

01170 17



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

COMPONENTES ARMONICAS EN SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA GENERACION, EFECTOS Y MEDIDAS CORRECTIVAS

T E S I S QUE PARA OBTENER EL GRADO DE: MAESTRO EN INGENIERIA (ELECTRICA) SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA P R E S E N T A : GONZALO SANDOVAL RODRIGUEZ

DIRECTOR DE TESIS: ING. RAFAEL GUERRERO CEPEDA



CIUDAD UNIVERSITARIA

2003

TESIS CON ORIGEN

A



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.

Dedicatorias

Con este trabajo se culmina una etapa muy importante de mi vida, durante la cual recibí el apoyo de muchas personas. A ellas les dedico esta tesis.

Mi mayor agradecimiento y reconocimiento a mi familia, especialmente a mis padres, Horacio Sandoval y Delia B. Rodríguez, por haberme apoyado durante esta etapa y haberme aconsejado en los momentos difíciles. Mil gracias por todo lo que me han dado y por ser unos padres ejemplares.

A Ma. Teresa Peñuñuri, amiga y compañera, que me tuvo una gran paciencia durante todo este tiempo y que constituyó una motivación para salir adelante.

A César "Dr. Cronch" Vargas Razo por el privilegio de gozar de su amistad y por ser un ejemplo de superación.

Al Ing. Eduardo Kuri, de TV Azteca, por haberme dado la oportunidad de combinar mis estudios de Maestría con mi trabajo.

Al Ing. Jesús Gómez, de TV Azteca, por haber contribuido a mi formación profesional en el área de Mantenimiento Eléctrico, y por haberme apoyado y dado las facilidades para realizar mis estudios.

A mis compañeros del Cuarto de Máquinas:

Adrián "Gasparín" Martínez Montiel, que verdaderamente es todo un *espectro* en su trabajo y en hacerme reír.

Ernesto Ocaña "El que regaña" Villeda, que con su frase *¿Qué &%#@S%#&\$#%@S%#@& &#% &#%@?*, siempre me hizo muy ameno el trabajo.

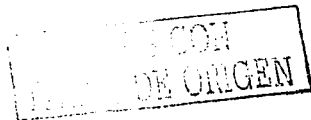
Héctor "Alguien" Manuel Gómez, porque fue *alguien* que siempre hizo muy agradables mis sesiones sabatinas en la empresa.

Joel "Cuiquín" Jaime Serrano, por haberme cuidado en la empresa como todo un *papiringo*.

Gracias a todos ustedes por su apoyo, por ser compañeros y, principalmente, por ser amigos.

Quiero también agradecer a Rolando "Rolas" Aguilar César por su confianza y amistad, así como a Mauricio "Tranza-Mauri" Albarrán Suárez por los momentos tan divertidos en el Cuarto de Máquinas.

B



Dedicatorias

Al Ing. Rafael Guerrero Cepeda, por habernos compartido sus conocimientos y por haber dirigido este trabajo de tesis.

Al Ing. Jorge Quintana Castañeda, amigo y compañero de la Maestría, por su confianza y su apoyo durante el tiempo que estudiamos juntos.

Al Ing. Juan Manuel Rojas Gómez, por haberme dado su apoyo para realizar una gran parte de las mediciones que figuran en esta tesis.

A todo el personal del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Facultad, por haberme permitido el uso de los recursos del laboratorio para realizar muchas de las mediciones que figura en esta tesis..

Al Ing. Santiago Barcón, de Inelap, por haberme dado la oportunidad de colaborar con una empresa eléctrica de excelencia y por su confianza.

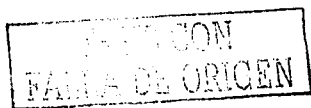
Quiero agradecer también a los integrantes del jurado:

Dr. Gerardo Espinoza Pérez.
M.I. Rafael Cristerna Ocampo.
Ing. Rafael Guerrero Cepeda.
M.A. Santiago Barcón Palomar.
M.I. Luis Cisneros Villalobos.

Por sus consejos, para mejorar la calidad de este trabajo de tesis.

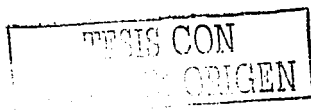
Muchas gracias a todos.

Gonzalo Sandoval Rodríguez



Índice

Índice de figuras	i
Nomenclatura	v
Introducción	xi
1. Voltajes y corrientes con distorsión armónica	1
1.1. Introducción	1
1.2. Voltajes y corrientes con distorsión armónica	1
1.3. Secuencia de fases de las armónicas de corriente y voltaje	4
1.4. Comportamiento de las armónicas de corriente y voltaje en un sistema eléctrico	6
1.5. Valor eficaz de una forma de onda distorsionada	11
1.6. Factor de cresta	13
1.7. Figuras de mérito que cuantifican distorsión armónica	15
1.7.1. Distorsión armónica total respecto a la componente fundamental	16
1.7.2. Distorsión armónica total respecto al valor eficaz	17
1.7.3. ¿Qué figura de mérito conviene utilizar?	18
2. Dispositivos generadores de distorsión armónica	20
2.1. Introducción	20
2.2. Elementos lineales y no lineales	20
2.3. Dispositivos ferromagnéticos	22
2.3.1. Transformadores	22
2.3.2. Motores de inducción	29
2.4. Convertidores electrónicos de potencia	30
2.4.1. Rectificador monofásico de onda completa	31
2.4.2. Rectificador trifásico de seis pulsos	34
2.4.3. Rectificador trifásico de seis pulsos con un transformador delta-estrella en la entrada	38
2.4.4. Rectificador trifásico de doce pulsos	42
2.4.5. Rectificadores trifásicos con un mayor número de pulsos	44
2.5. Dispositivos a base de arco eléctrico	44
2.5.1. Alumbrado fluorescente	44
2.5.2. Alumbrado de vapor de mercurio	47
2.5.3. Soldadoras eléctricas	47
2.5.4. Hornos de arco	48
3. Efectos en los componentes del sistema eléctrico	50
3.1. Introducción	50
3.2. Esfuerzos térmicos sobre equipo en general	50
3.3. Efectos sobre conductores y líneas de transporte de energía	51
3.3.1. Resistencia a la corriente alterna	51
3.3.2. Reactancia inductiva	51
3.3.3. Reactancia capacitiva	52



3.3.4.	Caídas de tensión no senoidales	52
3.3.5.	Suma de corrientes en el neutro	54
3.4.	Efectos sobre transformadores	57
3.4.1.	Incremento del ruido	57
3.4.2.	Aumento en las pérdidas en el hierro	57
3.4.3.	Aumento en las pérdidas en el cobre	58
3.5.	Efectos sobre las máquinas eléctricas rotatorias	60
3.6.	Efectos sobre equipo y dispositivos de protección	63
3.6.1.	Relevadores	63
3.6.2.	Fusibles	63
3.6.3.	Interruptores	64
3.7.	Efectos sobre equipo electrónico	67
3.7.1.	Cambios en los cruces por cero de la señal	67
3.7.2.	Cambio de la tensión en el lado de corriente directa de un rectificador	68
3.7.3.	Modificación del factor de cresta	70
3.8.	Efectos sobre equipo de medición	70
3.8.1.	Equipos con disco de inducción	71
3.8.2.	Equipos que miden en base al valor pico y al valor promedio	71
3.9.	Efectos sobre líneas telefónicas	72
3.9.1.	Factor de peso de la interferencia telefónica	72
3.9.2.	Interferencia telefónica	73
3.10.	Efectos sobre bancos de capacitores	73
3.11.	Resonancia	77
3.11.1.	Resonancia en serie	77
3.11.2.	Resonancia en paralelo	79
3.12.	Efectos sobre el cálculo de la potencia eléctrica	84
3.12.1.	Potencia activa	84
3.12.2.	Potencia reactiva	85
3.12.3.	Potencia aparente	85
3.12.4.	Potencia de distorsión	86
3.12.5.	Factor de potencia total, de desplazamiento y de distorsión	86
3.12.6.	Consideraciones adicionales sobre el cálculo de la potencia bajo condiciones de distorsión armónica	87
4.	Técnicas para el control de las armónicas	88
4.1.	Introducción	88
4.2.	Norma IEEE Std 519-1992	88
4.2.1.	Límites de distorsión de corriente	88
4.2.2.	Límites de distorsión de voltaje	91
4.3.	Soluciones por medio de transformadores tipo K	91
4.4.	Soluciones por medio de filtros	98
4.4.1.	Tipos de filtros pasivos	98
4.4.2.	Filtro serie sintonizado en conexión en paralelo	99

