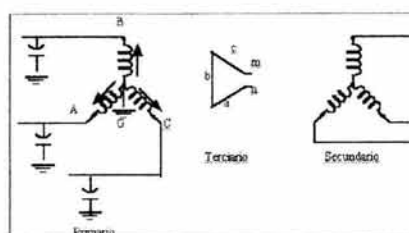


Figura 6.16. Sistema trifásico.

- c) Los voltajes de tercera armónica en el primario de la figura 6.16 son inducidos en el enrollado terciario, donde el voltaje fundamental es anulado en m-n y por lo tanto, existe solo un voltaje de componente de tercera armónica igual a  $3 \times 65\%$  máximo. Si el extremo del enrollado terciario se cierra, entonces, se produce un flujo de corriente de 3<sup>era</sup> armónica pura con una reactancia interna alta.
- d) Los voltajes de tercera armónica entre las líneas solo aparecen entre voltajes de línea a neutro debido a que los voltajes entre fases opuestas como A-B y B-C se cancelan por sus características.
- e) El voltaje de tercera armónica aparece también entre el neutro y la tierra; esto se aclara midiendo con un voltímetro el voltaje que existe entre N y G, debido a que hay suficiente capacitancia de las líneas A, B y C para cerrar el circuito en donde  $E_{AN}$  se compone de un voltaje fundamental y una pequeña parte de voltaje de tercera armónica al igual que las demás fases, al contrario,  $E_{NG}$  se compone solo de voltaje de tercera armónica asumiendo que el sistema es totalmente simétrico. Si aterrizamos el neutro de los transformadores sobre una fuente de alimentación aislada el voltaje del neutro a tierra desaparecerá y  $E_{AN}$ ,  $E_{BN}$ ,  $E_{CN}$  reflejarán en sus capacitancias de fase a tierra el voltaje de tercera armónica pleno inducido en los enrollados del transformador como se muestra en la figura 6.17.a. Esto puede ser peligroso para cada fase del circuito equivalente como el de la figura 6.17.b. debido a que el voltaje de tercera armónica excita una impedancia de magnetización  $X_L$  en serie con una reactancia capacitiva  $X_C$ , si en dado caso, ambas son del mismo orden y valor, entonces, existirá una resonancia que incremente el voltaje en el sistema. El hecho de que la impedancia de magnetización sea no-lineal, previene que el aumento del voltaje tienda hasta infinito aunque no previene el aumento de otros problemas.

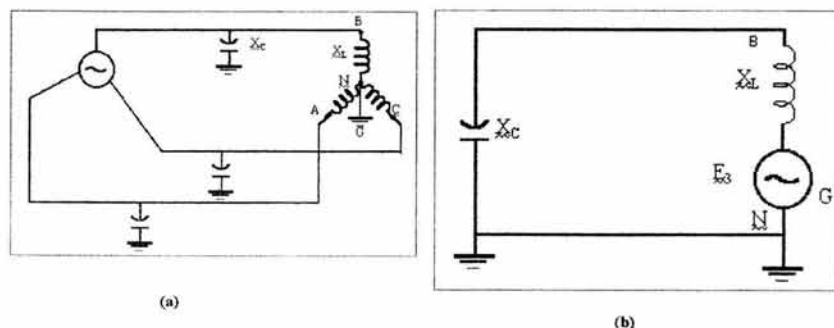


Figura 6.17. (a) Vista del lado primario del transformado en Y con neutro aterrizado y (b)Circuito equivalente de cada fase para el fenómeno resonante.

- f) Si en la figura 6.16. el circuito terciario es cerrado, los voltajes inducidos de tercera armónica desaparecen del embobinado primario y de los voltajes en el secundario excepto por un valor muy pequeño debido a la reactancia de dispersión entre los embobinados. Este corto-circuito no produce corrientes intensas en los devanados terciarios pero si presenta una corriente de excitación normal en las unidades. Los transformadores con Y en el primario y  $\Delta$  en el secundario exhiben una corriente de tercera armónica pura cuando el transformador aun no es cargado cuyo valor es la mitad de la corriente de excitación en el primario considerando los tipos de conexión.

#### 6.7.4. CORRIENTES DE SECUENCIA CERO

En el apartado siguiente se da una breve explicación sobre las corrientes de secuencia cero considerando las características del sistema de alimentación, del tipo de unidades transformadoras y de la configuración que se maneja con la finalidad de establecer la dirección de los flujos de dichas corrientes y algunos de los problemas que pueden traer consigo.

##### 6.7.4.1. BANCOS TRIFÁSICOS DE UNIDADES MONOFÁSICAS Y UNIDADES TRIFÁSICAS

En el ámbito de la transformación de potencia trifásica se comenzó en un principio con los bancos trifásicos de unidades monofásicas que ahora se ha desplazado por unidades trifásicas (dado que todavía existe un sinnúmero de aplicaciones de las unidades monofásicas para las altas tensiones), cuyo uso ha ido en aumento.

Una de las grandes habilidades de las unidades de transformación trifásica es ya bien conocida por todos nosotros. En sus inicios se hablo de una característica notable de este tipo de terminales, se decía que cualquier transformador trifásico de tres piernas aunque su conexión fuese Y – Y se comportaba como un embobinado delta, muchos creyeron que esta unidad contenía un devanado delta ficticio oculto (algo que no era totalmente cierto), se equivocaron porque poco tiempo después se descubrió que en realidad la parte que cumplía las funciones de un embobinado delta característico era el tanque, el cual, es un embobinado delta acoplado libremente en la unidad transformadora que como resultado en un transformador Y – Y disminuía el voltaje de tercera armónica a un 2% o menos si se comparaba con el voltaje de 60% a 65% de un banco Y – Y trifásico de unidades monofásicas; partiendo de aquí, se estableció que la construcción de un núcleo trifásico de tres piernas reducía drásticamente la impedancia de magnetización de secuencia cero en un banco Y – Y.

En la figura 6.18 tenemos un transformador trifásico de tres piernas que presenta una corriente con un regreso a través del neutro y como en un sistema normal balanceado las corrientes de fase de secuencia positiva y negativa no fluyen en el neutro, entonces, podemos identificar a la corriente de secuencia cero en magnitud y ángulo de fase igual como la tercera parte de la corriente que circula por el neutro (del mismo modo, la corriente cuya componente es la tercera armónica formaría un caso particular de esta corriente).



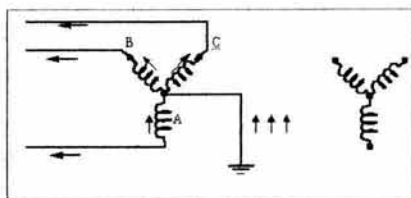


Figura 6.18. Unidad trifásica con primario en Y-neutro aterrizado

Ahora, tenemos la figura 6.19 en donde se observan más detalladamente la circulación de las corrientes de secuencia cero (líneas sólidas) y sus flujos (líneas punteadas) como se verían en el devanado primario de un banco trifásico de unidades monofásicas donde las corrientes se definen como corrientes de magnetización que actúan sobre los núcleos con la misma efectividad a operación normal.

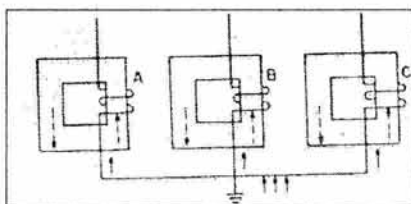


Figura 6.19. Corrientes y flujos de secuencia cero en un banco trifásico de unidades monofásicas.

En la figura 6.19. se observa lo siguiente:

1. Los flujos de secuencia cero no afectan la reactancia ofrecida por cualquiera de los bobinados aunque sean de igual magnitud y estén en fase uno con respecto del otro, en contraparte al ángulo normal de  $120^\circ$  que presentan las magnitudes de secuencia positiva o negativa como se observa en la tabla 1. Por lo tanto, para los mismos valores de corriente, la impedancia ofrecida para estas corrientes es la impedancia normal de magnetización del transformador.
2. Como la impedancia de magnetización es recíproca a la corriente de magnetización en por unidad o por ciento del voltaje. Se tiene que para una unidad monofásica con una corriente de magnetización que varíe de 0.5% al 5%, la impedancia de magnetización será de 20000% a 2000% valores que serán más bajos para la zona de saturación.

Por otra parte, tenemos un transformador trifásico de tres piernas como el de la figura 6.20 en el que se muestran también las corrientes (líneas sólidas) y los flujos (líneas punteadas) de secuencia cero y se manejan las siguientes condiciones:

1. Las líneas de flujo magnético pasan a lo largo del camino que ofrece el núcleo en una de sus tres piernas sobre un circuito cerrado hasta que llegan a la parte superior del yugo en donde el camino finaliza, entonces, el flujo salta hacia el aire (toma el camino más corto) y regresa al yugo inferior en donde cierra el circuito.

2. En la figura anterior el camino del flujo fue a lo largo de todo el núcleo de hierro, en cuyo caso, el embobinado ofrece una reactancia alta. Por otra parte, la introducción de un gran entre-hierro de aire dentro del camino del flujo de secuencia cero reduce considerablemente la reactancia de los embobinados para estas corrientes de valores que oscilan entre los 2000% a 20000%, hasta valores de 50% a 200%. Cabe resaltar que cuando las corrientes de tercera armónica son suprimidas, el voltaje de tercera armónica es directamente proporcional a la impedancia de secuencia cero del embobinado, y esto, para diseño de unidades de transformación trifásicas con embobinados en delta no-conventional sería bueno si comparamos los voltajes de 60%-65% manejados por los bancos trifásicos de unidades monofásicas.

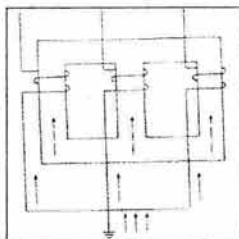


Figura 6.20. Flujo de corrientes de secuencia cero en Unidad de transformación trifásica .

### 6.7.5. COMPONENTES ARMÓNICAS DEBIDAS AL TIPO DE CONEXIÓN DE TRANSFORMADORES

En este apartado se muestran las componentes armónicas que se presentan en algunas de las configuraciones más comunes considerando las aplicaciones en las que se encuentran involucradas.

#### 6.7.5.1. CONEXIÓN Y – Y

Para un rectificador trifásico de 6-pulsos mostrado en la figura 6.21. que se encuentra alimentado por un transformador con una configuración Y – Y la contribución de las corrientes armónicas es la siguiente:

$$i_a(t) = I_{\text{directa}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{17} \cos 17\omega t + \frac{1}{19} \cos 19\omega t \dots \right] \dots \dots \dots (a)$$

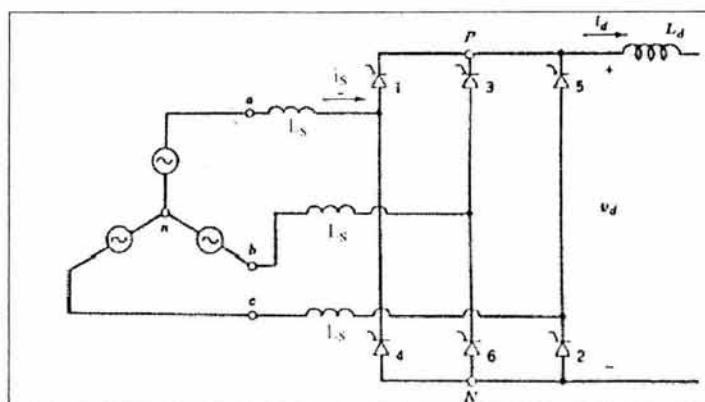


Figura 6.21. Rectificador trifásico de 6 pulsos en conexión Y-Y.

Lo que nos indica que tenemos los siguientes porcentajes de componentes armónicas:

- 20% de 5ª armónica (360 Hz)
- 14.3% de 7ª armónica (420 Hz)
- 9.1% de 11ª armónica (660 Hz)
- etc., etc.,.....

Donde la corriente  $I_d$  resultante en la red para ángulos de disparo diferentes es la mostrada en la figura 6.22:

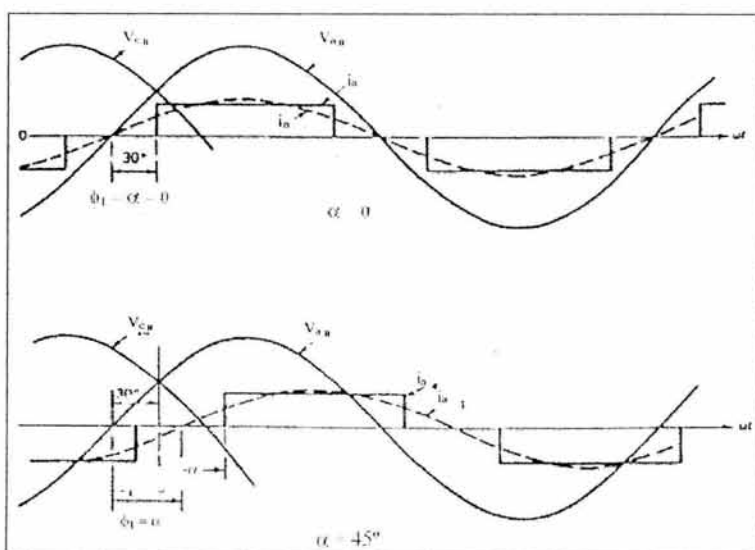


Figura 6.22. Forma de onda de la corriente de entrada para un rectificador de 6 pulsos.

6.7.5.2. CONEXIÓN  $\Delta$  - Y

En este tipo de conexión se tiene que la contribución armónica en las corrientes de entrada (corrientes de la red) del rectificador de 6 pulsos con la configuración  $\Delta$  - Y mostrado en la figura 6.23 con sus correspondientes corrientes y voltajes es la siguiente:

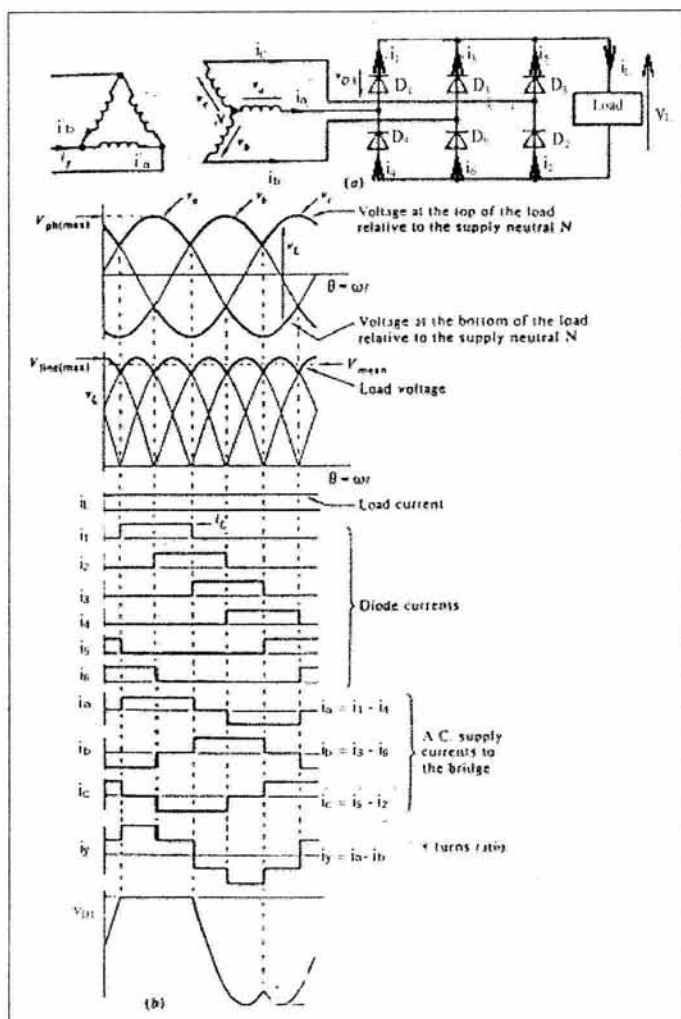


Figura 6.23. (a) Circuito de un rectificador con alimentación en conexión  $\Delta$  - Y y (b) Voltajes de los elementos del rectificador, voltaje entregado a la carga, corrientes de los diodos y corrientes de entrada (de red) en CA.

$$i_a(t) = I_{directa} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5 \omega t - \frac{1}{7} \cos 7 \omega t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega t + \frac{1}{17} \cos 17 \omega t - \frac{1}{19} \cos 19 \omega t \dots \right] \dots \dots \dots (b)$$

Nota: la contribución armónica presentada en (b) es la misma tanto para una alimentación en configuración  $\Delta - Y$  que para una  $Y - \Delta$  donde los porcentajes se mantienen al igual que para (a).

### 6.7.5.3. CONEXIONES Y - Y CON Y - $\Delta$ PARA UN RECTIFICADOR DE 12 PULSOS

Como ya se trató con anterioridad, el rectificador de 12 pulsos es una configuración muy popular que tiene como finalidad obtener más potencia en la carga y menos armónicas en las corrientes de entrada a través de un rectificador constituido por dos rectificadores trifásicos de 6 pulsos alimentados por transformadores con tipos de conexión diferente como lo muestra la figura 6.24 o con un alimentador de doble devanado en su lado secundario en la figura 6.28.

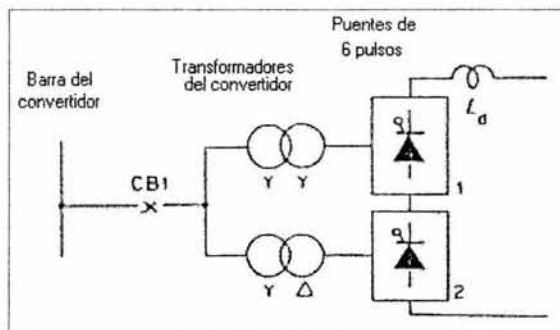


Figura 6.24. Conexiones Y - Y y Y -  $\Delta$  para un rectificador trifásico de 12 pulsos.

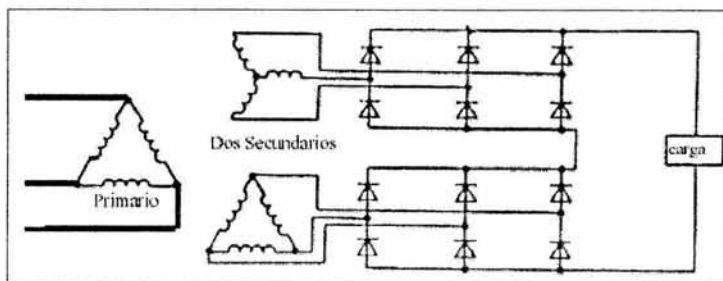
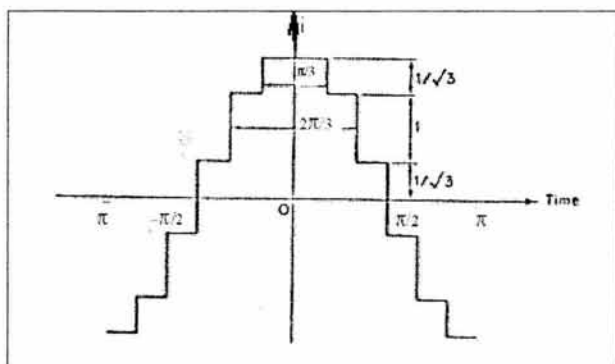
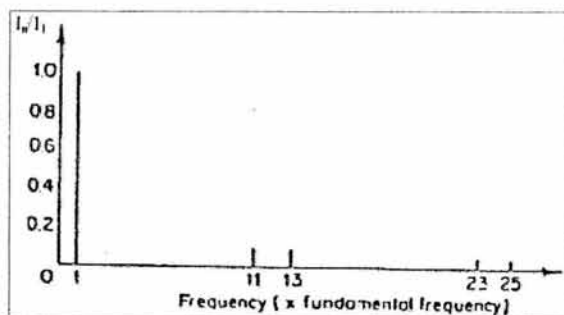


Figura 6.25. Rectificador de 12 pulsos con un alimentador de doble devanado secundario.