E

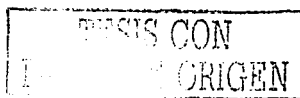
TESIS CON
 ORIGEN

4.4.3.	Filtros activos	110
4.5.	Otras normas sobre los límites de distorsión armónica	110
4.5.1.	Normas del IEC	111
4.5.2.	Norma CFE-L0000-45	111
5.	Simulación de un caso de distorsión armónica	114
5.1.	Introducción	114
5.2.	Planteamiento del problema	114
5.3.	Cálculos previos a la simulación	115
5.3.1.	Reactancia de Thevenin del alimentador	116
5.3.2.	Cargas R-L agrupadas en el tablero BUS1	117
5.3.3.	Cargas R agrupadas en el tablero BUS2	119
5.3.4.	Parámetros eléctricos del transformador	120
5.4.	Simulaciones del sistema eléctrico	127
5.4.1.	Primer caso. Evaluación de las figuras de mérito en el punto de acoplamiento común y cálculo de los requerimientos de potencia reactiva en el tablero 1	127
5.4.2.	Segundo caso. Verificación de la corrección del factor de potencia con la capacidad calculada para el banco de capacitores y amplificación de corrientes armónicas	146
5.4.3.	Tercer caso. Cálculo de los filtros para 5ª y 7ª armónica sintonizados a 300 y 420 Hz respectivamente y simulación del sistema eléctrico con los filtros	148
5.4.4.	Cuarto caso. Cálculo de los filtros para 5ª y 7ª armónica con el método propuesto en el capítulo cuatro y simulación del sistema eléctrico con los filtros	158
5.4.5.	Quinto caso. Simulación al agregar otros dispositivos no lineales en el sistema eléctrico	171
	Conclusiones	176
	Referencias bibliográficas	178

Índice de figuras

Para facilitar la consulta y localización de figuras, a continuación se presenta un índice de figuras donde se indica el número de la figura, su descripción y la página donde se ubica.

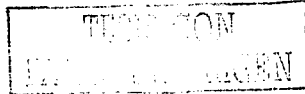
Figura	Descripción	Página
1.1	Voltaje con distorsión armónica	3
1.2	Análisis de espectro del voltaje de la figura 1.1	3
1.3	Corriente con distorsión armónica	3
1.4	Análisis de espectro de la corriente de la figura 1.3	3
1.5	Representación de fuentes de corrientes armónicas	4
1.6	Representación de fuentes de corrientes armónicas como una fuente única	4
1.7	Fuentes de corrientes armónicas en un alimentador trifásico	5
1.8	Fuentes de corrientes armónicas en un sistema de tres fases y cuatro hilos	7
1.9	Corrientes de tercera armónica con secuencia de fases cero	7
1.10	Fuentes de corrientes armónicas en un sistema de tres fases y cuatro hilos considerando la impedancia de los conductores	8
1.11	Voltaje distorsionado con factor de cresta menor a $\sqrt{2}$	14
1.12	Corriente distorsionada con factor de cresta superior a $\sqrt{2}$	14
1.13	Análisis de espectro de un voltaje con distorsión armónica referido en porcentaje de la fundamental	19
1.14	Análisis de espectro de una corriente con distorsión armónica referido en porcentaje de la fundamental	19
2.1	Curva de corriente contra voltaje en un elemento resistivo	20
2.2	Curva de corriente contra voltaje en un elemento resistivo - inductivo	20
2.3	Curva de corriente contra voltaje en un elemento no lineal	21
2.4	Forma de onda de la corriente que produce la curva de la figura 2.3	21
2.5	Curva de magnetización para acero laminado	22
2.6	Ciclo de histéresis para acero laminado	22
2.7	Curvas de flujo, ciclo de histéresis y corriente de excitación para un transformador con núcleo ferromagnético	23
2.8	Corriente de excitación de un transformador monofásico	24
2.9	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.8	24
2.10	Corriente de irrupción de un transformador monofásico	24
2.11	Corriente de excitación de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario sin conexión con el neutro de la fuente	26
2.12	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.11	26
2.13	Tensión inducida entre fases en el secundario de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario sin conexión con el neutro de la fuente	26
2.14	Tensión inducida de fase a neutro en el secundario de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario sin conexión con el neutro de la fuente	26



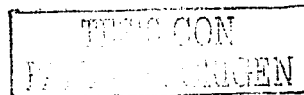
2.15	Corriente de excitación de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario con conexión con el neutro de la fuente	27
2.16	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.15	27
2.17	Tensión inducida entre fases en el secundario de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario con conexión con el neutro de la fuente	27
2.18	Tensión inducida de fase a neutro en el secundario de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario con conexión con el neutro de la fuente	27
2.19	Corriente de irrupción de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario sin conexión con el neutro de la fuente	28
2.20	Corriente de irrupción de un banco trifásico a base de unidades monofásicas, en conexión estrella - estrella, con el neutro de la estrella del primario con conexión con el neutro de la fuente	28
2.21	Transformador de núcleo de cinco columnas	28
2.22	Transformador tipo acorazado	28
2.23	Comparación de las curvas de magnetización de un motor de inducción y un transformador	29
2.24	Corriente de excitación de un motor de inducción de 3 HP	30
2.25	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.24	30
2.26	Rectificador monofásico, tipo puente, de onda completa con carga inductiva	31
2.27	Formas de onda de la corriente en los lados de directa y alterna del rectificador monofásico, tipo puente, de onda completa con carga inductiva	31
2.28	Rectificador trifásico de seis pulsos con carga inductiva	34
2.29	Forma de onda de la corriente de la fase A en la entrada de un rectificador trifásico de seis pulsos con carga inductiva	34
2.30	Rectificador trifásico de seis pulsos con carga inductiva y transformador de entrada con conexión delta - estrella	38
2.31	Corriente en la delta y su alimentador, de un rectificador trifásico de seis pulsos con carga inductiva y transformador de entrada con conexión delta - estrella	41
2.32	Corriente en la delta de un rectificador trifásico de seis pulsos con transformador de entrada en conexión delta - estrella	42
2.33	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.32	42
2.34	Rectificador trifásico de doce pulsos	43
2.35	Forma de onda de la corriente de un rectificador trifásico de doce pulsos	44
2.36	Corriente de una balastra electromagnética con dos lámparas fluorescentes de 39 W	45
2.37	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.36	45
2.38	Corriente de una balastra electrónica con dos lámparas fluorescentes de 32 W	46
2.39	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.38	46
2.40	Corriente de un circuito con lámparas de vapor de mercurio	47
2.41	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.40	47
2.42	Corriente de una soldadora eléctrica	48
2.43	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.42	48
2.44	Corriente en un horno de arco	49



2.45	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.44	49
2.46	Corriente en un horno de arco	49
2.47	Análisis de espectro de la corriente de la figura 2.46	49
3.1	Voltaje en un tablero de distribución de baja tensión	52
3.2	Análisis de espectro del voltaje de la figura 3.1	52
3.3	Corriente del alimentador que va del tablero de distribución hacia un centro de carga de baja tensión	53
3.4	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.3	53
3.5	Tensión en el extremo final del alimentador (barras del centro de carga)	53
3.6	Análisis de espectro de la tensión de la figura 3.5	53
3.7	Corriente de la fase A del alimentador de un tablero de distribución en un edificio de oficinas	55
3.8	Corriente de la fase B del alimentador de un tablero de distribución en un edificio de oficinas	55
3.9	Corriente de la fase C del alimentador de un tablero de distribución en un edificio de oficinas	55
3.10	Corriente del neutro del alimentador de un tablero de distribución en un edificio de oficinas	55
3.11	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.7	56
3.12	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.8	56
3.13	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.9	56
3.14	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.10	56
3.15	Flujo de dispersión que enlaza a los devanados de un transformador y origina corrientes parásitas en las espiras	58
3.16	Corriente en un interruptor termomagnético de 30 A (#1)	65
3.17	Temperatura en el interruptor termomagnético (#1)	65
3.18	Corriente en un interruptor termomagnético de 30 A (#2)	66
3.19	Temperatura en el interruptor termomagnético (#2)	66
3.20	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.16	66
3.21	Análisis de espectro de la corriente de la figura 3.18	66
3.22	Forma de onda de voltaje que muestra la ocurrencia de varios cruces por cero en un ciclo	67
3.23	Análisis de espectro del voltaje de la figura 3.22	68
3.24	Circuito a base de un transformador y banco de capacitores conectado en el secundario	73
3.25	Curva de vida de un capacitor en función de la temperatura	75
3.26	Curva de cambio de la capacitancia en función de la temperatura	75
3.27	Curva de vida de un capacitor en función del voltaje aplicado	76
3.28	Sistema eléctrico con resonancia en serie	78
3.29	Curva de impedancia de un circuito resonante en serie	78
3.30	Sistema eléctrico con resonancia en paralelo	79
3.31	Curva de impedancia de un circuito resonante en paralelo	81
4.1	Transformador con conexión delta - estrella con dispositivos no lineales en el lado secundario	94
4.2	Transformador con conexión delta - estrella con dispositivos no lineales en el lado secundario, donde se indican tres puntos de medición de corriente	97
4.3	Corriente en el lado en estrella del transformador de la figura 4.2	97



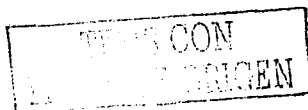
4.4	Análisis de espectro de la corriente de la figura 4.3	97
4.5	Corriente en el lado en delta del transformador de la figura 4.2	97
4.6	Análisis de espectro de la corriente de la figura 4.5	97
4.7	Corriente en alimentador de la delta del transformador de la figura 4.2	98
4.8	Análisis de espectro de la corriente de la figura 4.7	98
4.9	Tipos distintos de filtros pasivos	99
4.10	Triángulo de potencias antes y después de corregir el factor de potencia	101
4.11	Sistema eléctrico con filtro pasivo serie sintonizado con conexión en derivación	103
4.12	Curva de respuesta en frecuencia de la corriente en un filtro pasivo sintonizado a la frecuencia de la componente armónica que se desea filtrar	106
4.13	Comparación de las curvas de respuesta en frecuencia de la corriente en un filtro pasivo sintonizado a la frecuencia de la componente armónica que se desea filtrar y sintonizado a una frecuencia ligeramente menor a la de la armónica que se desea filtrar	106
5.1	Sistema eléctrico para simulación	114
5.2	Rectificador trifásico de seis pulsos utilizado para la simulación	115
5.3	Curva de saturación en vacío del transformador de 750 kVA utilizado para la simulación	126
5.4	Forma de onda de la corriente de la fase A en el punto de acoplamiento común	138
5.5	Forma de onda del voltaje entre las fases A y B en el punto de acoplamiento común	140
5.6	Formas de onda del voltaje entre las fases A y B y la corriente de la fase A en las barras del tablero BUS1A	142
5.7	Formas de onda del voltaje entre las fases A y B y la corriente de la fase A en las barras del tablero BUS1A después de corregir el factor de potencia	147
5.8	Formas de onda del voltaje entre las fases A y B y la corriente de la fase A en las barras del tablero BUS1A con los filtros de 5 ^a y 7 ^a armónica sintonizados a 300 y 420 Hz respectivamente	152
5.9	Formas de onda del voltaje entre las fases A y B y la corriente de la fase A en las barras del tablero BUS1A con los filtros de 5 ^a y 7 ^a armónica sintonizados a 276 y 376 Hz respectivamente	167
5.10	Forma de onda de la corriente de la fase A en el punto de acoplamiento común con los filtros de 5 ^a y 7 ^a armónica sintonizados a 276 y 376 Hz respectivamente	169



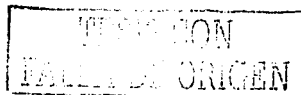
Nomenclatura

A continuación se presenta la lista de variables y símbolos utilizados en el desarrollo de este trabajo.

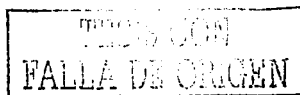
VARIABLE O SÍMBOLO	SIGNIFICADO
ϕ_1	Ángulo entre la potencia activa y la potencia reactiva antes de corregir el factor de potencia
ϕ_2	Ángulo entre la potencia activa y la potencia reactiva después de corregir el factor de potencia
ϕ_n	Ángulo de fase de la n -ésima componente armónica de la corriente
$\phi(t)$	Flujo magnético instantáneo
φ_n	Ángulo de fase de la n -ésima componente armónica del voltaje
μ	Permeabilidad magnética
θ_1	Ángulo de fase de la componente fundamental de la corriente
θ_n	Ángulo entre las componentes n -ésimas de la corriente y el voltaje
θ_v	Ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje
θ_Z	Ángulo de la impedancia Z
ω	Frecuencia angular
$(\tan(\delta))_n$	Pérdidas dieléctricas de un dispositivo
a	Relación de proporción entre la corriente de excitación de un transformador y su corriente en el primario
	Relación de proporción entre las corrientes armónicas y la fundamental
	Relación de proporción entre las corrientes I_n e I_{max} del filtro pasivo sintonizado
	Relación de transformación de un transformador
Λ -V/m	Amperes-vuelta/metro, unidades de la excitación magnética
a_0	Valor promedio o componente de corriente directa de la serie de Fourier
$\Lambda\Lambda$	Enfriamiento de un transformador a base de aire (Air) para el conjunto activo y el tanque; los transformadores con este sistema de enfriamiento son denominados de tipo seco
a_n	Amplitud del coeficiente cosenoidal de n -ésimo orden de la serie de Fourier
ΛTP	Programa de simulación de transitorios electromagnéticos
B	Densidad de flujo magnético
BIL	Nivel básico de impulso (Basic Impulse Level)
B_m	Densidad máxima de flujo magnético
B_{mt}	Densidad máxima de flujo magnético a frecuencia fundamental
b_n	Amplitud del coeficiente senoidal de n -ésimo orden de la serie de Fourier
$B_{Tn}(t)$	Densidad de flujo total de la n -ésima armónica en una máquina rotatoria
C	Capacitancia
CDF	Factor de distorsión de la corriente (Current Distortion Factor), es igual a THD,
CF	Factor de cresta obtenido por el software FlukeView
d	Diámetro de un conductor