De este tipo de conexiones se obtiene una gran ventaja que es la eliminación de las componentes armónicas 5,7,17 y 19 debido al cambio de signo que produce el desfase de las conexiones combinadas en el alimentador como lo muestra la figura 6.26. en donde se mejora la forma de onda de la corriente de entrada y la eliminación de las componentes mencionadas en el espectro de frecuencias.



(a)



(b)

Figura 6.26. (a)Forma de onda de la corriente de entrada ( de la red) de un rectificador de 12 pulsos y (b)Espectro de frecuencia de las componentes armónicas generadas<sup>1</sup>.

Este tipo de configuraciones presenta la contribución armónica siguiente:

$$i_a(t) = I_{directa} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega t \right. \\ \left. + \frac{1}{23} \cos 23 \omega t - \frac{1}{25} \cos 25 \omega t \dots \dots \dots \right] \dots \dots \dots \text{©}$$

<sup>1</sup> J. Arrillaga, D.A. Bradley y P.S. Bodger. "Power System Harmonics". Page Brothers 1985. pp. 46-49.

En la actualidad se maneja este tipo de conexiones para eliminar o disminuir el contenido armónico de las cargas no-lineales y así, evitar que los niveles de distorsión en la red sean muy elevados y los daños a los equipos por sobrecalentamientos sean considerables. También se han utilizado en estos últimos años transformadores de múltiples salidas como el que se muestra en la figura 6.27 en donde la unidad definida es un transformador de doble salida que se construye con dos devanados secundarios desfasados entre sí  $30^\circ$ , el primario se conecta en  $\Delta$  para bloquear los triples armónicos de cargas balanceadas y los secundarios compensan los componentes armónicos de orden 5,7,11,19.

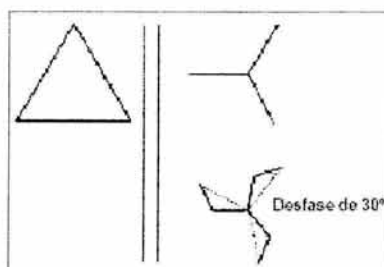


Figura 6.27. Transformador de doble salida.

En la figura 6.28 se muestra otra posible configuración que es un transformador con un devanado primario en  $\Delta$  y cuatro devanados en el lado secundario desfasados  $15^\circ$  uno respecto del otro. Con este tipo de arreglo se tiene que el primario bloquea las triples, y los secundarios, todas las componentes de orden 5,7,11,13,17,19,29 y 31.

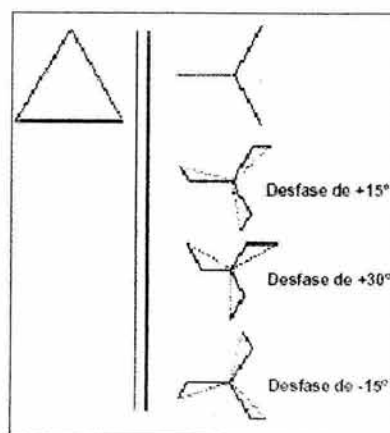


Figura 6.28. Transformador de cuatro salidas.

En la actualidad se maneja este tipo de conexiones para eliminar o disminuir el contenido armónico de las cargas no-lineales y así, evitar que los niveles de distorsión en la red sean muy elevados y los daños a los equipos por sobrecalentamientos sean considerables. También se han utilizado en estos últimos años transformadores de múltiples salidas como el que se muestra en la figura 6.27 en donde la unidad definida es un transformador de doble salida que se construye con dos devanados secundarios desfasados entre sí  $30^\circ$ , el primario se conecta en  $\Delta$  para bloquear los triples armónicos de cargas balanceadas y los secundarios compensan los componentes armónicos de orden 5,7,11,19.

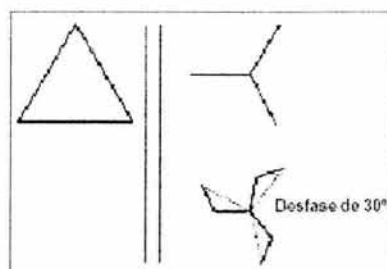


Figura 6.27. Transformador de doble salida.

En la figura 6.28 se muestra otra posible configuración que es un transformador con un devanado primario en  $\Delta$  y cuatro devanados en el lado secundario desfasados  $15^\circ$  uno respecto del otro. Con este tipo de arreglo se tiene que el primario bloquea las triples, y los secundarios, todas las componentes de orden 5,7,11,13,17,19,29 y 31.

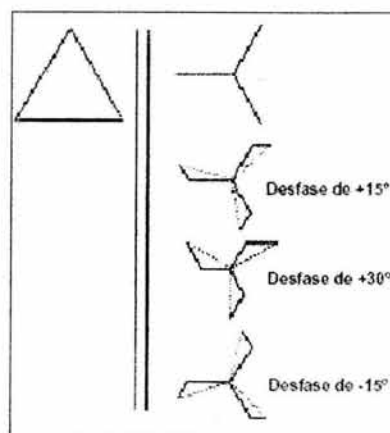


Figura 6.28. Transformador de cuatro salidas.



## CAPITULO 7

# **METODOLOGIA PARA LA SELECCION DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES CONECTADOS A CARGAS NO-SINUSOIDALES**

En la actualidad los investigadores, ingenieros de servicio y clientes entre otros, se ven involucrados en un problema interesante cuando diseñan un transformador, o, cuando van a elegirlo para una aplicación determinada. Hoy día, la selección de la capacidad de placa de un transformador depende de un sinnúmero de factores entre los cuales la distorsión de las formas de onda de voltaje y de corriente que incrementan los niveles de temperatura e influyen sobre medida en la pérdida de vida del equipo eléctrico son los efectos más importantes.

El objetivo del capítulo presente es utilizar el espectro del contenido armónico de la forma de onda distorsionada por la existencia de cargas electrónicas para determinar de manera general, el grado al que debe disminuir la capacidad de placa de un transformador ya instalado en un sistema de alimentación o, en su defecto, para realizar el cálculo aproximado de un equipo de alimentación a instalarse en una red eléctrica para un grupo de cargas nuevas.

El nivel previamente especificado del contenido armónico a través de analizadores de onda con memoria interna de almacenamiento será requerido para un equipo de alimentación ya instalado, o para especificar un equipo nuevo; de otra manera, se puede hacer uso de métodos analíticos desarrollados partiendo de la experiencia de empresas especializadas en el ramo para establecer valores aproximados de la disminución de la capacidad de placa.

Como principio, se lleva a cabo un breve resumen de los estándares predispuestos que limitan el contenido armónico y, por consiguiente, el nivel de distorsión de las formas de onda no-sinusoidales dentro del sistema eléctrico de potencia. En el apartado siguiente se desarrolla el método para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa de un transformador partiendo del estándar IEEE - C57.110-1998. Finalmente se lleva a cabo un desarrollo para el cálculo de Factores K para transformadores y cargas utilizado por la Federal Pacific el cual es diferente al factor de pérdidas por dispersión que se maneja en el estándar.

## 7.1. ESTANDARES

Para el desarrollo del capítulo actual, se consideran los estándares tratados por la IEEE que son parte esencial de las reglas a seguir en el cálculo y determinación de la capacidad de placa de un transformador.

Esta práctica recomendada debe ser utilizada junto con los estándares que se enlistan a continuación. Considerando que si el estándar es reemplazado, aplicará la revisión aprobada:

- IEEE Std 100-1996. Estándar IEEE. “Diccionario de términos eléctricos electrónicos”, Sexta Edición.
- IEEE Std C57.12.00-1993. Estándar IEEE. “Requisitos Generales para Transformadores de Potencia, Distribución y Regulación Inmersos en Líquido”.
- IEEE Std C57.12.01-1998. Estándar IEEE. “Requisitos Generales para Transformadores de Potencia y Distribución Tipo Seco, incluyendo aquellos Devanados Tipo Encapsulado de Resina”.
- IEEE Std C57.12.80-1978 (revisión 1992). Estándar IEEE. “Terminología para Transformadores de Potencia y distribución”.
- IEEE Std C57.12.90-1993. Estándar IEEE. “Código de Pruebas para Transformadores de Potencia, Distribución y Regulación Inmersos en Líquido y Guía IEEE para Pruebas de Corto Circuito de Transformadores de Potencia y Distribución”.
- IEEE Std C57.12.91-1995. Estándar IEEE. “Guía para la Carga de Transformadores Inmersos en Aceite Mineral”.
- IEEE Std 519 – 1992. Estándar IEEE. “Requisitos y prácticas recomendadas para el control armónico en Sistemas Eléctricos de Potencia”.

La evaluación de los límites de corriente armónica involucrados se llevan a cabo para clientes individuales, y, la evaluación de los límites de voltaje armónicos para todo el sistema. Estos límites son típicamente evaluados en el Punto de Acoplamiento Común (PAC) entre el punto de alimentación y la carga del cliente. A continuación se definen los límites de distorsión armónicos tanto para las formas de onda de voltaje como para las de corriente y por ende, su índice de distorsión.

### 7.1.1. LIMITES DE DISTORSION DE VOLTAJE

La empresa suministradora de energía es la responsable de la calidad del voltaje sobre todo el sistema. En la tabla 1 se muestran los lineamientos de distorsión para diferentes niveles de voltaje del sistema.

Voltaje del Bus en PAC ( $V_n$ )	Distorsión de Voltaje Armónico Individual (%)	Distorsión de Voltaje Armónico Total - $THD_{V_n}$ (%)
$V_n \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V_n \leq 161kV$	1.5	2.5
$V_n > 161kV$	1.0	1.5

Tabla 1. Límites de la distorsión de voltaje en el PAC.

El Índice de Distorsión Armónica Total de Voltaje  $THD_{V_n}$  se expresa de la siguiente forma:

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} \times 100\% \dots\dots\dots(7.1)$$

Donde:

$V_h$  : es la magnitud rms de las componentes armónicas individuales.

$h$  : es el orden de la componente armónica.

$V_n$  : es el voltaje rms nominal del sistema.

Note que en la ec. 7.1. se maneja la magnitud del voltaje nominal a frecuencia fundamental para facilitar un poco más la evaluación de la distorsión de voltaje para los límites manejados en la tabla 1.

### 7.1.2. LÍMITES DE DISTORSION DE CORRIENTE

Las componentes armónicas de la forma de onda de la corriente no-sinusoidal de un cliente son evaluadas también en el PAC donde la empresa suministradora de energía puede alimentar a otros clientes. Los límites, por lo tanto, dependen de la carga del cliente con respecto de la capacidad de corto circuito en el PAC. Donde los límites de corriente son expresados como un porcentaje de la corriente de carga de demanda máxima promedio  $I_L$ .

$V_n \leq 69kV$						
$I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161kV$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\leq 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

**Tabla 2. Límites de la distorsión de corriente armónica  $I_n$  en % de  $I_L$**

**Nota 1:** Todas las aplicaciones de los equipos de generación de potencia son limitadas a estos valores de la distorsión de corriente con respecto de la relación de corto circuito actual  $I_{sc}/I_L$ .

**Nota 2:**  $I_{sc}$  es la corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento común (PAC) en condiciones normales del sistema para una capacidad de corto circuito mínima.

**Nota 3:**  $I_L$  es la corriente de carga de demanda máxima promedio (es la componente a frecuencia fundamental) en el PAC. Puede ser calculada como el promedio de la corriente de demanda mensual para los 12 meses anteriores o podría ser estimada; es decir, la información necesaria para este cálculo no se encuentra frecuentemente disponible (por ejemplo, un nuevo cliente). En estos casos, una estimación de la corriente de carga máxima debe ser usada basada en los perfiles de carga predichos.

**Nota 4:** Las tablas de los límites de componentes armónicas aplican a componentes impares. Donde las componentes armónicas pares son limitadas al 25% de los límites en las tablas, aunque usualmente no es necesario este límite a menos que la aplicación de filtros armónicos resulte en resonancias que magnifiquen una de las componentes armónicas pares y causen niveles de distorsión de voltaje inaceptables.

**Nota 5:** La distorsión de corriente que resulta en un offset en cd no se encuentra permitida.

La distorsión de demanda total de corriente se encuentra definida como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\% \dots\dots\dots(7.2.)$$

Donde:

$I_h$  : magnitud rms de las componentes armónicas en amps.

$h$  : orden de la componente armónica.

$I_L$  : corriente rms de carga de la demanda máxima promedio en amps.

**Nota 6:** Si las cargas productoras de armónicas consisten en convertidores de potencia con número de pulsos más altos que 6, entonces, los límites indicados en la tabla son incrementados por un factor de  $\sqrt{\frac{q}{6}}$  para evitar que las armónicas no características sean mayores al 25% de los límites especificados en la tabla.

## 7.2. DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA

El objetivo del estándar es establecer métodos uniformes para el estudio de la capacidad de los transformadores cuando se encuentran sometidos a formas de onda de corriente no-lineales sin que por esto la expectativa de vida de los mismos, disminuya.

El método desarrollado en este capítulo para determinar la capacidad de placa de un transformador cuando alimenta corrientes de carga no-sinusoidal se divide en dos:

- El primero se encuentra dirigido para ingenieros de diseño y fabricación el cual requiere los datos de la distribución de la densidad de pérdidas máxima en los devanados del transformador.
- Y el segundo va dirigido a los ingenieros de operación y mantenimiento y requiere los datos certificados de los reportes de prueba del transformador.

### 7.2.1. PERDIDAS EN EL TRANSFORMADOR

Las pérdidas del transformador se dividen en:

- a) **Pérdidas en vacío:** Pérdidas debidas a la corriente de excitación denominadas también como pérdidas de núcleo.
- b) **Pérdidas con carga:** Pérdidas originadas por la corriente que demanda la carga; se conocen también con el nombre de pérdidas de impedancia. Estas pérdidas se componen por las pérdidas  $I^2R$  debidas al efecto Joule, y las pérdidas por dispersión de flujo magnético (o pérdidas stray) que son obtenidas de la sustracción entre las pérdidas  $I^2R$  y la medición de las pérdidas debidas a la carga y se deben a la circulación del flujo magnético disperso en los devanados, núcleo, yugo, tanque, paredes, etc., donde las pérdidas en los devanados son producidas por las corrientes parásitas (de eddy) provocadas por la circulación de las corrientes entre filamentos o circuitos en paralelo del devanado.
- c) **Pérdidas totales:** Son las pérdidas de impedancia. Y se definen en función de las pérdidas  $I^2R$  más las pérdidas stray por corrientes de eddy en los devanados, más las pérdidas stray en el núcleo y partes estructurales del transformador; es decir:

$$P_T = I^2R + P_{CE} + P_{OPD} \dots\dots\dots(7.4)$$

Donde:

$P_T$  : Son las pérdidas totales de la carga en [watts].

$P_{CE}$  : Son las pérdidas debidas a las corrientes de eddy en los devanados en [watts].

$P_{OPD}$ : Son otras pérdidas por dispersión (stray) en el núcleo, tanque, paredes, etc., en [watts]

### 7.2.2. EFECTOS DE LA ADICION DE LAS COMPONENTES ARMÓNICAS DE CORRIENTE EN LAS PERDIDAS DEL TRANSFORMADOR

En el capítulo 5 se establece una manera muy analítica para obtener resultados bastante conservadores en las pérdidas de un transformador debido a los efectos de las componentes armónicas de una forma de onda no-sinusoidal. A continuación solo se dan algunos aspectos generales y representativos de su efecto en las pérdidas.

- a) **Pérdidas  $I^2R$ :** Cuando el valor rms de la corriente de la carga es incrementado por las componentes armónicas, entonces, las pérdidas  $I^2R$  serán incrementadas.
- b) **Pérdidas por Corrientes de eddy ( $P_{EC}$ ):** Las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados para un espectro de frecuencia de potencia son proporcionales al cuadrado de la corriente de la carga y al cuadrado de la frecuencia.

- c) **Pérdidas por dispersión ( $P_{OPD}$ ):** Es conocido que existen otras pérdidas por dispersión fuera de los devanados y estas son en el núcleo, abrazaderas y partes estructurales que también se incrementan en proporción al cuadrado de la corriente de la carga. Estudios realizados por fabricantes y otros investigadores especializados en la materia han demostrado que las pérdidas por corrientes de eddy en conexiones y partes estructurales aumentan en un exponente armónico de factor igual o menor a 0.8 donde se muestra que la elevación de estas pérdidas será menos crítica para transformadores tipo seco que para transformadores inmersos en aceite.
- d) **Efecto en la elevación de la temperatura del aceite:** Para transformadores inmersos en aceite la elevación de la temperatura ( $\theta_{A-N}$ ) con respecto a las pérdidas totales de la carga, incrementará de acuerdo con el nivel de carga armónica.

### 7.2.3. CAPACIDAD EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR

La capacidad equivalente (de placa) que es manejada en la Norma IEEE Std C57.110-1998 parte de las siguientes consideraciones:

- a) Sin tener en cuenta el contenido armónico de la corriente de carga demandada, un transformador debe operar de acuerdo con las “Condiciones Usuales de Servicio” establecidas en el estándar IEEE Std C57.12.00-1993 o, el IEEE Std C57.12.01-1998.
- b) El transformador debe ser capaz de suministrar una corriente de carga con un contenido armónico determinado sin que por ello, su expectativa de vida normal se reduzca; es decir, que sus pérdidas totales no sobrepasen la capacidad equivalente del transformador a plena carga en condiciones de frecuencia nominal.

### 7.3. DETERMINACION DE LOS PARÁMETROS PARA EL CALCULO DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA

A continuación se expone el procedimiento inicial que define la manera a considerar los parámetros que van a entrar dentro del cálculo de la capacidad equivalente del transformador.

Las consideraciones son las siguientes:

- a) El fabricante debe proporcionar información del transformador relacionada con la magnitud de la densidad de pérdidas por corrientes de eddy en los devanados.
- b) En su defecto si no se cuenta con esta información, el fabricante debe proporcionar las pérdidas totales del transformador.
- c) El fabricante debe proporcionar datos certificados también, del reporte de pruebas relacionados con las pérdidas  $I^2R$ .

- d) Las corrientes de carga no-sinusoidales deben de ser definidas en términos de la magnitud rms de la componente a frecuencia fundamental o de la magnitud de la corriente rms total y sus respectivas componentes a frecuencias armónicas definidas de acuerdo con las medidas en el sistema eléctrico de potencia.
- e) Debido a que la mayor preocupación con la introducción de las cargas que generan formas de onda no-sinusoidales será el sobre calentamiento de los devanados del transformador, es conveniente considerar la densidad de pérdidas en base por unidad donde la corriente base es la corriente nominal  $I$  y la densidad de pérdidas base es la densidad de pérdidas  $I^2R$  a corriente nominal.