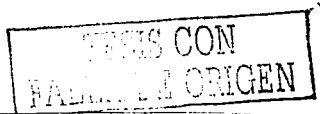
D	Potencia de distorsión
	Factor de disminución de capacidad de un transformador sometido a corriente con distorsión armónica
DC	Componente de corriente directa obtenida por el software FlukeView
DF	Factor de distorsión (Distortion Factor), para la corriente es CDF, para el voltaje es VDF
D_N	Diodo en un puente rectificador, N identifica el número asignado al diodo
f	Frecuencia
$f(t)$	Función que depende del tiempo
f_c	Factor de cresta de una señal periódica
f_p	Factor de potencia total
f_{p1}	Factor de potencia antes de hacer la corrección con el banco de capacitores
f_{p2}	Factor de potencia después de hacer la corrección con el banco de capacitores
f_{pdesp}	Factor de potencia de desplazamiento
f_{pdist}	Factor de potencia de distorsión
Fund	Frecuencia de la componente fundamental obtenida por el software FlukeView
H	Excitación magnética
HVDC	Corriente directa de alto voltaje (High Voltage Direct Current)
I	Valor de la corriente
$i(t)$	Corriente instantánea
I_0	Corriente de excitación de un transformador
I_1	Corriente nominal del primario de un transformador
i_A	Corriente instantánea de la fase A del alimentador del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
i_a	Corriente instantánea en la fase A del lado de baja de un transformador (lado de baja en estrella)
i_{AB}	Corriente instantánea entre las fases A y B del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
I_{Ah}	Fuente de corrientes armónicas en la fase A
i_B	Corriente instantánea de la fase B del alimentador del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
i_b	Corriente instantánea en la fase B del lado de baja de un transformador (lado de baja en estrella)
I_{base}	Corriente base
i_{BC}	Corriente instantánea entre las fases B y C del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
I_{Bh}	Fuente de corrientes armónicas en la fase B
i_C	Corriente instantánea de la fase C del alimentador del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
	Corriente instantánea en el lado de directa de un rectificador
i_c	Corriente instantánea en la fase C del lado de baja de un transformador (lado de baja en estrella)
i_{CA}	Corriente instantánea entre las fases C y A del lado de alta de un transformador (lado de alta en delta)
I_{CC}	Corriente de cortocircuito
I_{CC-pu}	Corriente de cortocircuito en por unidad
I_{Ch}	Fuente de corrientes armónicas en la fase C



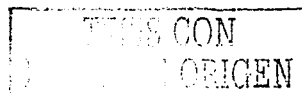
I_{Cn}	Valor eficaz de la n ésima componente armónica de la corriente en un capacitor
I_{Fe}	Componente de pérdidas en el fierro de la corriente de excitación de un transformador
I_{Fe-D}	Componente de pérdidas en el fierro de la corriente de excitación de un transformador que circula sobre la delta del primario
$i_{Fi}(t)$	Corriente instantánea generada por un filtro activo
I_{H}	Componente armónica de la corriente
I_h	Fuente de corrientes armónicas
I_L	Corriente de carga
i_L	Corriente instantánea en el circuito alimentador de corriente alterna de un rectificador
I_{max}	Valor máximo de corriente a través del filtro pasivo sintonizado
I_N	Corriente eficaz en el conductor neutro de un sistema de tres fases cuatro hilos
i_N	Corriente instantánea en el neutro
I_n	Valor eficaz de la n ésima componente armónica de la corriente
$I_{n(pu)}$	Valor en por unidad de la n ésima corriente armónica
I_p	Valor máximo instantáneo o de pico de la corriente
I_{rms}	Valor eficaz de la corriente
I_{SC}	Corriente máxima de cortocircuito en el punto de acoplamiento común
IT	Interferencia telefónica expresada mediante el valor eficaz del producto del factor de peso W_n del TIF y del valor eficaz de la n ésima componente armónica de la corriente
I_{Tn}	Valor eficaz de la n ésima componente armónica de la corriente en un transformador
K	Factor K
k	Número entero ($k = 1, 2, 3, 4, \dots$) que permite calcular las armónicas características en rectificadores
	Factor que agrupa el producto de k_1 y k_2
K-N	Factor K disponible en transformadores comerciales, N indica el número del factor K, los valores de N son: 4, 9, 13, 20, 30, 40 y 50
k_1	Constante para evaluar las pérdidas por histéresis y que depende de la geometría del material ferromagnético
k_2	Constante para evaluar las pérdidas por corrientes parásitas y que depende del ancho de las laminaciones del material ferromagnético
k_3	Constante que agrupa el número de vueltas de un devanado, la longitud del circuito magnético y la permeabilidad magnética
Kfact	Factor K obtenido por el software FlukeView
kV	Kilo Volts
kVA	Kilo Volts Amperes
L	Inductancia
l	Longitud del circuito magnético
L_1	Inductancia de la reactancia de dispersión del primario de un transformador
L_2	Inductancia de la reactancia de dispersión del secundario de un transformador
m	Orden de las componentes armónicas de la serie de Fourier, se utiliza para expresar armónicas de orden diferente de "n"
MSNM	Metros sobre el nivel del mar
MVA	Mega Volts Amperes



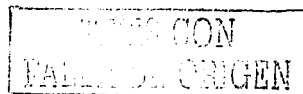
MVA_{cc}	Mega Volts Amperes de cortocircuito
N	Número de muestras de una señal periódica en un ciclo
	Número de espiras o vueltas en un devanado
n	Orden de las componentes armónicas de la serie de Fourier
N_1	Número de vueltas en el devanado primario de un transformador
N_2	Número de vueltas en el devanado secundario de un transformador
n_f	Orden de la armónica que se desea filtrar con un filtro pasivo sintonizado
n_{res}	Armónica de resonancia
n_{sint}	Orden de sintonía del filtro pasivo sintonizado
OA	Enfriamiento de un transformador a base de aceite (Oil) para el conjunto activo y aire para el tanque (Air)
P	Potencia activa
p	Porcentaje de desviación del orden de sintonía de un filtro pasivo con respecto a la armónica que se requiere filtrar
$p(t)$	Potencia instantánea
P_{base}	Potencia base
P_c	Pérdidas en el cobre
PCC	Punto de acoplamiento común (Point of Common Coupling)
P_d	Pérdidas dieléctricas de un dispositivo
P_e	Pérdidas por corrientes parásitas o de eddy
P_{e1}	Pérdidas por corrientes parásitas o de eddy a frecuencia fundamental
$Peak$	Valor pico obtenido por el software FlukeView
P_{elec}	Pérdidas eléctricas en los devanados de un transformador
P_{en}	Pérdidas por corrientes parásitas o de eddy a la enésima armónica
P_{et}	Pérdidas totales por corrientes parásitas o de eddy, se obtienen de sumar las pérdidas a frecuencia fundamental con la suma de las pérdidas a las componentes armónicas
P_h	Pérdidas por histéresis
P_{mag}	Pérdidas magnéticas de un transformador
P_n	Valor de la curva "C-message" en la enésima armónica para el cálculo de W_n
Q	Potencia reactiva
	Factor de calidad del reactor
Q_1	Potencia reactiva en un sistema eléctrico antes de corregir el factor de potencia
Q_2	Potencia reactiva en un sistema eléctrico después de corregir el factor de potencia
Q_c	Potencia reactiva aportada por un banco de capacitores para corregir el factor de potencia
Q_C^{nom}	Potencia reactiva nominal (o de diseño) de un banco de capacitores
Q_C^{oper}	Potencia reactiva de operación de un banco de capacitores
Q_{cap}	Potencia del banco de capacitores
Q_L	Potencia reactiva del reactor del filtro pasivo sintonizado
R	Resistencia
R_1	Resistencia del devanado primario de un transformador
R_{1-D}	Resistencia del devanado primario de un transformador con conexión en delta
R_2	Resistencia del devanado secundario de un transformador
R_{CD}	Resistencia de un conductor a la corriente directa
R_{eq1}	Resistencia equivalente de las pérdidas eléctricas referida al lado primario



R_{Fe}	Resistencia que representa a las pérdidas en el fierro en el núcleo de un transformador
RMS	Valor eficaz obtenido por el software FlukeView
R_n	Resistencia de un conductor a la enésima armónica
R_T	Resistencia de los devanados de un transformador
S	Potencia aparente
S_1	Potencia aparente para las componentes fundamentales del voltaje y la corriente
S_2	Potencia aparente en un sistema eléctrico antes de corregir el factor de potencia
S_{CC}	Potencia de cortocircuito
S_{CC-pu}	Potencia de cortocircuito en por unidad
SCR	Rectificador controlado de silicio
S_N	Potencia aparente nominal de un transformador
T	Período de una señal
t	Tesla, unidad de la densidad de flujo magnético
t_d	Tiempo
t_d	Tiempo de diferencia entre el cruce por cero del voltaje y de la corriente
TDD	Distorsión total de la demanda (Total Demand Distortion)
THD	Distorsión armónica total del voltaje (Total Harmonic Distortion) con respecto a la componente fundamental nominal en el estándar IEEE 519-1992
THD_f	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) con respecto a la componente fundamental obtenida por el software FlukeView
THD_i	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) de la corriente con respecto a la componente fundamental
THD_{irms}	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) de la corriente con respecto al valor eficaz de la corriente
THD_f	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) con respecto al valor eficaz obtenida por el software FlukeView
THD_v	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) del voltaje con respecto a la componente fundamental
THD_{vrms}	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) del voltaje con respecto al valor eficaz del voltaje
TIF	Factor de interferencia telefónica (Telephone Influence Factor)
TRUE RMS	Valor eficaz verdadero
u	Variable auxiliar para resolver integrales por el método de cambio de variable
UPS	Sistema de energía ininterrumpible (Uninterruptible Power System)
v	Exponente de Steinmetz para el cálculo de las pérdidas por histéresis en un material ferromagnético, sus valores son $1.5 \leq v \leq 2.5$
$v(t)$	Voltaje instantáneo
V_2	Voltaje en el secundario de un transformador
v_A	Fuente de voltaje en la fase A
v_B	Fuente de voltaje en la fase B
V_{base}	Voltaje base
v_C	Fuente de voltaje en la fase C
V_{Cn}	Voltaje en el banco de capacitores en la enésima armónica
V_{DC}	Voltaje de corriente directa
VFD	Factor de distorsión del voltaje (Voltage Factor Distortion), es igual a THD_v



V_{fn}	Voltaje de la fuente en la n ésima armónica
V_{H1}	Componente armónica del voltaje
V_L	Voltaje del reactor del filtro pasivo sintonizado
V_{LL}	Voltaje entre líneas
V_{LN}	Voltaje de línea a neutro
V_m	Valor máximo instantáneo o de pico del voltaje
V_n	Valor eficaz de la n ésima componente armónica del voltaje
V_{nom}	Voltaje nominal (o de diseño) de un banco de capacitores
V_{oper}	Voltaje de operación de un banco de capacitores
V_p	Valor pico o máximo instantáneo del voltaje
V_{prom}	Valor promedio del voltaje
V_{red1}	Voltaje reducido aplicado en el lado primario de un transformador en la prueba de cortocircuito
V_{rms}	Valor eficaz del voltaje
V_{Thpu}	Voltaje de Thevenin en por unidad
W_n	Factor de peso del TIF a la n ésima armónica
X_C	Reactancia capacitiva
X_{C1}	Reactancia capacitiva a frecuencia fundamental
X_{Cn}	Reactancia capacitiva a la n ésima componente armónica
X_{d1}	Reactancia de dispersión del lado primario de un transformador
X_{d1-D}	Reactancia de dispersión del lado primario de un transformador para conexión en delta
X_{d2}	Reactancia de dispersión total de un transformador vista desde el lado secundario
	Reactancia de dispersión del lado secundario de un transformador
X_{eq1}	Reactancia de dispersión equivalente de un transformador referida al lado primario
X_L	Reactancia inductiva
X_{L1}	Reactancia inductiva a frecuencia fundamental
X_{Ln}	Reactancia inductiva a la n ésima componente armónica
X_T	Reactancia inductiva de un transformador
X_{T1}	Reactancia inductiva de un transformador a frecuencia fundamental
X_{Th}	Reactancia de Thevenin
X_{Thbase}	Reactancia base de Thevenin
X_{Thpu}	Reactancia de Thevenin en por unidad
Z	Impedancia
Z_1	Impedancia en ohms de un transformador, referida al lado primario
Z_{b1}	Impedancia base de un transformador referida al lado primario
Z_n	Impedancia del filtro pasivo sintonizado a la armónica n ésima
Z_{pu}	Impedancia en por unidad
Z_S	Impedancia del sistema eléctrico



Introducción

Contexto

Los problemas relacionados con las componentes armónicas en los sistemas eléctricos son más antiguos de lo que se imagina. En 1893 se reportaron los primeros problemas de calentamiento de motores en Hartford, Connecticut, mientras que en forma simultánea Charles P. Steinmetz se dedicaba a resolver problemas relacionados con las componentes armónicas, propuso el uso del transformador con conexión delta - estrella como medio para evitar la propagación de las terceras armónicas de la corriente. Para 1896 se reportaron los primeros problemas de resonancia en líneas de transmisión en Portland, Oregon, mientras que en el mismo año General Electric y Westinghouse Co. describieron que el generador de tipo AT estaba limitado a líneas de transmisión de determinadas longitudes a causa de deformaciones en la forma de onda.

Entre 1884 y 1900 el American Institute of Electrical Engineers (AIEE) ya había publicado siete documentos en referencia a las componentes armónicas. De 1901 a 1910, el número de documentos publicados sobre el tema subió a doce, mientras que en el periodo de 1911 hasta 1921 no se publicaron documentos adicionales. En las décadas de 1920 y 1930 el tema volvió a cobrar importancia, ya que los operadores de los sistemas suministradores de energía empezaron a observar problemas relacionados con las distorsiones de los voltajes y las corrientes.

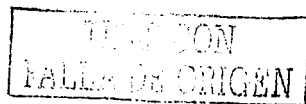
De 1922 a 1938 existían trece documentos publicados referentes al tema, mientras que entre 1950 y 1959 el número de publicaciones subió a dieciocho. A partir de 1960 se inició la instalación de un gran número de bancos de capacitores en sistemas eléctricos industriales sin prestar atención al problema de resonancia por armónicas.

El uso actual de los dispositivos electrónicos para conversión de potencia eléctrica, ha contribuido a incrementar la cantidad de componentes armónicas en los sistemas eléctricos siendo aún más notables sus efectos. Los bancos de capacitores, como medio de corrección de factor de potencia, amplifican las componentes armónicas de corriente del sistema eléctrico y generan problemas de resonancia.

Actualmente existen diversas técnicas para la mitigación de armónicas en los sistemas eléctricos. Uno de los dispositivos de mayor uso es el filtro serie pasivo sintonizado con conexión en derivación, porque además de disminuir el contenido de la armónica de sintonía en el sistema eléctrico, corrige el factor de potencia del dispositivo no lineal. Este tipo de filtro se basa en un circuito resonante en serie, cuya frecuencia de resonancia coincide con la frecuencia de la componente armónica que se desea filtrar.

Justificación

En la literatura disponible sobre componentes armónicas existen publicaciones con distintos objetivos y alcances; por una parte existen publicaciones como *"Harmonics. A field handbook for the professional and the novice"* de Mark Waller y *"Practical guide to power factor correction and harmonics ... and your electrical bill"* de John Paschal que, sin perder rigor y veracidad, han sido



desarrolladas para aquellos profesionales que buscan soluciones prácticas a los problemas provocados por las armónicas, y que no desean profundizar en los fundamentos matemáticos.

Por otra parte existen otras publicaciones como “*Power system harmonic analysis*” y “*Power system harmonics*” de J. Arrillaga, que por una parte requieren que el lector tenga conocimientos y antecedentes teóricos sólidos y, por otra parte, su enfoque no va dirigido a la solución de problemas de tipo práctico sino al desarrollo de herramientas de cómputo, para resolver problemas en sistemas de transmisión y distribución.