De esta manera, las pérdidas totales en función de la consideración anterior y de la ecuac. 7.4. se definen como sigue:

$$P_{T-N(pu)} = 1 + P_{CE-N(pu)} + P_{OPD-N(pu)} \dots\dots\dots(7.5)$$

Donde:

$P_{T-N(pu)}$  : Son las pérdidas totales de la carga en p.u. de la densidad de pérdidas  $I^2R$  bajo condiciones nominales.

$P_{CE-N(pu)}$  : Son las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados en p.u. de la densidad de pérdidas  $I^2R$  bajo condiciones nominales.

$P_{OPD-N(pu)}$  : Son las pérdidas en el núcleo, tanque, yugo, etc., en p.u de la densidad de Pérdidas  $I^2R$  bajo condiciones nominales.

donde las pérdidas por corrientes de eddy para cualquier corriente de carga no-sinusoidal definida son expresadas como:

$$P_{CE} = P_{CE-N} \sum_{h=1}^{h_{max}} \left[ \frac{I_h}{I_R} \right]^2 * h^2 \dots\dots\dots(7.6)$$

Donde:

$h_{max}$ : es un número entero limite de  $h$  orden armónico máximo definido.

$P_{EC}$  : Pérdidas por corrientes de eddy en los devanados para una carga no-lineal en [watts].

$P_{EC-R}$  : Pérdidas por corrientes de eddy bajo condiciones nominales en [watts].

$I_R$  : Corriente rms fundamental bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en [A].

$I_h$  : Corriente rms a una frecuencia armónica determinada en [A].

Y en p.u. de la densidad de pérdidas  $I^2R$  es:

$$P_{CE(pu)} = P_{CE-N(pu)} \sum_{h=1}^{h_{max}} [I_h(pu)]^2 * h^2 \dots\dots\dots(7.7)$$

La densidad de pérdidas debidas al flujo de dispersión en el núcleo, tanque, yugo, etc., es:



$$P_{OPD(pu)} = P_{OPD - N(pu)} \sum_{h=1}^{h \max} [I_{h(pu)}]^2 * h^{0.8} \dots\dots\dots(7.8)$$

La densidad de pérdidas  $I^2R$  a carga nominal se considera en p.u. por definición 1, pero cambia para corrientes de carga no sinusoidales; por lo tanto, el valor rms de la corriente demandada por la carga es:

$$I = \left[ \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} [I_h]^2} \right] \text{Amps} \dots\dots\dots(7.9)$$

En p.u. 7.9. resulta en:

$$I_{(pu)} = \left[ \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} [I_{h(pu)}]^2} \right] \dots\dots\dots(7.10)$$

Donde se tiene que:

- a) Como las pérdidas de eddy son función de la corriente en los conductores, cualquier ecuación para definir las pérdidas puede ser expresada en términos de la corriente rms de la carga, I.
- b) Y la superposición de las pérdidas de eddy aplica, la cual permite la adición directa de las pérdidas de eddy debido a las componentes armónicas.

Entonces, las ecuacion 7.7 es redefinida como:

$$P_{CE} = P_{CE - N} \sum_{h=1}^{h \max} \left[ \frac{I_h}{I} \right]^2 * h^2 \dots\dots\dots(7.11)$$

donde el valor rms de la corriente de la carga no-sinusoidal es definido por la ecuac. 7.9 y la ecuac. 7.11 queda de la manera siguiente:

$$P_{CE} = P_{CE - N} \frac{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2} \dots\dots\dots(7.12)$$

### 7.3.1. FACTOR DE PERDIDAS ARMÓNICAS PARA CORRIENTES DE EDDY EN EL DEVANADO

El  $F_{PE}$  es ese factor que se define de la manera siguiente:

- Es un factor de proporcionalidad aplicado a las pérdidas por corrientes de eddy.
- Es un factor que representa el calentamiento efectivo como resultado de las corrientes armónicas de la carga.

Esto quiere decir que:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2} \dots\dots\dots(7.13)$$

Pero como algunos dispositivos miden la relación de las corrientes armónicas con respecto de su corriente fundamental, entonces el factor de distorsión armónica  $F_{PE}$  se puede redefinir de la forma siguiente:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{I_h^2}{I_1} h^2}{\sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{I_h^2}{I_1}} \dots\dots\dots(7.14)$$

o se puede determinar a partir de la corriente rms total de la carga:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{I_h^2}{I} h^2}{\sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{I_h^2}{I}} \dots\dots\dots(7.15)$$

donde  $I_1$  es la corriente rms fundamental de la carga y  $F_{PE}$  mantiene el mismo valor debido a que es solo función de la distribución de corriente armónica y no de su magnitud.

### 7.3.2. FACTOR DE PERDIDAS ARMONICAS PARA OTRAS PERDIDAS POR DISPERSION

El calentamiento producido por las otras pérdidas de dispersión no es generalmente un factor importante en las pérdidas de los transformadores tipo seco; pero, puede tener efectos sustanciales en los transformadores inmersos en aceite y se define de la manera siguiente:

$$F_{PD-O} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{I_h^2}{I_1^2} h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \dots\dots\dots(7.16)$$

o se puede determinar a partir de la corriente rms de la carga:

$$F_{PD-O} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{I_h^2}{I^2} h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{I_h^2}{I^2}} \dots\dots\dots(7.17)$$

### 7.4 CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA LA ESPECIFICACIÓN DE UN NUEVO TRANSFORMADOR

Se consideran las pérdidas por corrientes de eddy en por unidad en la región de la densidad de pérdidas mayor definida para una operación del equipo a frecuencia y corriente nominales donde las otras pérdidas por dispersión son cero en términos de la ecuación 7.5 (este cálculo viene de fábrica). Para recalcular la densidad de pérdidas en por unidad en la región de pérdidas por corrientes de eddy más altas para una corriente de carga no-sinusoidal definida se puede partir de las ecuaciones 7.5, 7.7 y 7.10 obteniendo:

$$P_{T(pu)} = I_{pu}^2 \left[ 1 + F_{PE} (P_{CE} - N_{(pu)}) \right] \dots\dots\dots(7.18)$$

Para transformadores inmersos en aceite el calentamiento debido a otras pérdidas por dispersión también afecta las elevación de temperatura en los devanados.

## 7.5. CALCULO DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE UN TRANSFORMADOR CONSIDERANDO LOS DATOS DE DISEÑO DE LA DENSIDAD DE PÉRDIDAS POR CORRIENTES DE EDDY

### 7.5.1. TRANSFORMADORES TIPO SECO

Partiendo del IEEE Std C57.110-1998 las pérdidas por dispersión debidas a cargas no-lineales se establece que son mucho menores que las pérdidas por dispersión debidas a las corrientes de eddy en los devanados del transformador y como la densidad de pérdidas por corrientes de eddy en la región de mayores pérdidas la puede proporcionar el fabricante para condiciones de operación a frecuencia y corriente nominales, se tiene que para una carga no-sinusoidal con espectro armónico y una densidad de pérdidas en la región de mayores pérdidas definidas, la corriente máxima permisible en por unidad en función de la ecuación 7.18 es:

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{P_T - N(pu)}{1 + (F_{PE})(P_{EC} - N(pu))}} \dots\dots\dots(7.19)$$

Y se tiene que la corriente para la carga actual es:

$$I_{MAX} = I_{MAX(pu)} * I_{N(DATO)} \dots\dots\dots(7.20)$$

Donde:

$I_{MAX}$  : Es la corriente rms máxima de la carga no-sinusoidal.

$I_{N(DATO)}$  :Es la corriente rms nominal a plena carga.

### 7.5.2. TRANSFORMADORES INMERSOS EN ACEITE

Los procedimientos de cálculo para la capacidad son similares a los de tipo seco salvo que para un estudio completo de los transformadores inmersos en aceite se consideran también los efectos de las otras pérdidas por dispersión  $P_{OPD}$  como es indicado por las ecuaciones en la IEEE Std C57.12.01-1995 para transformadores con enfriamiento propio tipo ONAN, donde la elevación de la temperatura del aceite máxima es proporcional a las pérdidas para un valor exponencial igual a 0.8 y puede ser estimado para pérdidas debidas a cargas no – sinusoidales sobre pérdidas nominales como se muestra a continuación:

$$\Delta\theta_{A-N} = \theta_{A-N} * \left( \frac{P_T + P_V}{P_{T-N} + P_V} \right)^{0.8} \dots\dots\dots(7.21)$$

donde:

$P_T$  : Pérdidas totales corregidas en base a las componentes armónicas pérdidas con carga armónica.

$P_V$  : Pérdidas sin carga (en vacío).

$P_{T-N}$  : Pérdidas con carga bajo condiciones nominales.

$\Delta\theta_{A-N}$  : Elevación máxima de la temperatura del aceite.

$\theta_{A-N}$  : Elevación de la temperatura del aceite con respecto de la temperatura ambiente.

Y

$$P_T = I^2 R + F_{CE} * P_{CE} + F_{PD-O} * P_{OPD} \dots\dots\dots(7.22)$$

Se tiene que la elevación del punto caliente en el conductor también es proporcional a las pérdidas con carga, y es la diferencia entre la elevación del punto caliente y la especificada del aceite y se calcula de la forma siguiente:

$$\Delta\theta_{C-N} = (\theta_{C-N} - \theta_{A-N}) * \left( \frac{P_{I(pu)}}{P_{T-N(pu)}} \right)^{0.8} \dots\dots\dots(7.23)$$

donde:

$\Delta\theta_{C-N}$  : Es la variación de la temperatura máxima del punto más caliente en [°C].

## 7.6. CALCULO DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE UN TRANSFORMADOR CONSIDERANDO LOS DATOS DISPONIBLES DE LOS REPORTES DE PRUEBA CERTIFICADOS

En el orden de llevar a cabo cálculos con datos limitados, ciertas suposiciones han sido hechas las cuales son consideradas conservadoras.

- a) Las pruebas certificadas requeridas se incluyen en los apéndices de los Estándares IEEE C57.12.90-1993, IEEE C57.12.91-1995 todo depende del tipo de transformador (si es seco o inmerso en aceite).
- b) Los factores siguientes son supuestos para las pérdidas por corrientes de eddy con la finalidad de realizar cálculos conservadores.
  - 67% de las pérdidas de dispersión total se consideran pérdidas por corrientes de eddy en transformadores tipo seco.

- 33% de las pérdidas de dispersión total se consideran pérdidas por corrientes de eddy en transformadores inmersos en aceite.
- c) Se considera que las pérdidas  $I^2R$  se encuentran uniformemente distribuidas en cada devanado.
- d) La distribución de las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados externos e internos se establece de la manera siguiente:

N <sup>0</sup> Caso	% DE PÉRDIDAS POR CORRIENTES DE EDDY		CORRIENTE NOMINAL I <sub>max</sub> [A]	RELACION DE VUELTAS
	DEVANADO INTERNO	DEVANADO EXTERNO		
D1	60	40	<1000	----
D2	60	40	----	≤ 4:1
D3	70	40	>1000	>4:1

**TABLA 3. Distribución de las pérdidas por corrientes de eddy para enfriamiento natural.**

**NOTA:** Para el primer caso, el porcentaje de pérdidas es independiente de la relación de vueltas.

- e) La distribución de pérdidas en cada uno de los devanados del transformador se asume que puede no ser uniforme, definiendo de esta manera, la densidad máxima de pérdidas por corrientes de eddy como 400% del promedio de dicha densidad en los puntos más calientes.

Este método define a la componente de las pérdidas por dispersión de las pérdidas de carga es como:

$$P_{DT-N} = P_{T-N} - k \left[ (I_1 - N)^2 * R_1 + (I_2 - N)^2 * R_2 \right] \dots \dots \dots (7.24)$$

donde:

- $P_{DT-N}$ : Es la densidad de pérdidas por dispersión (stray) totales bajo condiciones nominales.  
 $k$ : es 1 para transformadores monofásicos y 1.5 para trifásicos (IEEE C57.12.91-1979, 9.2.5.1).  
 $I_{1-N}$ : Es la corriente rms de línea de onda senoidal bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en el lado de alta tensión.  
 $I_{2-N}$ : Es la corriente rms de línea de onda senoidal bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en el lado de baja tensión.  
 $R_1$ : Es la resistencia de cd medida entre las dos terminales de alta tensión.  
 $R_2$ : Es la resistencia de cd medida entre las dos terminales de baja tensión.

Del inciso b), un porcentaje de las pérdidas por dispersión total es considerado para las pérdidas por corrientes de eddy :

- Para transformadores tipo seco se tiene

$$P_{CE-N} = P_{DT-N} * 0.67 \dots\dots\dots(7.25)$$

- Para transformadores inmersos en aceite

$$P_{CE-N} = P_{DT-N} * 0.33 \dots\dots\dots(7.26)$$

- Para otras pérdidas por dispersión (stray)

$$P_{OSL-N} = P_{DT-N} - P_{CE-N} \dots\dots\dots(7.27)$$

Ahora, teniendo en cuenta que en la mayoría de los casos los reportes de prueba para transformadores trifásicos presentan los resultados de la resistencia de las tres fases en serie. Se considera que las resistencias en el lado de alta  $R_1$  y en el lado de baja  $R_2$  se pueden obtener como:

- Para devanados en Delta :  $R_1 = R_2 = \frac{2}{9} R_{serie}$  (de las 3 fases) .....(A)

- Para devanados en Estrella :  $R_1 = R_2 = \frac{2}{3} R_{serie}$  (de las 3 fases) .....(B)

Como se observa en la tabla 3, el porcentaje de pérdidas por corrientes de eddy muestra un nivel mayor en los devanados de baja tensión (los devanados internos) que en los de alta, entonces , podemos determinar las  $P_{CE-N(pu)}$  con respecto a las pérdidas base  $(I_{2-N})^2 R_2$  si partimos de la ecuación 7.24, para niveles de  $P_{CE-N}$  de 60% y 70% considerando la corriente nominal y la relación de vueltas del transformador.

Por lo tanto, las pérdidas por corrientes de eddy en p.u. de las pérdidas  $I^2R$  en el lado de baja tensión se determinan de la manera siguiente:

- Para un devanado interno con 60% de  $P_{CE-N}$ :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.6 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) \dots\dots\dots(7.28)$$

- Para un devanado interno con 70% de  $P_{CE-N}$ :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.7 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) \dots\dots\dots(7.29)$$

Pero si consideramos también el inciso (e) para definir las pérdidas máximas por  $P_{CE-N}$  en la zona de los puntos más calientes llegamos a:

- Para un devanado interno con 60% de  $P_{CE-N}$ :

$$P_{EC-Nmax(pu)} = \frac{0.6 * 4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) = \frac{2.4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) \dots\dots\dots(7.30)$$

- Para un devanado interno con 70% de  $P_{CE-N}$ :

$$P_{EC-Nmax(pu)} = \frac{0.7 * 4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) = \frac{2.8 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} (pu) \dots\dots\dots(7.31)$$

## 7.7. SELECCIONES DE CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES DE ACUERDO CON EL TIPO DE CARGA (FACTOR K)

Con la presencia de las cargas electrónicas en el sistema eléctrico y por ende, el incremento de la utilización de tecnologías de conversión de potencia de estado sólido cuya tecnología es llamada Sistemas de Potencia Tipo Switch (SMPS) que consiste de varios tipos de elementos de switcheo de estado sólido. Surgen los transformadores Tipo-K cuyo valor “K” define la capacidad de un transformador para alimentar una carga con contenido armónico definido sin pérdida de su expectativa de vida normal en donde se consideran las armónicas impares para el cálculo del factor “K”.

El nivel del contenido armónico determina el porcentaje de la carga no-lineal y los transformadores que podrían ser operados dentro de niveles de temperatura especificados mientras se encuentran alimentando 100% de la carga lineal a frecuencia nominal (60 Hertz) más un por ciento de contenido armónico como se muestra a continuación.

### a) Transformador Tipo K-4

Carga No-Lineal: 50%

Componente de corriente de 3<sup>era</sup> armónica: 16.7%

Componente de corriente de 5<sup>a</sup> armónica: 10.0%



Componente de corriente de 7ª armónica: 7.1%

Componente de corriente de 9ª armónica: 5.6%

**Nota:** El índice K define la capacidad que tiene el transformador de alimentar cuatro veces las pérdidas por corrientes de eddy en comparación con un transformador tipo K-1 que es el transformador convencional sin contenido armónico.

#### **b) Transformador Tipo K-13**

Carga No-Lineal: 100%

Componente de corriente de 3ª armónica: 33.3%

Componente de corriente de 5ª armónica: 20.0%

Componente de corriente de 7ª armónica: 14.3%

Componente de corriente de 9ª armónica: 11.1%

**Nota:** Este transformador puede soportar aproximadamente el 200% de la carga armónica de un transformador K-4.

#### **c) Transformador Tipo K-20**

Carga No-Lineal: 125%

Componente de corriente de 3ª armónica: 41.7%

Componente de corriente de 5ª armónica: 25.0%

Componente de corriente de 7ª armónica: 17.9%

Componente de corriente de 9ª armónica: 13.9%

#### **d) Transformador Tipo K-30**

Carga No-Lineal: 150%

Componente de corriente de 3ª armónica: 50.0%

Componente de corriente de 5ª armónica: 30.0%

Componente de corriente de 7ª armónica: 21.4%

Componente de corriente de 9ª armónica: 16.7%

**Nota:** Los índices K también definen la capacidad que tiene el transformador de poder alimentar cierto nivel de contenido armónico sin presentarse sobrecalentamiento alguno.

### **7.7.1. INDICE K DE LA CARGA PROPUESTO POR LA FEDERAL PACIFIC COMPANY**

En la mayoría de los casos, el diseñador o instalador debe tomar su propia decisión con respecto a que factor K asignar a una carga o grupo de cargas. El siguiente método intenta ayudar al

interesado en la determinación presentando lo que nosotros creemos, es más realista y conservador, el factor K para un número de cargas o grupos de cargas basado en su capacidad de producción armónica.

K-factor $I_{LK}$	Index of Load K-ratings						
	K-1	K-4	K-9	K-13	K-20	K-30	K-40
	0.0	25.82	44.72	57.74	80.94	123.54	208.17

(a)

Load	K-Factor	$I_L$
Incandescent Lighting	K-1	0.00
Electric Resistance Heating	K-1	0.00
Motors (without solid state drives)	K-1	0.00
Control Transformers/Electromagnetic Control Devices	K-1	0.00
Motor-Generators (without solid state drives)	K-1	0.00
Distribution Transformers	K-1	0.00
Electric-Discharge Lighting	K-4	25.82
UPS w/Optional Input Filter	K-4	25.82
Welders	K-4	25.82
Induction Heating Equipment	K-4	25.82
PLCs and Solid State Controls	K-4	25.82
Telecommunications Equipment (e.g. PBX)	K-13	57.74
Ups without Input Filtering	K-13	57.74
Multiwire Receptacle Circuits in General Care Areas of Health Care Facilities, Classrooms of Schools, etc	K-13	57.74
Multiwire Receptacle Circuits Supplying Inspection or Testing Equipment on an Assembly or Production Line	K-13	57.74
Main-Frame Computer Loads	K-20	80.94
Solid State Motor Drives (variable speed drives)	K-20	80.94
Multiwire Receptacle Circuits in Critical Care, Operating and Recovery Room Areas in Hospitals	K-20	80.94
Multiwire Receptacle Circuits in Industrial, Medical and Educational Laboratories	K-30	123.54
Multiwire Receptacle Circuits in Commercial Office Spaces	K-30	123.54
Small Main Frames (mini and micro)	K-30	123.54
Other Loads Identified as Producing Very High Amounts of Harmonics	K-40	208.17

(b)

TABLA 4. (a) y (b) Índices del factor  $I_{LK}$  de acuerdo con el factor K de la carga.

### 7.7.2. PROCEDIMIENTO DE CALCULO PARA EL FATOR K DE UNA CARGA

- Listar el valor de la capacidad de la carga o del grupo de cargas a ser alimentadas. Después, asignar un valor  $I_{LK}$  que corresponde al nivel relativo de las armónicas trazadas por cada tipo de carga de acuerdo con la tabla 4(b).
- Multiplicar la capacidad de la carga por el índice  $I_{LK}$  que corresponde al factor K asignado; es decir:

$$KVA * I_{LK} = I_{LK-KVA}$$

- Tabular la capacidad de la carga total conectada a ser alimentada.
- Adicionar el índice  $I_{LK-KVA}$  para todas las cargas o grupos de cargas a ser alimentadas por el transformador.

- e) Dividir el valor índice total por la capacidad de la carga total a ser alimentada. Esto da un índice  $I_{LK}$  promedio para las cargas combinadas.

$$I_{LK\text{PROM}} = \frac{I_{LK} - KVA_{TOT}}{KVA_{TOT}}$$

- f) De la tabla 4(a) encontrar el valor del factor K cuyo  $I_{LK}$  es igual o mayor que el  $I_{LK\text{PROM}}$ . correspondiente a este  $I_{LK\text{PROM}}$  se tiene el factor K del transformador requerido.

En transformadores de alimentación para cargas No-Lineales tipo seco FHK o similar, la Federal Pacific de acuerdo con el listado de la UL 1561 maneja los siguientes porcentajes de carga No-Linear de acuerdo con un valor del factor K especificado en la tabla 5:

<b>K-Factor Load Relationship</b>			
<b>K Factor</b>	<b>% Linear Load</b>	<b>Plus</b>	<b>% Non Linear Load</b>
4	100%	+	50% (1/h)
13	100%	+	100% (1/h)
20	100%	+	125% (1/h)
30	100%	+	150% (1/h)

TABLA 5. Porcentajes de carga No-Linear para un factor K determinado.

## 7.8. EJEMPLOS DE CALCULO DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA CONSIDERANDO EL ESTANDAR C57.110-1998

### 7.8.1. FACTOR DE PERDIDAS ARMONICAS DEBIDO A LAS CORRIENTES DE EDDY

1. Calcular el  $F_{PE}$  si se tiene una corriente rms de la carga no-sinusoidal igual a 1806 [A] que será definida como corriente nominal, con una carga descrita por la distribución armónica siguiente:

h	I <sub>h</sub>	I <sub>h</sub> /I <sub>1</sub>
1	1764	1
5	308.5	0.175
7	194.9	0.110
11	79.39	0.045
13	50.52	0.029
17	27.06	0.015
19	17.68	0.010

TABLA 1

Y de la tabulación manejada para la obtención de el F<sub>PE</sub>:

h	I <sub>h</sub> /I <sub>1</sub>	[I <sub>h</sub> /I <sub>1</sub> ] <sup>2</sup>	h <sup>2</sup>	II <sub>h</sub> /I <sub>1</sub> ] <sup>2</sup> * h <sup>2</sup>
1	1	1	1	1
5	0.175	0.0306	25	0.7643
7	0.110	0.0122	49	0.5975
11	0.045	0.0020	121	0.2449
13	0.029	0.0008	169	0.1385
17	0.015	0.0002	289	0.0680
19	0.010	0.0001	361	0.0362
<b>SUMA:</b>	-	1.0459	-	2.8494

TABLA 2

De la tabla 2 se tiene que:

$$F_{PE} = \frac{2.8494}{1.0459} = 2.726$$

Donde el factor de pérdidas no depende más que de su distribución armónica y no de la magnitud relativa.

### 7.8.2. FACTOR DE PERDIDAS ARMONICAS DEBIDO A OTRAS PERDIDAS POR DISPERSIÓN

Usando la distribución armónica del ejemplo del apartado anterior y considerando la corriente rms a la frecuencia fundamental I<sub>1</sub> tenemos que:

h	$I_h/I_1$	$[I_h/I_1]^2$	$h^2$	$[I_h/I_1]^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1
5	0.175	0.0306	25	0.11098
7	0.110	0.0122	49	0.05739
11	0.045	0.0020	121	0.1379
13	0.029	0.0008	169	0.00655
17	0.015	0.0002	289	0.00217
19	0.010	0.0001	361	0.00105
<b>SUMA:</b>	-	1.0459	-	1.1919

De la tabla tenemos que el factor de pérdidas armónicas por otras dispersiones resulta:

$$F_{PD-O} = \frac{1.1919}{1.0459} = 1.14$$

### 7.8.3. CALCULOS DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES TIPO SECO CONSIDERANDO LOS DATOS DE DISEÑO DE LAS PERDIDAS POR CORRIENTES DE EDDY

1. Se da una corriente de carga no-sinusoidal con la distribución armónica mostrada en la tabla 1. Determinar la corriente de carga máxima que puede soportar (bajo las condiciones normales) un transformador que tiene una corriente de plena carga nominal de 1350 [A] y, cuyas pérdidas por corrientes de eddy en los devanados bajo condiciones nominales en el punto de densidad de pérdidas máxima es 18% de las pérdidas  $I^2R$ .

h	$I_h / I_1$
1	1
5	0.26
7	0.15
11	0.050
13	0.032
17	0.018
19	0.011

**TABLA 1**

h	$I_h/I_1$	$[I_h/I_1]^2$	$h^2$	$[I_h/I_1]^2 * h^2$
1	1	1	1	1
5	0.26	0.0676	25	1.69
7	0.15	0.0225	49	1.1025
11	0.05	0.0025	121	0.3025
13	0.032	0.001024	169	0.173056
17	0.018	0.000324	289	0.093636
19	0.011	0.000121	361	0.043681
<b>SUMA:</b>	-	1.094069	-	4.405373

TABLA 2

De la ecuac. 7.18 se tiene que la densidad de pérdidas para la corriente de carga no sinusoidal es:

$$P_{T(pu)} = 1.094069 \cdot [1 + 4.4054 \cdot (0.18)] = 1.9616$$

y la corriente de carga no-sinusoidal máxima con respecto a la distribución armónica dada es de la ecuac. 7.19.

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{1.18}{1 + (4.4054)(0.18)}} = 0.811$$

Es decir:

$$I_{MAX} = 0.811 \cdot 1350 = 1095[A]$$

esto quiere decir que la capacidad del transformador se reduce aproximadamente al 81.1% de la capacidad de corriente sinusoidal debido a la composición armónica de la corriente de la carga no – sinusoidal.

#### 7.8.4. CALCULOS DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES INMERSOS EN ACEITE CONSIDERANDO LOS DATOS DE DISEÑO

1. Se tiene una elevación de un devanado promedio de 65°C para una elevación de un punto caliente de 80°C, un transformador inmerso en aceite fue diseñado para un contenido de corriente armónica especificado. Después de la instalación las corrientes armónicas actuales fueron medidas y el espectro de corriente fue proporcionado por el fabricante con el principal objetivo de checar la elevación de la temperatura.

**A carga nominal y frecuencia de 60 [Hz] las pérdidas medidas fueron:**

- Sin carga: 4072 [watts]
- $I^2R$ : 27821 [watts]
- Pérdidas de Eddy y otras por dispersión: 4060 [watts]
- Pérdidas totales: 35953 [watts]

**Las elevaciones de las temperaturas medidas sobre la temperatura ambiente fueron:**

- Elevación promedio HV: 48.1 [°C]
- Elevación promedio LV: 47.6 [°C]
- Elevación máxima del aceite: 47.2 [°C]
- Elevación del punto caliente en el conductor: 55.3 [°C]

La distribución armónica fue determinada en una carga, la cual fue aproximadamente del 100% de la magnitud de la corriente fundamental. La distribución normalizada a la corriente rms fundamental, fue alimentada como sigue:

h	$I_h/I_1$	h	$I_h/I_1$
1	1	13	0.0512
3	0.351	15	0.0425
5	0.169	17	0.0402
7	0.121	19	0.0387
9	0.0915	13	0.0321
11	0.0712	25	0.0286

**TABLA 1**

y los cálculos para determinar los factores de pérdidas armónicas por corrientes de eddy en los devanados y por otras pérdidas de dispersión, son los siguientes:

h	$I_b/I$	$[I_b/I]^2$	$h^2$	$[I_b/I]^2 * h^2$	$h^{0.8}$	$[I_b/I]^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1	1	1
3	0.351	0.123201	9	1.108809	2.408225	0.296696
5	0.169	0.028561	25	0.714025	3.623898	0.103502
7	0.121	0.014641	49	0.717409	4.743276	0.069446
9	0.0915	0.008372	81	0.678152	5.799546	0.048555
11	0.0712	0.005069	121	0.613402	6.809483	0.034520
13	0.0512	0.002621	169	0.443023	7.783137	0.020403
15	0.0425	0.001806	225	0.406406	8.727161	0.015763
17	0.0402	0.001616	289	0.467036	9.646264	0.015589
19	0.0387	0.001498	361	0.540666	10.54394	0.015792
23	0.0321	0.001030	529	0.545087	12.28520	0.012659
25	0.0286	0.000818	625	0.511225	13.13264	0.010742
<b>SUMA</b>		1.189234		7.745241		1.643667

TABLA 2

de la tabla tenemos que el valor de la corriente rms resultante de la sumatoria en pu es:

$$I_{(pu)} = \sqrt{1.189234} = 1.09pu$$

el factor de pérdidas por corrientes de eddy:

$$F_{PE} = 6.51$$

y el factor de pérdidas armónicas por otras pérdidas de dispersión es:

$$F_{PD} = 1.38$$

Un análisis de ingeniería indico que la división de las pérdidas por corrientes de eddy y por otras pérdidas armónicas fue:

- **Pérdidas por corrientes de eddy: 316 [watts]**
- **Otras pérdidas por dispersión: 3744 [watts]**
- **Pérdidas por dispersión totales: 4060 [watts]**

Para determinar la elevación máxima del aceite, las pérdidas totales deben de ser corregidas para mostrar la corriente rms más alta sobre la corriente nominal y también los efectos de la distribución armónica; es decir:

$$P_{T(pu)} = P_T - N_{(pu)} * 1.09^2$$



En base a la ecuac. 7.22 desarrollamos siguiente tabla:

Tipo de pérdidas	Pérdidas nominales [watts]	Pérdidas de la carga [watts]	Factor de multiplicac. armónico	Pérdidas corregidas
Sin carga	4072	4072		4072
I <sup>2</sup> R	27821	33054		33054
De eddy en Devan.	316	375	6.51	2441
Otras pérdidas por dispersión	3744	4448	1.38	6138
<b>Pérdidas totales</b>	<b>35953</b>	<b>41949</b>		<b>45705</b>

y las pérdidas para las condiciones de la carga especificada pueden ahora calcularse de la ecuación 7.21 como sigue:

$$\Delta\theta_{A-N} = 47.2 \cdot \left( \frac{45705}{35953} \right)^{0.8} = 57.2 [^{\circ}\text{C}]$$

La elevación del punto caliente sobre la temperatura máxima del aceite puede ser calculada por la ecuac. 7.23 en p.u.

$$\Delta\theta_{c-N} = (55.3 - 47.2) \cdot \left( \frac{1 + 6.51 \cdot 0.08}{1 + 0.08} \cdot 1.189 \right)^{0.8} = 12.2 [^{\circ}\text{C}]$$

y la elevación de la temperatura del punto caliente en el conductor sobre la temperatura ambiente resulta ser:

$$57.2 \text{ } ^{\circ}\text{C} + 12.2 \text{ } ^{\circ}\text{C} = 69.4 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

### 7.8.5. CALCULOS DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES TIPO SECO CONSIDERANDO LOS DATOS DISPONIBLES DEL REPORTE DE PRUEBAS CERTIFICADO

Dada la corriente de carga no-sinusoidal con la siguiente distribución armónica:

h	$I_h/I_1$	h	$I_h/I_1$
1	1	8	0.010
2	0.044	9	0.018
3	0.092	10	0.015
4	0.022	11	0.046
5	0.412	12	0.010
6	0.018	13	0.048
7	0.199	-	-

TABLA 1

Determinar la máxima corriente de la carga que puede trazar continuamente de un transformador tipo seco IEEE Std C57,12.01-1998 con las características siguientes tomadas del reporte de pruebas certificado.

- Devanado de alto voltaje

13800V Delta  
Resistencia = 2.0679  $\Omega$  a 100 °C

- Devanado de bajo voltaje:

480 V Estrella  
Resistencia = 0.000589  $\Omega$  a 100 °C

- Capacidad nominal:

2500 KVA, trifásico, 80 °C de elevación  
Tipo AA

- Pérdidas con carga a 100 °C = 15723 [watts]

### SOLUCION

- ✓ Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son determinadas de la definición (A) y (B) página 109.

$$R_1 = 0.4595 \Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 0.000393 \Omega$$

- ✓ Los valores de  $I_{1-N}$  e  $I_{2-N}$  son calculadas de los KVA y voltaje nominales:

$$I_{1-N} = 104.6 \text{ [A]} \quad \text{e} \quad I_{2-N} = 3007 \text{ [A]}$$

- ✓ Las pérdidas por dispersión pueden ser calculadas de la ecuación 7.25 como sigue:

$$P_{T-N} = 15723 - (1.5)[(104.6^2)(0.4595) + (3007^2)(0.000393)]$$

$$P_{T-N} = 2851 \text{ [watts]}$$

- ✓ De las pérdidas de eddy para transformadores tipo seco se tiene que:

$$P_{CE-N} = (2851)(0.67) = 1910 \text{ [watts]}$$

- ✓ Como la relación de vueltas es mayor a 4:1 y la corriente del secundario excede los 1000 [A], las pérdidas por corrientes de eddy en el devanado de bajo voltaje son 0.7 veces las  $P_{CE-N}$  y las máximas pérdidas por corrientes de eddy en pu pueden ser determinadas de la ecuación 7.32.

$$P_{CE-NMAX(pu)} = \frac{2.8 * 1910}{1.5 * 3554} = 1.003$$

Como en ejemplos anteriores se tabulan los valores para  $I_{h(pu)}^2$ ,  $h^2$  e  $I_{h(pu)}^2 h^2$  para obtener las pérdidas totales  $P_{T(pu)}$  de la ecuación 7.18.

h	$I_h/I_1$	$[I_h/I_1]^2$	$h^2$	$I_h/I_1)^2 * h^2$
1	1	1	1	1
2	0.044	0.00194	4	0.00776
3	0.092	0.00846	9	0.07614
4	0.022	0.00048	16	0.00765
5	0.412	0.16974	25	4.24350
6	0.018	0.00032	36	0.01152
7	0.199	0.03960	49	1.9404
8	0.010	0.00010	64	0.0064
9	0.018	0.00032	81	0.02592
10	0.015	0.00023	100	0.02300
11	0.046	0.00212	121	0.25652
12	0.010	0.00010	144	0.01440
13	0.048	0.00230	169	0.38870
<b>SUMA</b>	-	1.226	-	8.002

**TABLA 2**

En la tercera columna el valor rms de la corriente de la carga no-sinusoidal es de 1.107. De la ecuación 7.18 la densidad de pérdidas producidas por la corriente de carga no-sinusoidal en la región de pérdidas más altas por corrientes de eddy es:

$$P_{T(pu)} = 1.226 \cdot [1 + 1.003 \cdot 6.528] = 9.253pu$$

y el valor de la corriente no-sinusoidal máxima permisible para una distribución armónica dada es:

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{2.003}{1 + (6.528)(1.003)}} = 0.515pu$$

o puede ser en [A]:

$$I_{MAX} = 0.515 * 3007 = 1549[A]$$

Lo cual nos indica que la capacidad del transformador con la distribución dada de la corriente de la carga no-sinusoidal es aproximadamente el 52% de la capacidad a la corriente de carga sinusoidal.

### 7.8.6. CALCULOS DE LA DISMINUCIÓN DE LA CAPACIDAD DE PLACA DE TRANSFORMADORES INMERSOS EN ACEITE CONSIDERANDO LOS DATOS DISPONIBLES DEL REPORTE DE PRUEBAS CERTIFICADO

Este ejemplo ilustra los cálculos de la elevación de temperatura corregida para transformadores inmersos en aceite (IEEE Std C57.12.00-1993) con las características siguientes tomadas del reporte de pruebas certificado.