“*Power systems harmonics. Fundamentals, analysis and filter design*” de George J. Wakileh es una publicación en donde se trata la teoría con los fundamentos matemáticos necesarios, hace un uso intensivo del software *gnuplot* para la obtención de una gran variedad de gráficas, y contiene una sección donde explica a detalle cómo realizar estudios de componentes armónicas en redes eléctricas.

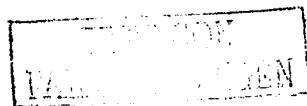
En publicaciones no especializadas en las componentes armónicas se abordan ciertos tópicos relacionados con el tema, tal es el caso de “*Transformadores de potencia, de medida y de protección*” de Enrique Ras o de “*Máquinas eléctricas*” de Stephen J. Chapman, los cuales son abordados en ocasiones en forma somera por las publicaciones especializadas, llegando incluso a ser pasados de largo en algunos casos.

En las publicaciones especializadas sobre componentes armónicas es común encontrar que las figuras de mérito suelen definirse desde un punto de vista matemático; no es raro ver definiciones como: “*factor de cresta: es la relación del valor de pico al valor eficaz de una forma de onda periódica*”. Desafortunadamente, en muchas de las referencias utilizadas se da por hecho que éste es un término de uso frecuente en la literatura de armónicas, y no van más allá de esta definición, ni abundan más sobre su aplicación o la utilidad de conocer este valor.

Dentro de las referencias utilizadas, y publicadas, la única que aborda el tema del filtrado armónico con cierta profundidad es “*Power systems harmonics. Fundamentals, analysis and filter design*”. En esta referencia se establecen las ecuaciones fundamentales para sintonizar el filtro pasivo serie con conexión en derivación, y establecer las especificaciones del filtro. “*Armónicas en sistemas eléctricos industriales. Curso tutorial*” del Dr. Armando Llamas trata con profundidad el tema del filtrado armónico, sin embargo estos magníficos apuntes no están publicados por ser de la Maestría en Energética del ITESM.

Cuando se especifica un filtro pasivo serie con conexión en derivación, siempre se hace considerando una desviación que va del 3 al 10% por debajo de la frecuencia de sintonía del filtro, para evitar que la corriente de la armónica alcance valores muy elevados en el filtro y se generen sobretensiones. Desafortunadamente, “*Power systems harmonics. Fundamentals, analysis and filter design*”, aborda el tema sobre la base de sintonizar los filtros pasivos exactamente a la frecuencia de la armónica que se desea eliminar, lo cual no se lleva a cabo en la práctica.

En la gran mayoría de las publicaciones especializadas las gráficas que ejemplifican las formas de onda distorsionadas son teóricas o bien simuladas, aunque publicaciones como “*Harmonics. A field handbook for the professional and the novice*” constituyen una verdadera excepción.



Formulación del problema

La especificación de filtros pasivos serie con conexión en derivación es un tema que no se aborda en las publicaciones especializadas, salvo en "*Power systems harmonics. Fundamentals, analysis and filter design*" con el inconveniente mencionado previamente. Esta bibliografía trata este tema desde un punto de vista teórico, ya que proporciona ejemplos de cómo especificar el filtro, gráficas de la impedancia vs. la frecuencia del filtro y del sistema mediante *gnuplot*, pero no aborda el uso de simuladores para comprobar la efectividad de los filtros especificados.

La especificación de un filtro pasivo, con miras a limitar la distorsión armónica a valores inferiores a los límites establecidos en las normas, requiere de considerar ciertos aspectos en la especificación, como evitar la generación de sobretensiones en los capacitores utilizando celdas capacitivas de mayor nivel de tensión, el porcentaje de desviación de la frecuencia de sintonía del filtro, si el filtro debe ser sintonizado o desintonizado.

La evaluación de la efectividad del filtro, como medio de mitigación de componentes armónicas, mediante el uso de las simulaciones se ha constituido en una herramienta de gran utilidad para el diseño y especificación final del filtro, ya que se puede ver por anticipado si el filtro operará de acuerdo a como fue concebido.

Contribuciones

La problemática asociada a la definición de las figuras de mérito fue abordada desde el punto de vista de la interpretación física, sin descuidar el aspecto matemático. Se establecieron definiciones desde el punto de vista del fenómeno físico de las figuras de mérito.

Debido a que el factor de cresta es la figura de mérito que menos atención ha recibido en las publicaciones especializadas consultadas, para el desarrollo de este trabajo, a ésta se le ha dado un mayor peso. Esta figura es tratada en dos capítulos; en el primero, donde se le define y se proporciona su significado físico con apoyo en mediciones de dispositivos reales, mientras que en el tercer capítulo se presentan los efectos de tener voltajes con bajo factor de cresta, así como de tener corrientes con factor de cresta muy elevado. Una conclusión interesante sobre esta figura es que es un indicador cualitativo de la presencia de distorsión armónica.

Para abordar los temas con la mayor realidad posible se presentan mediciones de dispositivos y circuitos operando bajo condiciones de distorsión. Aunque estas mediciones no son novedad en lo referente a los convertidores estáticos de potencia, no se encuentran fácilmente en publicaciones, especialmente las mediciones de los dispositivos ferromagnéticos y los dispositivos de arco eléctrico. En estas mediciones, se ve que el contenido armónico de la corriente de excitación de un transformador cambia, según el tipo de conexión de los devanados y de construcción del núcleo.

La especificación del filtro pasivo serie con conexión en paralelo, se aborda desde el punto de vista de la sintonización del dispositivo, a una frecuencia ligeramente distinta de la armónica que se desea filtrar. Este tema se ha abordado mediante la presentación de un método, basado en la curva de respuesta en frecuencia de un circuito serie RLC resonante, para calcular la frecuencia de sintonía del filtro y limitar en forma natural la corriente y las sobretensiones en el filtro.



Para valorar la efectividad del método presentado para mantener la corriente dentro del valor deseado, se recurrió a una simulación en ATP, en donde se presenta la forma de evaluar los límites de distorsión armónica en el punto de acoplamiento común, en base a las recomendaciones del Std. 519 - 1992 del IEEE.

Se presenta una simulación con los filtros sintonizados exactamente a la frecuencia de las armónicas que se desean filtrar, y otra simulación con los filtros sintonizados mediante el método propuesto, comparándose los resultados obtenidos en ambas simulaciones, y verificando si se cumple el objetivo del método propuesto. Se evaluaron los niveles de tensión y de corriente en los filtros, así como la disminución de la distorsión armónica en el punto de acoplamiento común del sistema simulado.

Organización de la tesis

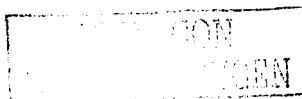
El primer capítulo describe los antecedentes teóricos necesarios para emprender el estudio de las componentes armónicas. Se presenta la serie trigonométrica de Fourier aplicada a voltajes y corrientes con distorsión armónica y se analiza su comportamiento en el sistema en base a la teoría de circuitos. Se describe el cálculo del valor eficaz para voltajes y corrientes con distorsión armónica y se presentan las figuras de mérito básicas para el cálculo de la distorsión armónica.

En el segundo capítulo se presentan los principales dispositivos generadores de distorsión armónica. Estos dispositivos se clasifican en base a su operación como ferromagnéticos, convertidores estáticos de energía y a base de arco eléctrico. Se incluyen gráficas tomadas en dispositivos físicos en operación. Los análisis teóricos y de espectro permiten ver las armónicas características para cada dispositivo.

En el tercer capítulo se analizan los efectos de las componentes armónicas sobre los elementos que forman parte del sistema eléctrico. El análisis se efectúa acompañado de figuras de mérito que permiten evaluar el comportamiento o los efectos de las armónicas sobre los elementos que forman parte del sistema eléctrico. Se presentan ecuaciones para calcular el incremento del voltaje en un sistema eléctrico con compensación central de potencia reactiva, así como para calcular la corriente en el transformador y el banco de capacitores para cualquier componente armónica.