- o Devanado de alto voltaje

34500V Delta  
Resistencia = 18.207  $\Omega$  a 75 °C

- o Devanado de bajo voltaje:

2400 V Estrella  
Resistencia = 0.02491  $\Omega$  a 75 °C

- o Capacidad nominal:

2500 KVA, trifásico, 55 °C de elevación del devanado promedio  
65 °C de elevación del punto caliente  
Tipo OA

- o Pérdidas sin carga a 75 °C = 5100 [watts]

- o Pérdidas con carga a 75 °C = 21941 [watts]

**SOLUCION**

- ✓ Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son determinadas de la definición (A) y (B) página 117.

$$R_1 = 4.046 \Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 0.01661 \Omega$$

- ✓ Los valores de  $I_{1-N}$  e  $I_{2-N}$  son calculadas de los KVA y voltaje nominales:

$$I_{1-N} = 41.8 \text{ [A]} \quad \text{e} \quad I_{2-N} = 601.4 \text{ [A]}$$

- ✓ Las pérdidas por dispersión pueden ser calculadas de la ecuación 7.25 como sigue:

$$P_{T-N} = 21941 - (1.5)[(41.8^2)(4.046) + (601.4^2)(0.01661)]$$

$$P_{T-N} = 2326 \text{ [watts]}$$

- ✓ De las pérdidas de eddy para transformadores tipo seco se tiene que:

$$P_{CE-N} = (2326)(0.33) = 767 \text{ [watts]}$$

- ✓ Por la ecuación 7.28, las otras pérdidas por dispersión son:

$$P_{OSL-N} = 2326 - 767 = 1559 \text{ [watts]}$$

Donde tenemos que los datos de las pérdidas las podemos tabular de la manera siguiente:

- Sin carga: 5100 [watts]
- $I^2R$ : 19615 [watts]
- Pérdidas de Eddy y otras por dispersión : 2326 [watts]
- Pérdidas totales: 27041 [watts]

Y las elevaciones de la temperatura asumida sobre la temperatura ambiente son:

- Elevación promedio en LV y HV : 55 [°C]
- Elevación máxima del aceite : 55 [°C]
- Elevación del punto caliente del conductor: 65 [°C]

En donde la distribución armónica fue determinada a una carga la cual fue aproximadamente el 75% de la magnitud de la corriente fundamental. La distribución, normalizada a la fundamental, fue proporcionada como sigue:

h	$I_h/I_1$	h	$I_h/I_1$
1	1	11	0.0712
3	0.453	13	0.0512
5	0.267	15	0.0425
7	0.186	17	0.0402
9	0.0915	19	0.0387

TABLA 1

Para determinar los factores por pérdidas armónicas para corrientes de eddy y otras pérdidas por dispersión se tiene la tabla siguiente:

h	$I_h/I$	$[I_h/I_1]^2$	$h^2$	$\Pi_h/I_1^2 * h^2$	$h^{0.8}$	$\Pi_h/I_1^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1	1	1
3	0.453	0.205209	9	1.846881	2.408225	0.494189
5	0.267	0.071289	25	1.782225	3.623898	0.258344
7	0.186	0.034596	49	1.695204	4.743276	0.164098
9	0.0915	0.008372	81	0.678152	5.799546	0.048555
11	0.0712	0.005069	121	0.613402	6.809483	0.034520
13	0.0512	0.002621	169	0.443023	7.783137	0.020403
15	0.0425	0.001806	225	0.406406	8.727161	0.015763
17	0.0402	0.001616	289	0.467036	9.646264	0.015589
19	0.0387	0.001498	361	0.540666	10.54394	0.015792
<b>SUMA</b>	-	1.332077	-	9.472996	-	2.067254

TABLA 2

donde la sumatoria de la tercera columna resulta en el valor rms de la corriente en por unida igual a 1.15. Y la sumatoria de la quinta columna resulta en un factor de pérdidas armónicas por corrientes de eddy de 7.11 y la sumatoria de la séptima columna resulta en un valor de 1.55 para otras pérdidas por dispersión. De la división de las pérdidas por corrientes de eddy se tiene:

- **Pérdidas por corrientes de eddy: 767 [watts]**
- **Otras pérdidas por dispersión: 1559 [watts]**
- **Pérdidas por dispersión totales: 2326 [watts]**

Para determinar la elevación máxima del aceite, las pérdidas totales deben de ser corregidas para mostrar la corriente rms más baja por debajo de la corriente nominal y también los efectos de la distribución armónica. La corriente rms corregida para el 75% de la carga resulta en el factor siguiente para determinar las pérdidas a las condiciones de carga especificadas.

$$P_{T(pu)} = (1.15 * 0.75)^2 = 0.744$$

En base a la ecuac. 7.22 desarrollamos siguiente tabla:

Tipo de pérdidas	Pérdidas nominales [watts]	Pérdidas de la carga [watts]	Factor de multiplicac. armónico	Pérdidas corregidas
Sin carga	5100	5100		5100
I <sup>2</sup> R	19615	14592		14592
De eddy en Devan.	767	571	7.11	4060
Otras pérdidas por dispersión	1559	1160	1.55	1798
<b>Pérdidas totales</b>	<b>27041</b>	<b>21423</b>		<b>25550</b>

la elevación máxima del aceite puede ser ahora calculada por la ecuación 7.21 como sigue:

$$\Delta\theta_{A-N} = 55 \cdot \left( \frac{25550}{27041} \right)^{0.8} = 52.6 [^{\circ}\text{C}]$$

y las pérdidas en el devanado de bajo voltaje son calculadas de la manera siguiente:

$$I_{2-N}^2 \cdot R = 1.5 \cdot 601.4^2 \cdot 0.01661 = 9011 [\text{watts}]$$

donde las pérdidas bajo las condiciones de carga especificada son (para un 75%):

$$I_{2-N}^2 \cdot R = 9011 \cdot (1.15 \cdot 0.75)^2 = 6704 [\text{watts}]$$

como las corrientes son menores que 1000 [A], se asume que el 60% de las pérdidas por corrientes de eddy en el devanado se encuentran en el embobinado de bajo voltaje. Las pérdidas por corrientes de eddy máximas en la región del punto caliente se asume que son cuatro veces las pérdidas por eddy promedio. La elevación del punto caliente del conductor por encima de la temperatura máxima del aceite puede ser calculada utilizando las ecuaciones 7.23 y 7.31 como se muestra a continuación:

$$\Delta\theta_{c-N} = (65 - 55) \cdot \left( \frac{6704 + 4060 \cdot 2.4}{9011 + 767 \cdot 2.4} \right)^{0.8} = 13.9 [^{\circ}\text{C}]$$

en donde la elevación de la temperatura del punto caliente del conductor por encima de la temperatura ambiente será:

$$52.6 + 13.9 = 66.5 [^{\circ}\text{C}]$$

se observa que excede el límite de la temperatura del punto caliente.

### 7.8.7. EJEMPLOS DE CALCULO DEL FACTOR K PARTIENDO DEL METODO UTILIZADO POR LA FEDERAL PACIFIC COMPANY

**Ejemplo No. 1.** Calcular el factor K para varias cargas No-Lineales mostradas a continuación:

Donde:

$$I_{LK-KVA} = (\text{Carga total en KVA}) * I_{LK} \text{ (para cada carga)}$$

Tipo de carga	Capacidad [KVA]	Indice $I_{LK}$ [Adim.]	Indice $I_{LK-KVA}$
Alumbrado de descarga	7.0	25.82	180.74
Receptáculo de circct.	2.0	123.54	247.08
Computadora Central	5.0	80.94	404.70
Motor c/control estado sólido	0.5	80.94	40.47
Motor s/control estado sólido	1.5	0.0	0.0
<b>TOTALES:</b>	<b>16.0</b>		<b>872.99</b>

Y como:

$$I_{LK-PROM} = \frac{I_{LK-KVA(TOT)}}{KVA_{TOT}}$$

Entonces:

$$I_{LK-PROM} = \frac{872.99[KVA]}{16.0[KVA]_{TOT}} = 54.56$$

De la tabla 4(b) observamos que el factor K cercano más grande o igual para el  $I_{LK-PROM}$  de 54.56 es K-13 con una  $I_{LK}$  de 57.74.

**Ejemplo No.2.** Calcular la capacidad adicional de una carga K-30 que puede ser manejada por un transformador de K-13 de 25[KVA] con 9[KVA] de capacidad disponible.

a. Primero, se determina la capacidad disponible  $I_{LK-KVA}$  para el factor K-13, usando el  $I_{LK}$  que corresponde al valor del factor K de la tabla 4(a).

$$I_{LK-KVA}(\text{disp.}) = KVA(\text{disp.}) * I_{LK}$$

$$I_{LK-KVA}(\text{disp.}) = 9[KVA] * 57.74 = 519.66[KVA]$$



b. Segundo, dividir  $I_{LK-KVA}$  disponible por el índice del valor K de la carga para la carga a ser alimentada donde el  $I_{LK}$  para una carga con K-30 es:

$$I_{LK} = 123.54$$

Por lo tanto:

$$KVA_{(Adicional - M\acute{a}ximo)} = \frac{I_{(LK - KVA)}}{I_{LK(NUEVA CARGA \rightarrow K - 30)}} = \frac{519.66}{123.54} = 4.2[KVA]$$

c. Como resultado tenemos que una carga de 4.2 [KVA] podr\u00eda ser adicionada a este transformador.

# CONCLUSIONES

El objetivo de este trabajo resultó ser muy ambicioso, fue necesario conseguir, analizar y registrar una gran cantidad de documentos, estándares y experiencias que permitieron finalmente inclinarnos por un método para determinar hasta donde se puede alimentar un transformador con carga electrónica.

Las pérdidas en un transformador tipo seco son diferentes a las de uno tipo sumergido en aceite, el cálculo de ellas considera otros parámetros y es necesario hacer ciertas consideraciones para que a partir de un solo método se pueda calcular la potencia máxima permisible que un transformador convencional puede soportar para que la temperatura de sus devanados y aislamiento, no sobrepase la del diseño al imponerle la carga no lineal.

La recomendación es que si cualquiera de nosotros se ve ante la necesidad de calcular la disminución de la capacidad de placa de un transformador ya instalado debido a la conexión de cargas no – sinusoidales, realice los cálculos de acuerdo al método propuesto en el capítulo 7.

Estamos concientes de que se seguirán incrementando las cargas no lineales, y que mientras no se termine la vida útil de los muchos transformadores que las alimentan, se debe seguir de cerca su operación, supervisando principalmente el incremento en su temperatura para evitar que fallen antes de tiempo.

Los transformadores nuevos ya se están diseñando tomando en cuenta el nivel de distorsión armónica de la corriente de carga y del voltaje del sistema, información que es necesario determinar para que se proporcione en la especificación el factor K de la carga.

El trabajo desarrollado considera en parte el efecto del voltaje armónico sobre los esfuerzos en los devanados del transformador; pero, su objetivo principal radica en el estudio del comportamiento de la penetración de las componentes de corriente armónica dentro del transformador. El método, mostrado en el capítulo final, define las pérdidas en función de las pérdidas por corrientes de eddy en los devanados y otras pérdidas por dispersión (en tanque, yugo, núcleo, etc.) que son función de las corrientes no – sinusoidales de la carga. Esto se puede explicar de la forma siguiente:

La introducción de una corriente directa que circula a través de los devanados de un transformador origina pérdidas  $I^2R$  donde R es la resistencia en  $\Omega$ ; pero, si en vez de esto se hiciera circular una corriente en alterna, esta provocaría pérdidas adicionales debidas al campo electromagnético creado cuya intensidad es proporcional al cuadrado de la frecuencia. Así mismo, el flujo electromagnético desarrollado por la corriente alterna experimenta voltajes

internos que causan un flujo de corrientes de eddy en el conductor, las corrientes de eddy generan pérdidas que son disipadas en forma de calor produciendo una elevación de temperatura en los alrededores del conductor. Así mismo, los voltajes internos experimentados en otras partes metálicas fuera de los devanados generan también otras pérdidas por dispersión en el transformador. Se considera que las pérdidas por corrientes de eddy siguen siendo proporcionales al cuadrado de la corriente manejada y al cuadrado de la frecuencia sin tomar en cuenta el efecto que el aumento de la frecuencia introduce en los devanados o núcleo del transformador como se trató en el capítulo cinco. También se considera que las otras pérdidas por dispersión son proporcionales a la elevación de la corriente a una potencia ligeramente menor a 1 debido al efecto de penetración del flujo electromagnético dentro de sus partes metálicas ya que este no penetra totalmente. Cuando un transformador se encuentra sujeto a una corriente de carga que tiene un contenido armónico significativo, las pérdidas por corrientes de eddy en los conductores de los devanados y en otras partes metálicas elevarán la temperatura de aquellas partes por encima de la temperatura de operación normal bajo condiciones nominales. La experiencia ha demostrado que los conductores de los devanados son los puntos más críticos para la determinación de una temperatura de operación aceptable, tal que el objetivo deba ser, el de prevenir que las pérdidas en los conductores del devanado en condiciones armónicas no excedan las pérdidas bajo condiciones nominales.

El objetivo propuesto en el trabajo realizado fue definir un método uniforme en base al estudio y análisis de métodos y prácticas recomendadas ya existentes, para limitar la capacidad de placa en función de la distorsión armónica de la onda. El método más conveniente y que aplica de acuerdo a las necesidades requeridas para la solución de los problemas creados por la distorsión armónica en transformadores conectados a cargas electrónicas en México, es la "Práctica recomendada para establecer la capacidad de un transformador cuando alimenta corrientes de carga no - sinusoidal" (IEEE Std C.57.110-1998) cuyo método es aplicable para transformadores tipo seco o inmersos en aceite que cumplen con los estándares de la IEEE mencionados en el capítulo 7.

El trabajo presente brinda de la mejor manera posible una amplia variedad de temas, experiencias, documentos, estándares, referencias, que pueden ayudar en definitiva para la solución de problemas relacionados con la distorsión armónica debida a la conexión de cargas electrónicas en transformadores y pienso que el compartirlo con mis compañeros será de gran utilidad.

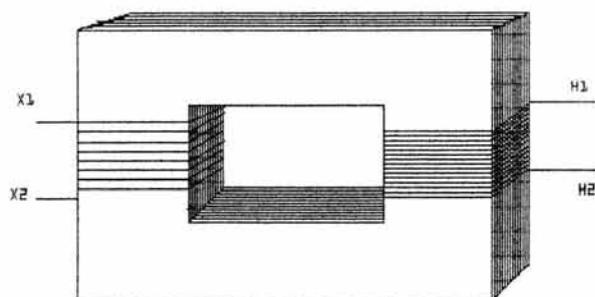
APENDICE

**TRANSFORMADORES**

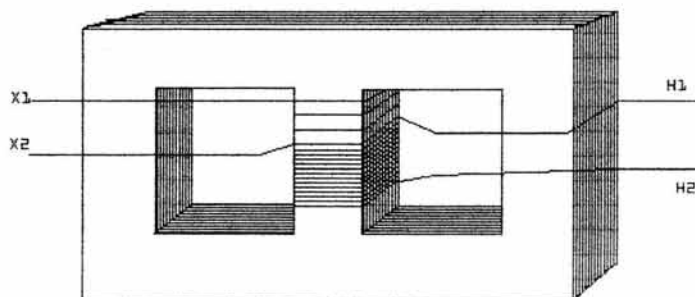
### A.1. TRANSFORMADORES

La mayoría de los transformadores que se utilizan en la actualidad generalmente se muestran en dos configuraciones específicas que son las siguientes:

1. **Transformador de núcleo:** es un dispositivo eléctrico (como el de la figura 1.8(a)) que tiene una longitud promedio de núcleo mayor y una longitud promedio de espira menor, el área de su sección transversal es más reducida y por lo tanto, su número de espiras es grande. Cabe resaltar que debido al tamaño de su sección transversal no se pueden manejar flujos definitivamente altos, pero si es un tipo de equipo recomendable para usarse en altas tensiones debido a que tiene más espacio para aislamiento.



a) Transformador de núcleo



b) Transformador acorazado

Figura A.1. Tipos de transformadores más utilizados.

2. **Transformador acorazado:** Como se observa en la figura A.1.b, esta clase tiene como característica, una menor longitud promedio entre enrollados, y su forma parece un ocho o la unión de dos transformadores tipo núcleo con referencia en una pierna; su sección transversal en comparación con la sección del transformador anterior es mucho más grande, lo cual permite un flujo más intenso con un menor número de espiras. También presenta muchas ventajas de uso entre las que más destaca la enorme resistencia a intensas fuerzas mecánicas debidas a corrientes de corto circuito provocadas por fallas.

En la actualidad se manejan cualquiera de los dos tipos de transformadores, pero se les hace algunos cambios en conexiones, material para su construcción, etc., para adecuarlos al tipo de carga que van a alimentar.

## A.2. Transformador ideal

Normalmente al describir un fenómeno, nosotros adoptamos una postura idealista con el fin de evitar complicaciones en el análisis. Para comenzar explicaremos algunos conceptos básicos que faciliten la comprensión de este y posteriores subtemas.

### A.2.1. Campo magnético

Da la explicación de aquel fenómeno que representa la creación de un espacio de fuerzas a partir de la circulación de una corriente eléctrica; es decir, si se tiene un conductor por el cual circule una corriente eléctrica, entonces esta misma formará un campo de fuerzas alrededor del conductor cuya dirección y forma depende del sentido de la corriente y tipo de conductor. Por lo tanto, estas fuerzas ejercidas son llamadas “fuerzas magnetizantes” y el espacio en donde se ejercen se le llama “Campo magnético”.

En este apartado nosotros fijaremos el estudio solamente en los dos puntos siguientes:

1. **La circulación de una corriente a lo largo de un conductor provoca un campo magnético alrededor suyo.**
2. **Si a través de una espira se introduce un campo variable con el tiempo, se inducirá un voltaje en la misma espira.**

Los dos puntos anteriores son la base de un sistema de transformación que es descrito por la variación de parámetros definidos en el tiempo cuya variación genera nuevos parámetros como la obtención de un voltaje en una espira producido por la variación de su campo magnético con respecto del tiempo.

La ley de Ampere establece la intensidad de un campo magnético por la acción de una corriente eléctrica aplicada y la podemos definir como sigue:

$$\oint H^* dL = I_{tot} \dots\dots\dots(A.1)$$

Donde:

H: intensidad de campo magnético producida por la  $I_{tot}$  medida en unidades de amper-vuelta por metro del S.I.

dL: define una diferencial de longitud determinada por la trayectoria del campo magnético.

Es decir, si tenemos en la figura A.2 un núcleo de hierro o cualquier otro material ferromagnético (que posee la propiedad de tener átomos que tienden a alinearse fácilmente cuando se les aplica un campo magnético exterior) con un enrollado de “N” vueltas en una de las columnas podremos observar que el campo magnético producido por una corriente “i” en su mayoría se encuentra atrapado a lo largo del núcleo en donde el intervalo de integración de la ley de Ampere será a lo largo de la trayectoria definida por la longitud media  $L_o$  y la corriente total  $I_{tot}$  será N veces la corriente “i” debido a que la corriente “i” pasa por la espira N veces dentro del tramo de integración se tiene un producto  $N*i$  que es igual a la  $I_{tot}$ , entonces, la integral de Ampere es una integral cerrada que es igual al producto de los dos términos que dan por resultado la  $I_{tot}$ . Como ya se tiene una longitud media conocida para el intervalo de integración, por lo tanto se puede definir la siguiente ecuación:

$$HL_o = Ni \dots\dots\dots(A.2)$$

$$H = \frac{Ni}{L_o} \dots\dots\dots(A.3)$$

Tenemos que la “H” define el esfuerzo que realiza una corriente “i” aplicada para que se pueda producir un campo magnético en el conductor.

Si usted observa en la figura A.2, encontrará que existe un flujo de campo magnético que se encuentra fluctuando a lo largo del núcleo; esta, como ve, es otra característica del campo dentro de un material ferromagnético y es llamada comúnmente “flujo magnético (el símbolo para definirlo generalmente es la letra griega phi  $\phi$ )” cuyas unidades de medida en el S.I. son los [Webers]. Del flujo magnético sobre viene una característica más, esa es la “Densidad de flujo magnético” que depende del tipo de material del cual se encuentra fabricado el núcleo, normalmente se define con la letra “B” y sus unidades de medida en el S.I. son [Webers por  $m^2$  o Teslas]; de esta manera se puede expresar la Densidad de flujo magnético como una función de la intensidad de campo magnético “H” (que tiene el nombre de inducción magnética o de campo magnético) de la forma siguiente:

$$B = \mu H \dots\dots\dots(A.4)$$

La ec. anterior muestra que la Densidad de flujo magnético es proporcional a la intensidad de campo en un valor establecido “ $\mu$ ” que es una “constante” determinante de la permeabilidad magnética del material con que se fabrica el núcleo.

**A.2.1.1. Permeabilidad magnética de un material**

La permeabilidad magnética es una característica que determina los niveles de la Densidad de flujo magnético e intensidad de campo que se permiten dentro de un núcleo dado; es decir, la facilidad que el material da para que se desarrolle un campo magnético en el mismo. Claro esta que esta característica va a depender del tipo de material utilizado para la construcción del núcleo.

La permeabilidad magnética de un material difiere mucho si la comparamos con la permeabilidad del espacio libre o vacío. Así, se define la permeabilidad relativa del material que se expresa como:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o} \dots\dots\dots(A.5)$$

Donde:

- $\mu_r$ : permeabilidad relativa.
- $\mu_o$ : permeabilidad en vacío.
- $\mu$ : permeabilidad magnética.

La  $\mu_o$  que define la permeabilidad del vacío tiene el siguiente valor:

$$\mu_o = 4 \pi \times 10^{-7} \frac{H}{m} \dots\dots\dots(A.6)$$

y entonces se tiene que la permeabilidad relativa define la facilidad con la cual se pueden magnetizar diferentes materiales. De tal forma, el aire es un espacio que ofrece una permeabilidad relativa con respecto al vacío de “1”, y cualquier otro espacio-material ferromagnético ofrecerá una permeabilidad relativa de alrededor de 2000-6000 o más lo cual nos lleva a establecer que en un núcleo de material ferromagnético como el de la figura A.2, el flujo magnético  $\phi$  seguirá el trayecto descrito por la longitud media  $L_o$  y el flujo disperso a lo largo del aire será menor.

La densidad de flujo es descrita por la siguiente ecuación:

$$B = \mu H = \frac{\mu Ni}{L_o} \dots\dots\dots(A.7)$$

y si se desea obtener el flujo a través de un área transversal determinada, esto se puede lograr a partir de:

$$\phi = \int_{Area} B^* dA \dots\dots\dots(A.8)$$

Donde  $dA$  es una pequeña parte diferencial de toda la superficie del núcleo de la figura A.2 y “B” es la densidad de flujo magnético en la  $dA$  determinada; por lo tanto, si tenemos que el



vector flujo “ $\phi$ ” es perpendicular al área “A” y el área es constante, entonces, el flujo magnético se define de la siguiente manera:

$$\phi = B * A = \frac{\mu Ni A}{L_o} \dots\dots\dots(A.9)$$

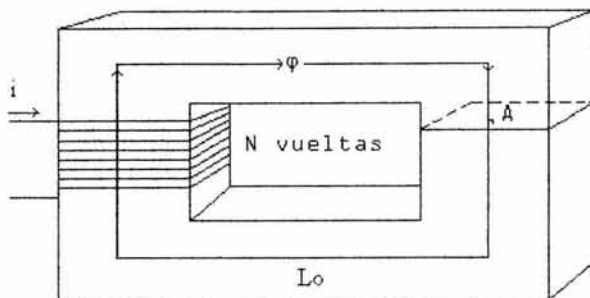


Figura A.2. Flujo magnético en un núcleo debido a la circulación de la corriente variante en el tiempo, en el enrollado.

Nota: de la ecuación (A.9) se comprueba que la sección transversal de un núcleo depende en gran medida para el aumento o disminución del flujo magnético.

**A.2.1.2 Fuerza magnetomotriz**

En un circuito eléctrico la fuerza electromotriz ( $f_{em}$ ) o voltaje produce la circulación de una corriente eléctrica en el circuito; a su vez, en un circuito magnético, la acción de la corriente total  $I_{tot}$  sobre la bobina crea un flujo magnético a lo largo del núcleo. Si hacemos un simil entre el modelo que define la producción de corriente y el que define la de flujo magnético entonces podremos establecer que la fuerza desarrollada por la corriente en el tramo del enrollado que crea el flujo es una fuerza llamada magnetomotriz ( $f_{mm}$ ).

Si comparamos un circuito magnético con un eléctrico apoyándonos en la ley de Ohm encontraremos una enorme similitud en los modelos de la manera siguiente:

1. La fuerza magnetomotriz que se ejerce para crear un flujo en el circuito magnético es la fuerza electromotriz que se ejerce en un circuito eléctrico para crear un flujo de corriente.
2. El flujo magnético producido en el primer circuito es similar al flujo de corriente producido en el circuito eléctrico.
3. El núcleo como característica similar del conductor del circuito eléctrico, ofrece una cierta resistencia al paso del flujo magnético que depende del tipo de material con el cual se encuentra fabricado dicho núcleo, esta resistencia en circuitos magnéticos es llamada reluctancia ( $\mathcal{R}$ ) y su contra parte, permeancia ( $\mathcal{P}$ ) que es algo parecido a la conductancia en un modelo eléctrico.
4. Por lo tanto, se pueden cumplir las mismas leyes para ambos modelos tomando en cuenta que la  $f_{mm}$  es igual a la corriente total aplicada en el enrollado del núcleo:

$$f_{mm} = Ni = \phi \mathcal{R} = \phi / \mathcal{P} \dots\dots\dots(A.10)$$

Es preciso señalar que las reglas para una reluctancia serie y paralelo son las mismas que para una resistencia en un circuito eléctrico; para aclarar más estos puntos es conveniente observar las figuras A.3a y A.3b.

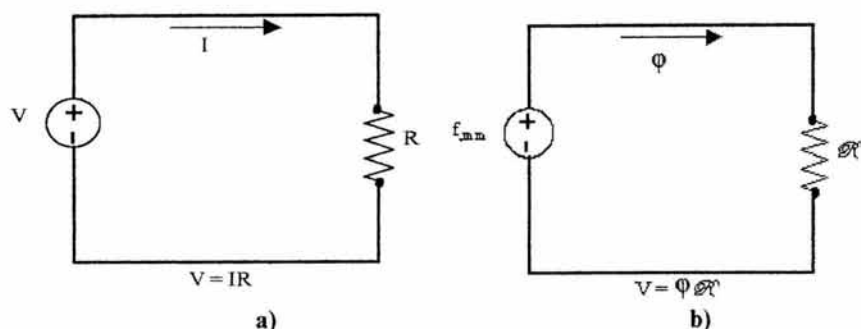


Figura A.3. a) Parámetros del circuito eléctrico. b) Parámetros del circuito magnético.

Se dice que se tiene un transformador ideal si el mismo presenta las siguientes características en su funcionamiento:

1. El flujo de dispersión es nulo debido a que el flujo magnético generado por la bobina o enrollado primario enlaza completamente al embobinado secundario; es decir, se encuentra contenido todo el flujo dentro del núcleo.
2. La resistencia de los embobinados primario y secundario es nula.
3. La fuerza magnetomotriz total dentro del núcleo es igual a cero tomando como consideración que la reluctancia del material es nula.
4. Si la reluctancia y la resistencia son nulas, entonces, las pérdidas tanto en el núcleo como en el embobinado serán nulas.

Ahora efectuaremos el análisis del transformador ideal de la figura A.4 con la finalidad de observar el comportamiento de sus características cuando se alimenta en el primario y se conecta una carga puramente inductiva en el secundario:

- a) Si alimentamos el transformador con un voltaje  $V_1$  se produce una corriente  $I_1$  que fluye a lo largo del enrollado el cual genera un flujo magnético mutuo con el embobinado secundario. Debido a que el flujo es variable con respecto al tiempo se crea una  $f_{cm1}$  inducida contraria al voltaje  $V_1$  o  $f_{cm}$  que alimenta el enrollado. Si partimos de la Ley de Lenz obtendremos el signo de esta  $f_{cm}$  que es como se muestra en la figura A.4 con el punto de polarización en la parte superior.
- b) El flujo producido por esta  $f_{cm}$  genera otra  $f_{cm2}$  inducida cuyo punto de polaridad se muestra en la figura y esta  $f_{cm}$  inducirá un voltaje o  $f_{cm} V_2$  a su vez. Todo basado en el principio de Faraday y en la Ley de Lenz.

De los puntos anteriores es imperativo resaltar lo siguiente:

- Si la corriente entra en el primario, entonces debe salir en el secundario partiendo del punto de polaridad; como ven, eso es lo que sucede debido a que por el primario entra la corriente  $I_1$  y por el secundario, sale.
- Se aclara que sólo se está considerando el flujo mutuo en el análisis a causa de la idealidad del dispositivo.
- Como la reluctancia es casi cero se puede decir que la corriente de magnetización  $I_m$  para vencer la misma es también casi cero.
- La corriente de magnetización con el circuito abierto en el secundario tiene el mismo desfaseamiento que la corriente  $I_1$  con respecto al voltaje  $V_1$  que se encuentra desfasado  $180^\circ$  con respecto a  $E_1$ , a su vez, las corrientes  $I_1$  e  $I_m$  se encuentran en fase con el flujo magnético  $\phi_m$  (figura A.5).

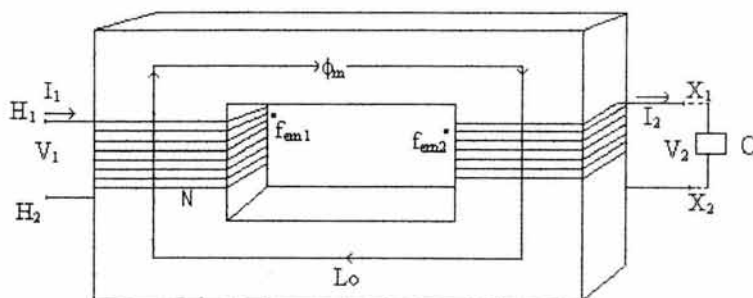


Figura A.4. Transformador ideal

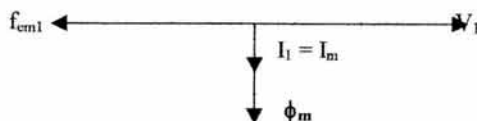


Figura A.5. Relación de voltajes y corrientes en un transformador sin carga.

- La  $I_m$  se desfasa  $90^\circ$  del voltaje  $V_1$  debido a que se supone que el bobinado es puramente inductivo y tiene resistencia nula.
- Como la fuerza magnetomotriz debe mantenerse igual dentro del caso ideal y, partiendo del hecho de que la bobina secundaria genera un flujo magnético opuesto al flujo magnético mutuo generado por la bobina primaria (esto refleja las características de la  $f_{em2}$  inducida que produce

una corriente  $I_2$  cuya dirección crea un flujo opuesto al flujo mutuo); dicho flujo se conoce como flujo des-magnetizador. Es decir:

$$f_{mm1} = N_1 I_1 \quad \text{y} \quad f_{mm2} = N_2 I_2 \dots \dots \dots (A.11)$$

pero ya se determino que la  $f_{mm2}$  se opone a la  $f_{mm1}$ , entonces la  $f_{mmtot}$  se define de la siguiente forma considerando las ecs. (1.63):

$$f_{mmtot} = f_{mm1} - f_{mm2} = N_1 I_1 - N_2 I_2 = \phi \mathcal{R}' = 0 \dots \dots \dots (A.12)$$

lo que indica que si queremos que el efecto des-magnetizante no afecte a nuestro lado primario cuando se conecte a una carga el lado secundario(debido a que sin carga la corriente en el secundario resulta cero) entonces, se debe cumplir la siguiente expresión:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 \dots \dots \dots (A.13)$$

Donde  $I_1$  es la corriente generada a causa del aumento des-magnetizador del producto de los términos  $N_2 I_2$  que provocan la disminución de la  $f_{em1}$  inducida produciendo un aumento en la corriente del primario  $I_1 + I_m = I_1^1$  que es una suma fasorial que crece hasta un limite dado en el que pueda soportar la corriente extraída por la carga.

De esta manera se establece de la ec. (A.13) lo siguiente:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = a \dots \dots \dots (A.14)$$

que se define como la relación de vueltas de un transformador. Para las  $f_{em}$  inducidas el flujo de dispersión es cero, por lo tanto, el flujo mutuo es el mismo tanto para la  $f_{em}$  inducida en el primario como en el secundario; es decir:

$$f_{em1} = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \dots \dots \dots (A.15)$$

$$f_{em2} = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \dots \dots \dots (A.16)$$

Si dividimos las ecs. (A.15 y A.16) tendremos que:

$$\frac{f_{em2}}{f_{em1}} = \frac{N_2}{N_1} = a \dots \dots \dots (A.17)$$

Y como se tiene que el transformador es ideal entonces sus voltajes de entrada  $V_1$  y salida  $V_2$  son iguales a las  $f_{ems}$  inducidas:

---

<sup>1</sup> Generalmente la corriente de magnetización  $I_m$  no es muy grande comparada con la corriente  $I_1$  motivo por el cual se toma en consideración la corriente  $I_1$  desde un principio.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{f_{em2}}{f_{em1}} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = a \dots\dots\dots(A.18)$$

y

$$P_2 = P_1 = V_2 I_2 = V_1 I_1 \dots\dots\dots(A.19)$$

Donde:

P<sub>1</sub>: Potencia en el primario.

P<sub>2</sub>: Potencia en el secundario.

### A.1.2. CARACTERÍSTICAS DEL TRANSFORMADOR REAL

Establecidos las características del transformador partiendo de su estado ideal, evaluamos las razones que comprobaron las existencia de un flujo debido a la variación de un voltaje y una corriente en el tiempo. Concluimos que en estado ideal las  $f_{em}$  inducidas con respecto a sus voltajes de entrada y de salida se mantienen aproximadamente iguales (sin pérdidas) y también concluimos que su flujo de dispersión es nulo considerando que todo el flujo magnético generado por el embobinado primario se mantiene dentro del núcleo y enlaza al embobinado secundario; así mismo, consideramos que la reluctancia en el núcleo es cero y, por lo tanto, su fuerza magnetomotriz total ( $f_{mmtot}$ ) también. Esto mismo sucedió con las resistencias de los enrollados primario y secundario evitando así la generación de pérdidas tanto en el núcleo como en las espiras.

Cabe resaltar que las conclusiones anteriores son ideales y que si queremos llevarlas a la práctica cumplirán hasta cierto punto con la realidad. Razón por la cual dispongo el siguiente apartado con la finalidad de mostrar las características del transformador real que se ven afectadas por el comportamiento magnético/eléctrico del material del núcleo (utilizado para su fabricación) y por el tipo de conductor de los enrollados.

#### A.1.2.1. Curva de saturación

El “efecto de saturación” es un efecto sumamente importante que define sobre medida el cambio de las características magnéticas del transformador. Con anterioridad se expuso el tema de permeabilidad magnética como la facilidad que muestra cierto material o espacio para que, en el, se pueda establecer un campo magnético.

En la figura A.6 una curva presenta un grado de linealidad para un intervalo de valores determinado y también, muestran dobles extremos cuando se llega a un nivel de valores de coordenadas ( $H_0, B_0$ ).

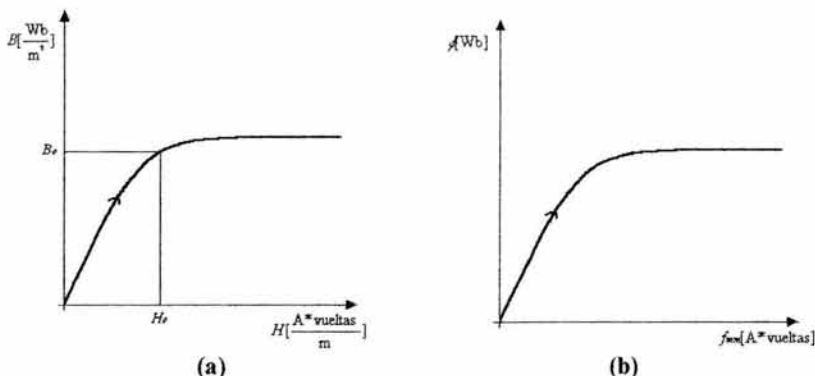


figura A.6. Relación de proporcionalidad entre los parámetros B y H con la curva de saturación.

Si un transformador lo sometemos a una fuente de alimentación de corriente continua (cc) entonces tendremos las curvas características de la figura A.6. Como sabemos que la intensidad de campo magnético H es proporcional a la fuerza magnetomotriz  $f_{mm}$  y que la densidad de flujo magnético B es proporcional al flujo magnético  $\phi$  de las ecs. (A.3) y (A.4), entonces podemos valernos de la ec.

$$B = \mu * H$$

para establecer los esquemas de la figura A.6, considerando la existencia de una proporcionalidad entre B y H que da por resultado una proporcionalidad entre  $\phi$  y la  $f_{mm}$ .

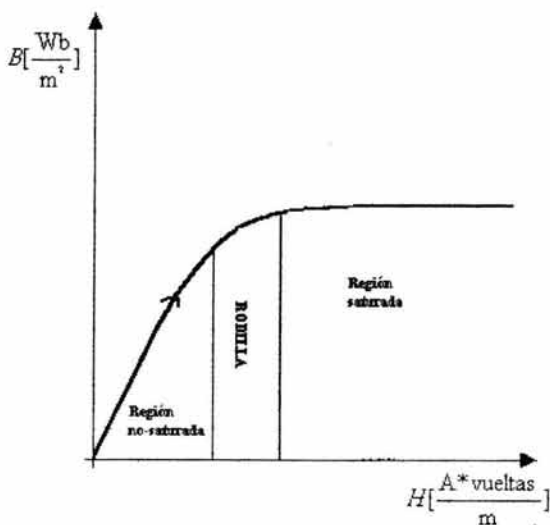


Figura A.7. Regiones de la curva de saturación.

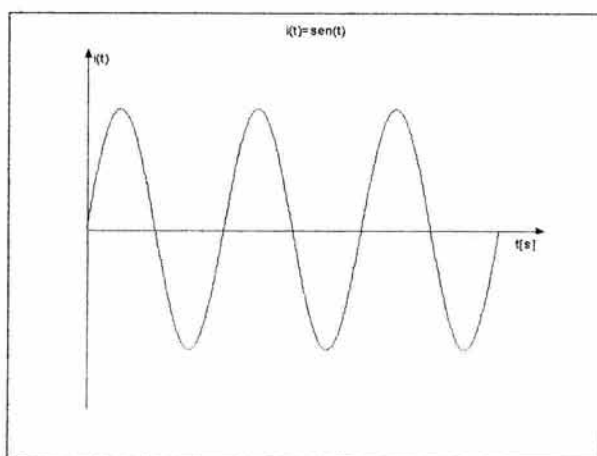
Como lo muestra la figura A.7, existen tres regiones en una curva de saturación, la primer región define una curva casi lineal en donde la constante de proporcionalidad entre B y H es la permeabilidad magnética del material  $\mu$  que ya no cuenta como un valor constante debido a que se manejan condiciones reales para la magnetización del núcleo con la fuente de cc (la curva de saturación también recibe el nombre de curva de magnetización); en esta región se observa que con un incremento pequeño de intensidad de campo H, se logra un crecimiento considerable en la densidad de flujo magnético en el núcleo, o lo que es lo mismo, con una pequeña cantidad de  $f_{mm}$  (de la fig. A.6b) se obtiene una gran elevación de flujo magnético. La segunda región es de transición generalmente llamada "Rodilla de la curva" que es el paso entre la parte no- saturada y la saturada; es una zona delicada debido a que cualquier cambio de las características del núcleo dentro de la misma puede provocar un estado de saturación inequívoco. La última región que se ve reflejada por un trazo casi horizontal nos demuestra que se necesitarán grandes niveles de  $f_{mm}$  o H para obtener cambios pequeños en la densidad de flujo magnético.

La no-linealidad de las últimas dos zonas crea graves problemas en el núcleo del transformador originando así, la variación de las características ideales establecidas. Por eso, es deseable que el operador se cuide de manejar el dispositivo antes de la región de saturación cuando se encuentra operando en la rodilla de la curva con la finalidad de obtener el mayor rendimiento del transformador.