El cuarto capítulo presenta algunos de los métodos para mitigación de las armónicas en un sistema eléctrico. Primero se presentan los valores límites de distorsión en voltaje y en corriente que establece el Std. IEEE 519 - 1992 en el punto de acoplamiento común, al final del capítulo se presentan brevemente los estándares IEC y CFE L0000-45. Se analiza el uso de transformadores delta - estrella como medio de mitigación de las armónicas triples y se presenta la metodología para especificación de filtros pasivos sintonizados mediante un método basado en la curva de resonancia del filtro.

En el capítulo quinto se presenta una simulación en ATP de un sistema eléctrico con dispositivos no lineales en donde se evalúan las figuras de mérito en el punto de acoplamiento común (PCC) antes y después de realizar el filtrado armónico. Este capítulo también incluye todos los cálculos necesarios que se realizaron para simular el sistema eléctrico en el ATP, desde los dispositivos lineales hasta el transformador principal del sistema.



Mediciones y pruebas realizadas en dispositivos y sistemas eléctricos

Las mediciones fueron realizadas con dos medidores fabricados por Fluke Corporation. Las mediciones preliminares se efectuaron con un medidor de potencia Fluke 39, con capacidad de hacer análisis de espectro en tiempo real. La captura de formas de onda de voltajes y de corrientes que figuran en la tesis fueron realizadas con un osciloscopio digital Fluke 105B Series II y sus análisis de espectro fueron realizados mediante el software FlukeView incluido con el instrumento.

Las pruebas realizadas a transformadores y motores de inducción para determinar sus armónicas características fueron realizadas en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Las mediciones de las componentes armónicas en lámparas fluorescentes y de vapor de mercurio, así como las mediciones del capítulo tres (efectos de las armónicas), fueron realizadas en distintas áreas de TV Azteca, durante mi estancia en la empresa como Supervisor de Mantenimiento Eléctrico. Las mediciones del horno de arco fueron tomadas en Aceros Corsa durante el faseo realizado, en colaboración con COINEL, a los transformadores de la subestación eléctrica de la empresa. Las mediciones de las armónicas del transformador delta - estrella se obtuvieron en la CNBV, durante el estudio del sistema eléctrico que INELAP le realizó a la Comisión.



1. Voltajes y corrientes con distorsión armónica

1.1 Introducción

El voltaje y la corriente en un sistema eléctrico generalmente son funciones periódicas. La teoría de circuitos proporciona herramientas para analizar la respuesta de un sistema eléctrico cuando es excitado con una función senoidal, sin embargo estas herramientas dejan de ser aplicables cuando los voltajes o las corrientes no tienen forma de onda senoidal.

Para analizar el comportamiento de un sistema eléctrico cuando el voltaje o la corriente no son senoidales se utiliza el análisis de Fourier, el cual permite descomponer una forma de onda no senoidal (o distorsionada) en una componente constante más una serie de componentes senoidales o cosenoidales, relacionadas armónicamente con la frecuencia de la señal original. Mediante la teoría de circuitos se puede analizar la respuesta del sistema eléctrico a las componentes armónicas, del voltaje y de la corriente.

Las componentes armónicas de una forma de onda distorsionada constituyen el espectro de dicha señal. No todas las componentes armónicas aparecen en el espectro, esto depende de la simetría de la función distorsionada y no todas las componentes se comportan del mismo modo en el sistema eléctrico. Conociendo el contenido espectral de un voltaje o una corriente con distorsión se puede calcular el valor eficaz, el factor de cresta, el contenido armónico y los índices de distorsión, éstos últimos conocidos como figuras de mérito, con el propósito de evaluar el impacto provocado por la distorsión sobre la forma de onda.

1.2 Voltajes y corrientes con distorsión armónica

Una función $f(t)$ se considera periódica si satisface la siguiente condición [1]:

$$f(t) = f(t + T), \text{ para toda } -\infty < t < \infty \quad (1.1)$$

en donde: T es el periodo de la función $f(t)$.

El periodo se puede expresar en función de la frecuencia de la función mediante la siguiente relación:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega} \quad (1.2)$$

en donde: f es la frecuencia de $f(t)$ en Hz y ω es la frecuencia angular de $f(t)$ en rad/s.

Una función periódica $f(t)$ puede expresarse como una serie trigonométrica de Fourier de la siguiente forma [2]:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + a_3 \cos(3\omega t) + \dots + b_1 \sin(\omega t) + b_2 \sin(2\omega t) + b_3 \sin(3\omega t) + \dots \quad (1.3)$$



PAGINACION DISCONTINUA

en donde: a_0 es el valor promedio, también denominado componente de corriente directa, y $a_1, a_2, a_3, \dots, b_1, b_2, b_3, \dots$ son las amplitudes de las cosenoides y las senoideas respectivamente.

Aplicando la descomposición anterior en un sistema eléctrico, un voltaje no senoidal puede expresarse, omitiendo la componente de corriente directa, en función de sus componentes armónicas mediante la siguiente expresión [3]:

$$v(t) = \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2}V_2 \text{sen}(2\omega t + \phi_2) + \sqrt{2}V_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3) + \dots \quad (1.4)$$

en donde: V_1 es el valor eficaz de la primera armónica o componente fundamental,
 ϕ_1 es el ángulo de fase de la componente fundamental,
 V_2 es el valor eficaz de la segunda armónica,
 ϕ_2 es el ángulo de fase de la segunda armónica,
 V_3 es el valor eficaz de la tercera armónica y
 ϕ_3 es el ángulo de fase de la tercera armónica.

y para el caso de corrientes no senoidales se puede utilizar la siguiente ecuación [3]:

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2}I_2 \text{sen}(2\omega t + \phi_2) + \sqrt{2}I_3 \text{sen}(3\omega t + \phi_3) + \dots \quad (1.5)$$

en donde: I_1 es el valor eficaz de la componente fundamental,
 ϕ_1 es el ángulo de fase de la componente fundamental,
 I_2 es el valor eficaz de la segunda armónica,
 ϕ_2 es el ángulo de fase de la segunda armónica,
 I_3 es el valor eficaz de la tercera armónica y
 ϕ_3 es el ángulo de fase de la tercera armónica.

En la figura 1.1 se muestra la forma de onda de un voltaje con distorsión armónica, mientras que en la figura 1.2 se muestra su espectro correspondiente, en donde cada barra representa el valor eficaz de cada una de las componentes armónicas. La figura 1.3 muestra la forma de onda de una corriente con distorsión armónica y la figura 1.4 muestra su espectro correspondiente.

De los análisis de espectro de las figuras 1.2 y 1.4 se puede observar que las componentes armónicas pares son nulas, como en el caso de la figura 1.2 o bien son despreciables junto a las componentes impares, como lo muestra la figura 1.4 y que tampoco existe componente de corriente directa. Esto se debe a que ambas formas de onda tienen simetría de media onda, es decir, los semiciclos positivos tienen la misma forma de los semiciclos negativos [4].

La condición de simetría de media onda se expresa de la siguiente forma [4 y 5]:

$$f(t) = -f(t + T/2) \quad (1.6)$$

y cuando se cumple únicamente se presentan armónicas impares en el análisis de espectro [5].

En general las formas de onda de voltaje y corriente con distorsión armónica poseen simetría de media onda, y por este motivo las componentes armónicas pares en sus respectivos análisis de espectro prácticamente son despreciables, así como la componente de corriente directa.