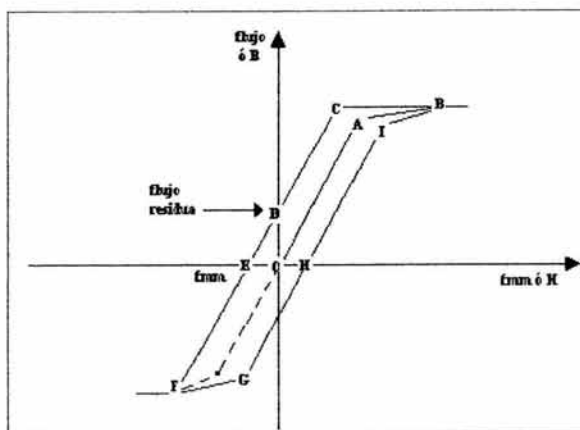
#### A.1.2.2. Efecto de Histéresis

Si al contrario, manejamos una fuente de corriente alterna para el transformador real, obtendríamos lo siguiente:

La figura A.8 muestra el efecto que produce una fuente de corriente alterna cuando se alimenta un núcleo de material ferromagnético; se observa que la curva ya no es la misma que la presentada en la figura A.7 debido a que en esta existe una traslación de la curva a lo largo de los ejes.



a)



(b)  
 Figura A.8. Efecto de Histéresis debido a una fuente de corriente alterna en un núcleo de hierro.

La translación se debe a que la fuente de alimentación usada es una fuente alterna con una corriente como la que se muestra en la figura A.8a empezando por una corriente “i” igual a cero amperes y aumentándola hasta llegar a un valor límite “i(t)” que refleja una  $f_{mm}$  máxima antes de que la curva entre en la región de saturación.

En el punto B en el que la  $f_{mm}$  es límite, el flujo magnético presenta casi su máximo nivel permisible para la corriente i(t) aplicada, acto seguido, la corriente tiende a bajar hasta que cruza por cero, en este instante de tiempo la  $f_{mm}$  debe ser nula siguiendo los argumentos previamente establecidos y el flujo también; pero, como se muestra en la figura A.8b esto no sucede, permanece todavía un flujo en el núcleo ferromagnético que impide que la curva de magnetización continúe con su trayectoria inicial mostrada en la figura A.7. El flujo magnético que permanece aún cuando la corriente es cero se le conoce como “flujo residual” y se presenta por la acción de un “magnetismo remanente” propio del material.

En el esquema de la figura A.8a se observa que:

1. En el ciclo de la corriente alterna i(t) posterior al cruce por cero el valor de i(t) es negativo lo cual se ve reflejado en el tramo del punto D al punto F.
2. Después de que el lóbulo de la forma de onda alcanza un valor “i” negativo máximo, entonces, su corriente negativa tiende a disminuir hasta el cruce por cero nuevamente; en este instante de tiempo la curva mantiene la trayectoria F-H mostrada.
3. Cruza por cero la corriente y ahora, comienza su incremento para finalmente, presentar un valor pico positivo máximo describiendo el tramo de la curva de saturación H-B.
4. Disminuye de nueva cuenta la corriente alterna y en el momento que llega a su próximo cruce por cero traza la trayectoria B-D cerrando de esta manera el lazo de la curva.

El proceso que se explico anteriormente es comúnmente llamado “Ciclo de Histéresis” y es una característica esencial de un núcleo ferromagnético provocada por una fuente de alimentación alterna que depende primordialmente del flujo magnético precedente y del flujo magnético producido por la corriente i(t) instantánea.



### Explicación de el efecto de saturación y de histéresis en un núcleo ferromagnético

Un material ferromagnético (acero, hierro, cobalto, níquel) consta de un sinnúmero de átomos que se encuentran alineados unos con otros al azar motivo por el cual no existe una dirección que pueda tomar el flujo previamente establecida sin la existencia de un campo magnético externo.

Los átomos alineados al azar forman pequeños grupos de dominios en el material que a su vez, determinan pequeños imanes permanentes como se muestra en la figura A.9.

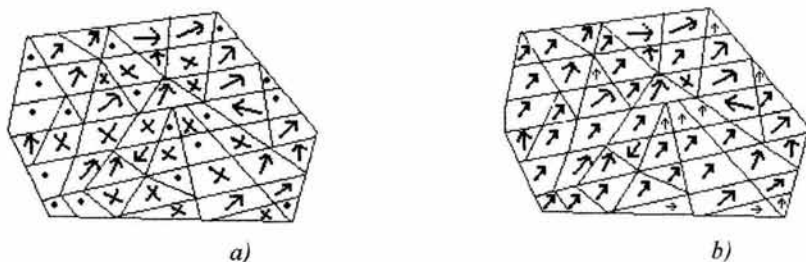


Figura A.9. alineamiento de los átomos.

Si se alimenta el material ferromagnético con un campo magnético externo sus dominios tienden a alinearse uno con respecto del otro en una sola dirección y su intensidad de campo aumenta. A causa de la elevación de la  $f_{mm}$  el flujo se incrementa provocando la reorientación de nuevos dominios hasta que se llega a un límite en el que ya todos los dominios se encuentran orientados de acuerdo con el flujo magnético, entonces, si se quiere llevar a cabo un aumento en el flujo  $\phi$ , se tendrá que incrementar considerablemente la fuerza magnetomotriz debido a que la permeabilidad  $\mu$  será menor en este instante (aproximadamente igual a la del aire). Se presenta el estado de "Saturación" ya no existen dominios ó, átomos en el espacio que se puedan reorientar.

Por otra parte, ya se habló de un flujo residual que subsiste cuando la  $f_{mm}$  es nula a causa del "Ciclo de histéresis", este efecto se debe a la propiedad que ofrecen los dominios cuando se quieren reorientar porque la corriente alterna  $i(t)$  se hace cero dando una  $f_{mm}$  cero; como en este momento no se tiene más energía para reorientar a todos los átomos predispuestos en el núcleo metálico, entonces, todos estos átomos crean un fenómeno de remanencia que mantiene un flujo que evitará que la curva de saturación resulte en un valor nulo.

Si se dan cuenta, el núcleo se comporta como un imán permanente que necesita energía para regresar a su estado natural, lo cual se puede hacer sometiéndolo a un calentamiento, a una caída o, a otro tipo de energía. Por tal motivo, se utiliza una corriente alternante extra y por lo tanto una  $f_{mm}$  para llevar a cero la curva de saturación provocando pérdidas que se ven reflejadas en el calentamiento del material.

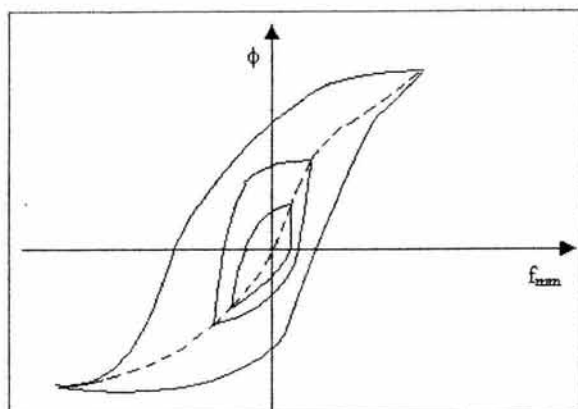
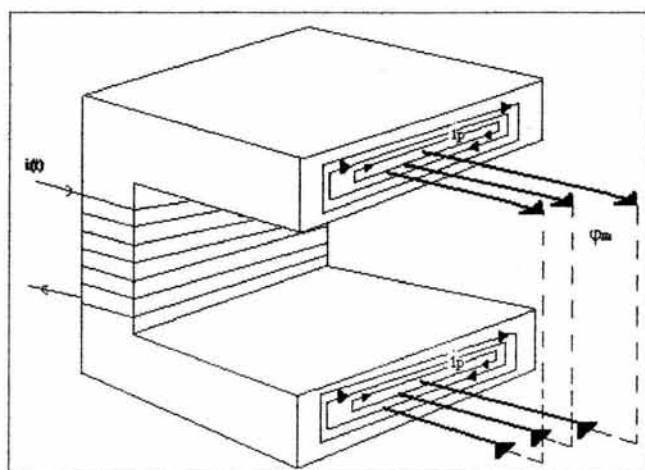


Figura A.10. Comparación del "Ciclo de histéresis" para valores diferentes de  $f_m$ .

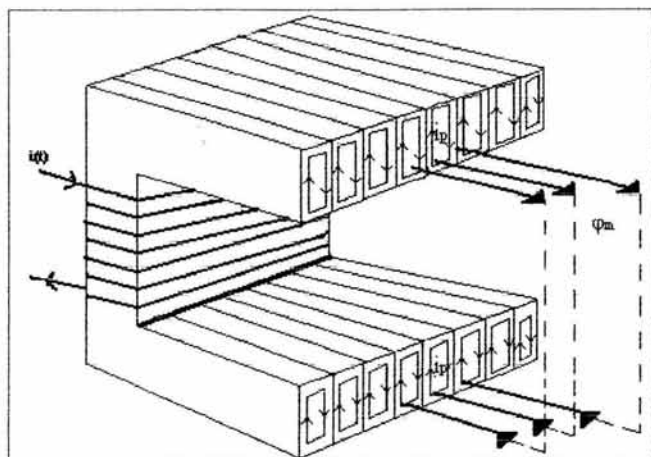
*En la figura A.10 se muestra que el área de la curva de histéresis define las pérdidas del núcleo a diferentes valores de la  $f_m$  y que mientras mayor sea la fuerza magnetomotriz, mayores serán las pérdidas del material del núcleo ferromagnético.*

### A.1.2.3. Efecto Parásito

El núcleo de un transformador tiene también ciertas propiedades conductoras como las del material que se utiliza para los embobinados, por lo tanto, la presencia de un flujo magnético en el núcleo originará corrientes que circularán a lo largo del mismo como se muestra en la figura A.11.



a)



b)

Figura A.11. Corrientes parásitas debidas a un flujo alterno a) Cuando el núcleo es totalmente puro. b) Cuando se encuentra formado por laminaciones.

En la figura A.11a se muestra un corte de núcleo con una circulación de flujo magnético mutuo perpendicular a su área transversal; también, en la superficie donde se realiza el corte se trazan una serie de curvas de corriente de trayectorias cerradas.

El flujo sabemos que se produce debido a una  $f_{mm}$  aplicada por efecto de la circulación de una corriente total a lo largo de las “N” espiras del devanado; pero, y el flujo de curvas cerradas del corte transversal ¿de dónde viene?... el flujo de curvas cerradas es la corriente inducida causada por la variación de las fluctuaciones magnéticas dentro del material y se le conoce con el nombre de “Corrientes parásitas”; por otra parte, sabemos que todo alambre de características conductivas se encuentra provisto de un cierto nivel de resistencia que determina el paso de una corriente, entonces, ¿qué pasa con el núcleo?, bueno, pues el núcleo también tiene características conductivas y por lo tanto, adquiere un nivel relativo de resistencia. La resistencia (reluctancia) es una propiedad que se presenta en cualquier dispositivo eléctrico provisto de núcleo, que es proporcional al tamaño de su sección transversal, a la resistividad del material con el que se construye y a la longitud de la trayectoria descrita por el flujo de las corrientes parásitas<sup>2</sup>; limita el paso de las mismas ocasionando disipación de calor por efecto Joule y por supuesto, pérdidas de energía en el núcleo.

Uno de los métodos más utilizados para minimizar el flujo de las corrientes parásitas ha sido el laminado con el objeto de reducir la longitud de su trayectoria, dividiendo su sección transversal en pequeñas áreas y mejorando la resistencia de cada laminación con una cubierta de barniz aislante como se muestra en el esquema de la figura A.11b.

<sup>2</sup> Conocidas también con el nombre de “Corrientes de Foucault o corrientes remolino” debido a su forma.

**A.1.2.4. Flujo de dispersión**

Con anterioridad ya mencionamos que tan importante es el principio de Faraday (y la Ley de Lenz) para definir la manera en como se establece un flujo magnético en un núcleo a partir de la variación de sus parámetros de alimentación por medio de un embobinado, a continuación expresaremos el flujo de dispersión como una característica no-ideal del transformador.

De la figura A.12 se tiene que al aplicar una corriente variante en el tiempo a lo largo de “N” espiras de un embobinado primario “H<sub>1</sub>” el flujo variante también en el tiempo se define de la forma siguiente:

$$f_{em} = - \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots(A.20)$$

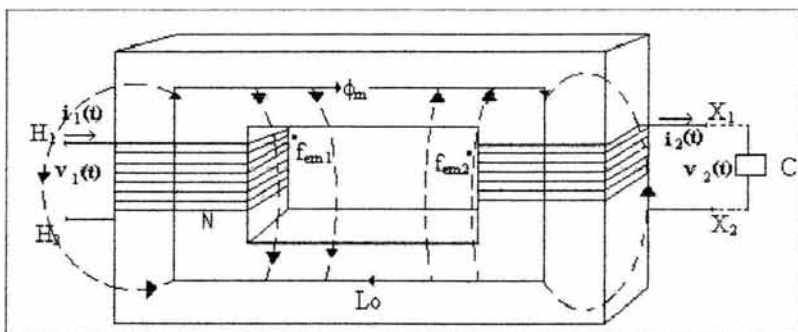


Figura A.12. Flujo de dispersión.

Donde el signo del flujo determina un voltaje inducido que se opone al voltaje de alimentación, por lo tanto, si tenemos un flujo mutuo y un flujo de dispersión se tiene que el flujo total es:

$$\phi_p = \phi_m + \phi_{fp} \dots\dots\dots(A.21)$$

$$\phi_s = \phi_m + \phi_{fs} \dots\dots\dots(A.22)$$

De las ecs. anteriores:

φ<sub>p</sub> = flujo promedio total en el primario .

φ<sub>s</sub> = flujo promedio total en el secundario.

φ<sub>m</sub> = flujo que enlaza a los embobinados primario y secundario a lo largo del núcleo.

φ<sub>fp</sub> = flujo de dispersión en el primario.

φ<sub>fs</sub> = flujo de dispersión en el secundario.

A si mismo, el flujo magnético desarrollado en función de Faraday es:

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots(X.1)$$

$$\phi = \frac{1}{N} \int v(t) dt \dots\dots\dots(A.23)$$

Y, el voltaje total en el primario y en el secundario en función del tiempo:

$$v_1(t) = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} \dots\dots\dots(A.24)$$

$$v_2(t) = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} + N_2 \frac{d\phi_{11}}{dt} \dots\dots\dots(A.25)$$

como cada termino de las ecuaciones anteriores produce una  $f_{em}$  inducida por el flujo entonces se pueden expresar de la siguiente manera:

$$v_1(t) = f_{em1} + f_{eml1} \dots\dots\dots(A.26)$$

$$v_2(t) = f_{em2} + f_{eml2} \dots\dots\dots(A.27)$$

en la mayoría de los casos prácticos el flujo de dispersión no se considera del todo y por lo tanto la  $f_{em}$  desarrollada por el mismo resulta nula.

**A.1.2.5. Corriente de excitación**

La corriente de excitación es la necesaria para producir un flujo magnético  $\phi$  y alimentar las pérdidas que se presentan a lo largo del núcleo del transformador; dicha corriente se conforma de la siguiente manera:

1. **La corriente de magnetización** que es la necesaria para crear un flujo magnético dentro del núcleo.
2. **La corriente  $i_{h+e}$**  que se encuentra conformada por las corrientes generadas debido al efecto de histéresis más las corrientes parásitas (corrientes de eddy, Foucault o remolino) ocasionadas por el efecto conductor del núcleo; por lo tanto, la corriente  $i_{h+e}$  sirve para alimentar las pérdidas dentro del núcleo.

**Observaciones:**

- a) *La figura A.13 muestra como la corriente de magnetización se encuentra desfasada 90° con respecto del voltaje aplicado y en fase con el flujo producido por la misma. El desfaseamiento se ve claramente si tenemos un voltaje descrito por la función seno o coseno.*
- b) *También determina que para un valor de flujo en la región de saturación la corriente de magnetización no es completamente sinusoidal y que para un nuevo valor mayor que el anterior se necesita un gran incremento en la corriente de magnetización.*
- c) *Por otra parte, la figura A.14 define una curva característica no-sinusoidal que se encuentra en fase con el voltaje de alimentación aplicado al transformador y que determina las pérdidas por efecto de histéresis y por las corrientes parásitas que son proporcionales a la variación del flujo en función del tiempo, por este motivo están en fase con el voltaje aplicado y desfasados 90° con respecto del flujo (como*

se mostró con los vectores de flujo y corriente del esquema de la figura A.11) y por ende, de la corriente de magnetización.

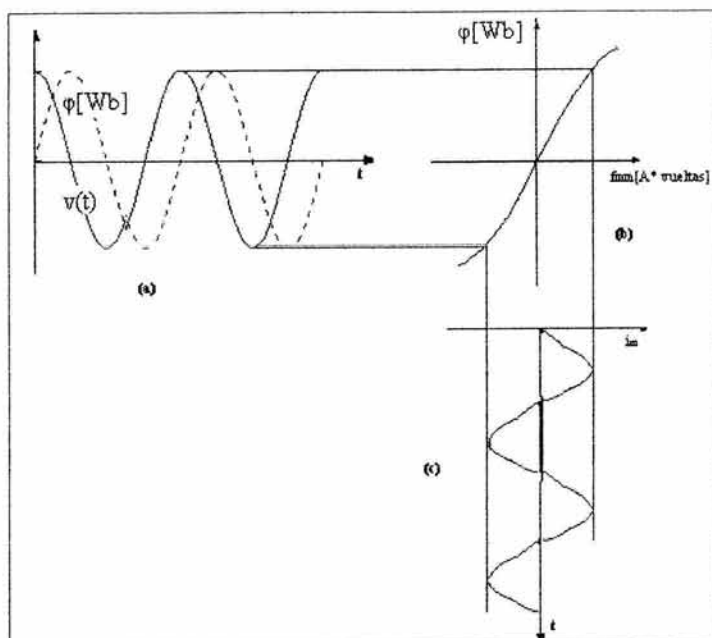


Figura A.13. Efecto de la corriente de magnetización en el núcleo.

- d) Es preciso señalar que en las curvas mostradas de la figura A.14, cuando el flujo magnético alcanza su valor mínimo, la corriente debida a las pérdidas del núcleo adquiere su valor máximo igual que la variación de flujo en función del tiempo  $d\phi/dt$ .

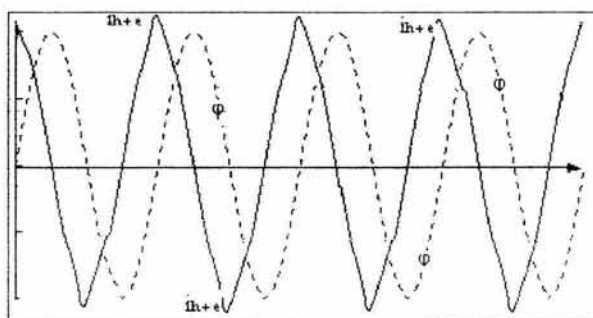


Figura A.14. Curva resultante de la corriente de pérdidas.

- e) Como se especifica en la figura A.14, la corriente debida a las pérdidas en el núcleo no traza una curva sinusoidal pura a causa del efecto de histéresis.
- f) La corriente de magnetización  $i_m$  y la corriente de pérdidas juntas en vacío forman lo que se ha llamado "Corriente de excitación" la cual se muestra en la figura A.15 como una curva no-sinusoidal por el efecto de las mismas dentro del núcleo ferromagnético.

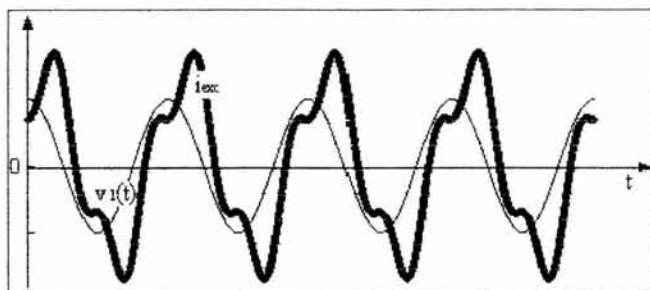


Figura A.15. Comparación de la forma de onda de la corriente de excitación y el voltaje de alimentación.

### A.1.2.6. Modelo aproximado de un transformador real

Para llevar a cabo el modelo primero debemos partir de la resistencia de los embobinados que es uno de los parámetros más simples en el proceso. Como los conductores tienen un área transversal límite, entonces, el enrollado presenta una cierta resistencia; por lo tanto, cada uno de los embobinados del transformador se trazan con una resistencia en serie ( $R_1$  para el lado primario y  $R_2$  para el secundario).

Por otra parte, no todo el flujo magnético en las bobinas de un transformador circula a través de la trayectoria cerrada del núcleo; es decir, existe un flujo de dispersión que solamente circula por cada una de las bobinas y que induce una  $f_{eml}$  de dispersión que depende de la reluctancia del espacio donde se desarrolle, en este caso es el aire, dicha reluctancia es constante y mayor que la del material del núcleo, de manera que se puede expresar que los flujos  $\phi_{11}$  y  $\phi_{12}$  son directamente proporcionales a la corriente circulante de las espiras, esto es:

$$\varphi = \frac{Ni}{\mathcal{R}} \dots\dots\dots(A.28)$$

la variación de el flujo de dispersión también crea  $f_{em}$  inducidas, entonces:

$$f_{eml} = N \frac{d\varphi}{dt} \dots\dots\dots(A.29)$$

si desarrollamos las ecs. (A.28) y (A.29) para el lado primario y secundario de un transformador considerando que el número de vueltas y la reluctancia son constantes se tiene que:

$$f_{eml1} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{leak}} \frac{di_1}{dt} \dots\dots\dots(A.30)$$

$$f_{eml2} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{leak}} \frac{di_2}{dt} \dots\dots\dots(A.31)$$

en donde la constante " $\frac{N^2}{\mathcal{R}_{leak}}$ " resulta ser la inductancia propia del embobinado como la trazada en la figura A.16.

Ahora, la corriente de magnetización es proporcional al voltaje de alimentación pero se encuentra desfasada 90° del mismo, por lo tanto se puede representar con una inductancia  $X_{mag}$  conectada a las terminales del embobinado primario; a su vez, la corriente de pérdidas también es proporcional al voltaje de alimentación de manera que puede trazarse en el circuito de la figura A.16 como una resistencia entre las terminales de la inductancia  $X_{mag}$ , aunque es una resistencia porque se encuentra en fase con la variación de flujo.

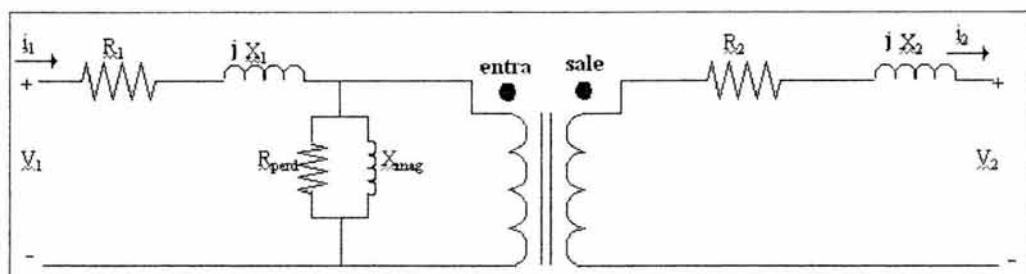


Figura A.16. Modelo aproximado de un transformador real.

**A.1.2.7. Circuito simplificado del modelo aproximado de un transformador real**

Para simplificar el circuito de un transformador solo se necesita tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

- 1) La rama de magnetización casi es despreciable.
- 2) El método de reflexión basado en la relación de transformación.

De apartados anteriores sabemos que:



$$\frac{V_1}{V_2} \cong a \quad \text{“para un transformador reductor”}^3$$

$$\frac{i_2}{i_1} \cong a$$

Ahora, si queremos llevar a cabo una reflexión de una impedancia del lado secundario al primario como lo muestra la figura A.17 debemos hacer lo siguiente:

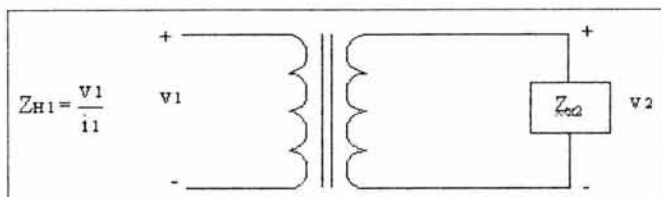


Figura A.17. Esquema de impedancias.

De:

$$Z_{H1} = \frac{v_1}{i_1} \dots\dots\dots(A.32)$$

$$Z_{X2} = \frac{v_2}{i_2} \dots\dots\dots(A.33)$$

y de:

$$v_1 = a^* v_2 \dots\dots\dots(A.34)$$

$$i_1 = \frac{i_2}{a} \dots\dots\dots(A.35)$$

Combinando las ecs. (A.34) y (A.35) en (A.32):

$$Z_{H1} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{a^* v_2}{\frac{i_2}{a}} = a^2 * \frac{v_2}{i_2}$$

Tenemos como resultado:

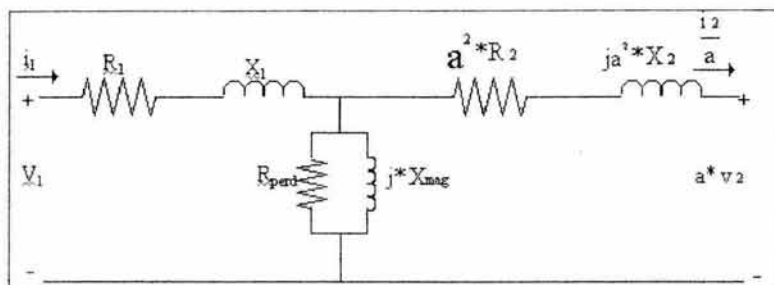
$$Z_{H1} = a^2 * Z_{X2} \dots\dots\dots(A.36)$$

que es la impedancia reflejada al lado primario del transformador, entonces la impedancia del primario reflejada al secundario es:

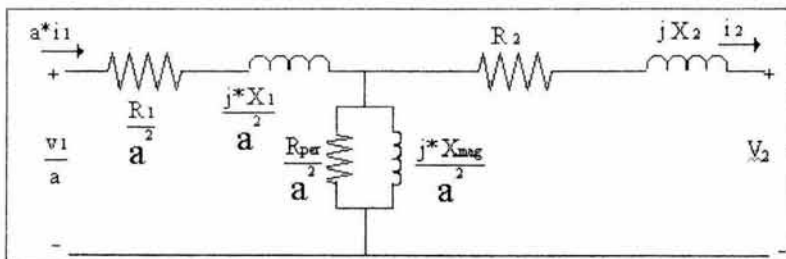
<sup>3</sup> Para un transformador elevador sólo se tendría que invertir la relación de “a →  $\frac{1}{a}$ ”

$$Z_{X2} = \frac{Z_{R1}}{a^2} \dots \dots \dots (A.37)$$

Por lo tanto, el proceso de simplificación para el modelo del transformador mostrado en la figura A.17 es el siguiente:

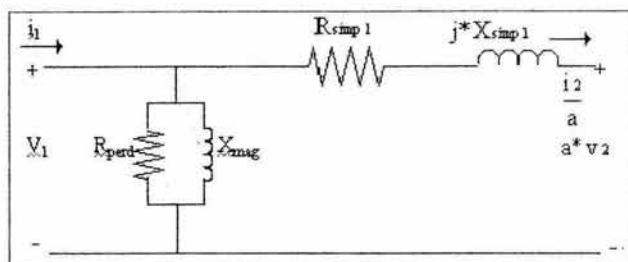


(a)

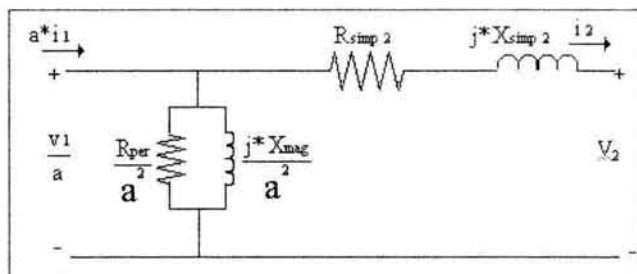


(b)

Figura A.18. reflexión de parámetros. a) parámetros secundarios reflejados al primario  
b) parámetros primarios reflejados al secundario.



(a)



(b)

Figura A.19. Circuito simplificado. a) reflexión al primario  
b) reflexión al secundario.

Como ven, el proceso de simplificación es muy simple, sólo se parte de las relaciones determinadas en esta sección y de esta manera se obtienen los circuitos reflejados. En la última figura lo único que se hizo demás fue, cambiar de posición la rama de magnetización estableciendo la aportación insignificante que tiene esta para con el circuito simplificado y resolviendo las resistencias e inductancias serie entre el primario y el secundario quedando estas de la siguiente manera:

$$R_{simp1} = R_1 + a^2 * R_2 \dots\dots\dots(A.38)$$

$$jX_{simp1} = jX_1 + ja^2 * X_2 \dots\dots\dots(A.39)$$

$$R_{simp2} = \frac{R_1}{a^2} + R_2 \dots\dots\dots(A.40)$$

$$jX_{simp2} = \frac{jX_1}{a^2} + jX_2 \dots\dots\dots(A.41)$$

donde las primeras dos ecuaciones se encuentran referidas al primario y las dos últimas al embobinado secundario.

**2.3.2.7. Regulación de voltaje y eficiencia de un transformador**

La regulación de voltaje es una medida de comparación entre el voltaje que se puede tener en el secundario en vacío con respecto al voltaje resultante del mismo secundario a plena carga y se puede determinar de la manera siguiente:

$$\% V_{reg} = \frac{V_{2\text{ vacío}} - V_{2\text{ pc}}}{V_{2\text{ pc}}} * 100 \dots\dots\dots(\text{A.42})$$

Donde:

$\%V_{reg}$ : es el voltaje de regulación dado en por ciento.

$V_{2\text{ vacío}}$ : es el voltaje del secundario sin carga.

$V_{2\text{ pc}}$ : es el voltaje del secundario cuando se encuentra a plena carga.

Para que resulte más simple la ec. (A.42) se puede referir el voltaje al secundario sin carga con ayuda del voltaje primario debido a que en vacío se obtiene que  $V_2 = \frac{V_1}{a}$ , por lo tanto, la ec. (A.42) se puede expresar de la forma siguiente:

$$\% V_{reg} = \frac{\frac{V_1}{a} - V_{2\text{ pc}}}{V_{2\text{ pc}}} * 100 \dots\dots\dots(\text{A.43})$$

Para obtener el parámetro de entrada  $\frac{V_1}{a}$ , de la figura A.18b tenemos que por Kirchoff y considerando la rama de magnetización insignificante lo siguiente:

$$\frac{V_1}{a} = V_2 + I_2 R_{sim 2} + j * I_2 X_{sim 2} \dots\dots\dots(\text{A.44})$$

La ec. (A.44) se puede expresar de forma fasorial con el objeto de representar gráficamente los efectos que se suscitan en los parámetros de la misma al estar en contacto con diversos tipos de carga como lo muestran los esquemas que se definen a continuación:

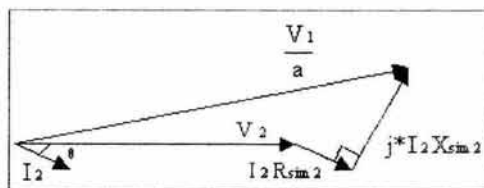


Figura A.20. Diagrama fasorial con ángulo  $\theta$  negativo .

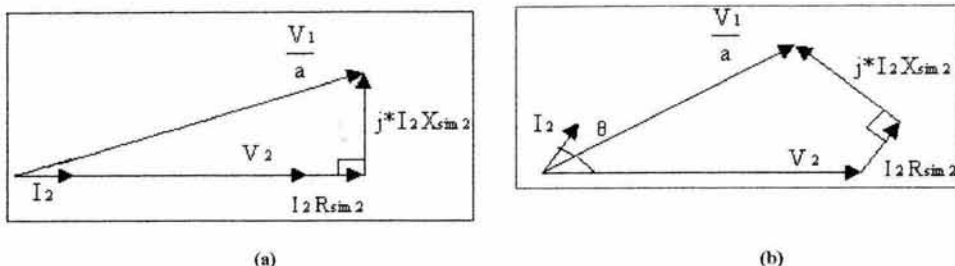


Figura A.21. Diagrama Fasorial a) con  $\theta$  cero y b) con  $\theta$  positivo.

**OBSERVACIONES**

1. Para la obtención de  $\frac{V_1}{a}$  de la regulación de voltaje en este apartado no se consideraron significativas las pérdidas de la rama de magnetización, por lo tanto las pérdidas se tomaron en función de la impedancia serie simplificada  $Z_{sim 2} = R_{sim 2} + j * X_{sim 2}$ .
2. En los diagramas aquí mostrados se lleva a cabo la comparación entre el voltaje  $\frac{V_1}{a}$  en vacío y el voltaje  $V_2$  a plena carga.
3. El diagrama de la figura A.20 muestra el ángulo  $\theta$  negativo que define un factor de potencia en atraso con una carga inductiva. Se observa claramente que el voltaje  $\frac{V_1}{a}$  es mayor que el  $V_2$  a plena carga, entonces, se puede concluir que la regulación de voltaje debe ser mayor que cero. El voltaje en el secundario con carga se incrementa para mantener el equilibrio con el voltaje en vacío.
4. En el esquema de la figura A.21a se tiene un diagrama fasorial con ángulo  $\theta$  nulo, el valor del ángulo establece que no existe desfaseamiento entre el vector corriente y el vector voltaje en el secundario y que se encuentra conectada al sistema una carga puramente resistiva con un factor de potencia unitario, pero también se observa que el voltaje  $\frac{V_1}{a} > V_2$ , por lo tanto la regulación de voltaje es mayor que cero para alcanzar el nivel establecido por el voltaje sin carga.
5. El último diagrama representa la conexión de una carga capacitiva al transformador que define un  $\theta$  positivo y por ende, un factor de potencia adelantado con un voltaje  $\frac{V_1}{a} < V_2$ ; por lo tanto, el porcentaje de regulación será definitivamente menor que cero.
6. Como nota final, es indispensable aclarar cuan importante es, que se conozcan los efectos producidos por la carga ya que de ellos dependen las medidas que se puedan adoptar para evitar mayores problemas.

Por otra parte, es indispensable definir otro parámetro importante que determina el nivel de eficacia que la potencia de salida del transformador tiene con respecto de su potencia de entrada, este parámetro es comúnmente llamado "Eficiencia" y se expresa de la siguiente manera:

$$\% \eta = \frac{P_s}{P_E} * 100 \dots\dots\dots(A.45)$$

donde  $P_E = P_s + P_{PER}$ , entonces, la ec. (A.45) queda como:

$$\% \eta = \frac{P_s}{P_s + P_{PER}} * 100 \dots\dots\dots(A.46)$$

Pero como la potencia de salida para un transformador es  $P_s = I_2 * V_2 \cos\theta$ , y las pérdidas  $P_{PER} = P_{PER-núcleo} + P_{Cobre}$ ; por lo tanto, la ec. (A.46) cambia a:

$$\% \eta = \frac{I_2 * V_2 \cos\theta}{I_2 * V_2 \cos\theta + P_{PER-núcleo} + P_{Cobre}} * 100 \dots\dots\dots(A.47)$$

En resumen, la eficiencia de un transformador depende en cierta medida, de las pérdidas generadas en el núcleo por el efecto de histéresis y por las corrientes parásitas; y también, de las pérdidas producidas por las impedancias de los embobinados de cobre en el transformador.

# BIBLIOGRAFIA

1. J. Arrillaga, D.A. Bradley y P.S. Bodger. "Power System Harmonics". Page Brothers 1985. pp. 325.
2. Klingghsim, E.A. and Jordan H.E. (1968) "Polyphase induction motor performance and losses on non-sinusoidal voltage sources" IEEE Trans. 624-631.
3. Course Tutorial IEEE: "Power System Harmonics". IEEE 1984. pp. 158.
4. Draft: "Guide for Aplying Harmonics Limit on Power System". 4 de Mayo de 1996.
5. Arsoy Aysen, Mark Halpin S., Yilu Liu y Ribeiro Paulo F. "Tutorial on Modeling and Simulation on Power System Harmonics". IEEE 1999.
6. Guy Séguier. "Electrónica de Potencia". Edit. Gustavo Gili, S.A. Barcelona 1982, p.p. 296.
7. Hwei P. Hsu. "Análisis de Fourier". Edit. Prentice Hall, 1998, p.p. 274.
8. O'Neil Peter V. "Matemáticas Avanzadas para Ingeniería". Edit. CECSA 1997, p.p. 664.
9. Gerald Heydt, Arizona State University and Mark Halphin, Auburn Universtiy. "Power Quality and Harmonics" heydt@asu. Edu halpin@ eng. auburn. Edu.
10. Stevenson, William D. "Elements of Power System Analysis". Edit. McGraw-Hill, United States of America 1982, p.p. 436.
11. IEEE Std C57.12.00-1993. Estándar IEEE. "Requisitos Generales para Transformadores de Potencia, Distribución y Regulación Inmersos en Líquido".
12. IEEE Std C57.12.01-1998. Estándar IEEE. "Requisitos Generales para Transformadores de Potencia y Distribución Tipo Seco, incluyendo aquellos Devanados Tipo Encapsulado de Resina".

13. IEEE Std C57.110-1998. "Práctica recomendada para establecer la capacidad de un transformador cuando se encuentra alimentando corrientes de carga no – sinusoidal".
14. [http://zeus.dci.ubiobio.cl/electricidad/transformadores/pagina\\_n1.htm](http://zeus.dci.ubiobio.cl/electricidad/transformadores/pagina_n1.htm)
15. "Estudio completo de armónicas en conexiones delta – estrella". Tecnológico de Monterrey.
16. <http://www.dranetz.com/>
17. <http://www.pml.com/>
18. <http://www.fluke.com/>
19. <http://www.squared.com/>
20. <http://www.dirind.com/htmls/electrica/8aequipo/transformadores.html>
21. <http://www.federalpacific.com/university/kfactor/chapter2.html>
22. [www.transformadorelectrico.com](http://www.transformadorelectrico.com)
23. <http://www.substationtransformer.com/>
24. [www.distributiontransformer.com](http://www.distributiontransformer.com)
25. [www.padmountransformer.com](http://www.padmountransformer.com)
26. [www.drytransformers.com](http://www.drytransformers.com)
27. <http://www.camefe.com.mx/inicio.php3>
28. <http://www.sola-hevi-duty.com/Spanish/index.htm>
29. [www.GEIndustrial.com/Multilin](http://www.GEIndustrial.com/Multilin)
30. [www.proyectos1.com.ar](http://www.proyectos1.com.ar)
31. [www.elcontrol-energy.it](http://www.elcontrol-energy.it)
32. <http://www.gmc-instruments.com/english/produkte/mavowatt45.htm>