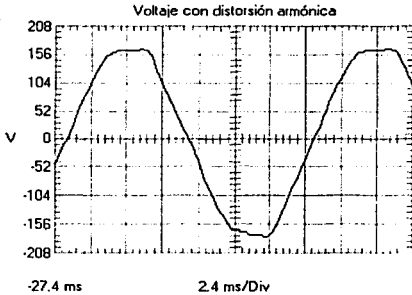


Figura 1.1

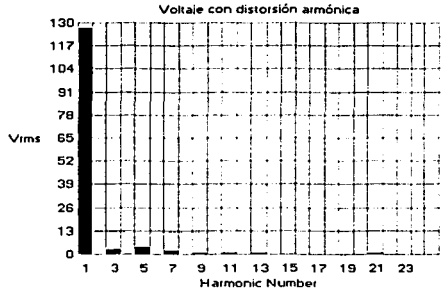


Figura 1.2

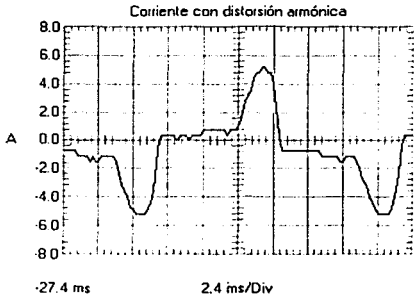


Figura 1.3

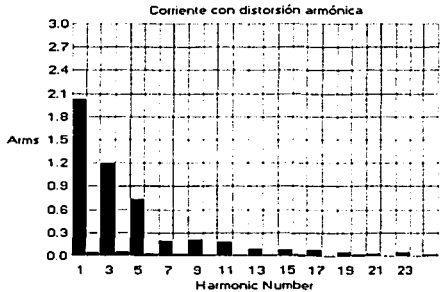
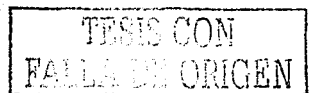


Figura 1.4

Debido a que en ocasiones el valor eficaz de la componente fundamental es muy grande, comparado con los valores eficaces de las armónicas, como se muestra en la figura 1.2, la información presentada en los análisis de espectro bajo estas condiciones es difícil de evaluar.

Por el motivo anterior, los análisis de espectro a partir de este punto son realizados expresando las componentes armónicas como un porcentaje del valor eficaz de la componente fundamental. La componente fundamental no se incluye en los análisis de espectro subsiguientes, ya que por ser referencia siempre es el 100%.



1.3 Secuencia de fases de las armónicas de corriente y voltaje

Un elemento generador de corriente no senoidal, en el sistema eléctrico puede representarse en base a la ecuación 1.5 como varias fuentes de corriente conectadas en paralelo al sistema. Cada una de estas fuentes representa una armónica de corriente con su respectiva magnitud, frecuencia y ángulo de fase, como se muestra en la figura 1.5. Al sumar los efectos de todas las fuentes conectadas al sistema se tiene una corriente resultante $i(t)$ que no es senoidal y que fluye a través del sistema eléctrico.

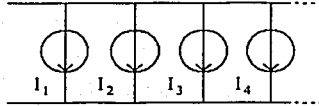


Figura 1.5

Esta representación suele simplificarse sustituyendo a todas las fuentes de corrientes conectadas en paralelo mediante una sola fuente de corriente armónica denominada I_h , la cual contiene a todas las fuentes de componentes armónicas representadas en la figura 1.5. Esta representación simplificada se muestra en la figura 1.6.

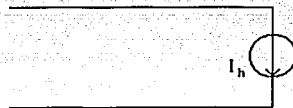


Figura 1.6

Prescindiendo en estos momentos del tipo de conexión, supóngase que se tienen tres elementos generadores de corrientes armónicas y que dichos elementos son iguales entre sí, de modo que la corriente que demanda cada uno de estos elementos se puede expresar mediante la ecuación 1.5.

Al suponer que los tres elementos son iguales, los valores eficaces de sus componentes armónicas son iguales y los ángulos de fase asociados a cada componente armónica también son iguales, por este motivo se omiten los ángulos de fase en el análisis, ya que afectan por igual a cada una de las componentes armónicas, sin importar la fase.

Si cada uno de estos elementos se conecta a cada una de las fases de un sistema trifásico balanceado de secuencia positiva, como se muestra en la figura 2.3, entonces las corrientes armónicas, considerando la fase A como referencia, para cada uno de los tres elementos se pueden expresar mediante la ecuación 1.5 como:

$$i_A(t) = \sqrt{2}I_{A1} \text{sen}(\omega t) + \sqrt{2}I_{A2} \text{sen}(2\omega t) + \sqrt{2}I_{A3} \text{sen}(3\omega t) + \sqrt{2}I_{A4} \text{sen}(4\omega t) + \dots \quad (1.7)$$

$$i_B(t) = \sqrt{2}I_{B1} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2}I_{B2} \text{sen}(2(\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}I_{B3} \text{sen}(3(\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}I_{B4} \text{sen}(4(\omega t - 120^\circ)) + \dots \quad (1.8)$$

$$i_C(t) = \sqrt{2}I_{C1} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2}I_{C2} \text{sen}(2(\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}I_{C3} \text{sen}(3(\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}I_{C4} \text{sen}(4(\omega t + 120^\circ)) + \dots \quad (1.9)$$

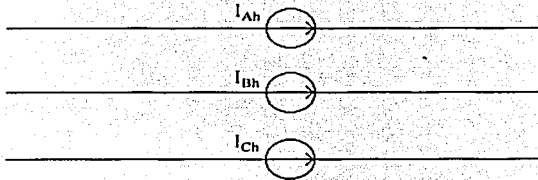


Figura 1.7

Por estar conectados estos elementos a un sistema trifásico de secuencia positiva entonces las corrientes $i_A(t)$, $i_B(t)$ e $i_C(t)$ tienen secuencia positiva, con $i_B(t)$ atrasada 120° con respecto a $i_A(t)$ y con $i_C(t)$ adelantada 120° con respecto a $i_A(t)$.

De las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9 se puede observar que las componentes fundamentales de las corrientes conservan entre sí la secuencia de fases de sus respectivas corrientes totales, esto es, I_{A1} , I_{B1} e I_{C1} tienen secuencia positiva.

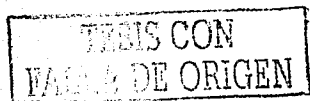
Analizando la segunda armónica en las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9 se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}I_{A2} \text{sen}(2\omega t) \\ & \sqrt{2}I_{B2} \text{sen}(2(\omega t - 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{B2} \text{sen}(2\omega t - 240^\circ) = \sqrt{2}I_{B2} \text{sen}(2\omega t + 120^\circ) \\ & \sqrt{2}I_{C2} \text{sen}(2(\omega t + 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{C2} \text{sen}(2\omega t + 240^\circ) = \sqrt{2}I_{C2} \text{sen}(2\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.10)$$

de donde se concluye que las segundas armónicas de corriente tienen secuencia de fase negativa.

Realizando un análisis similar para la tercera armónica de corriente en las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9 se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}I_{A3} \text{sen}(3\omega t) \\ & \sqrt{2}I_{B3} \text{sen}(3(\omega t - 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{B3} \text{sen}(3\omega t - 360^\circ) = \sqrt{2}I_{B3} \text{sen}(3\omega t) \\ & \sqrt{2}I_{C3} \text{sen}(3(\omega t + 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{C3} \text{sen}(3\omega t + 360^\circ) = \sqrt{2}I_{C3} \text{sen}(3\omega t) \end{aligned} \quad (1.11)$$



de donde se observa que las terceras armónicas de corriente tienen secuencia cero.

Mediante un análisis similar para la cuarta armónica de corriente en las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9 se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}I_{A4} \text{ sen}(4\omega t) \\ & \sqrt{2}I_{B4} \text{ sen}(4(\omega t - 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{B4} \text{ sen}(4\omega t - 480^\circ) = \sqrt{2}I_{B4} \text{ sen}(4\omega t - 120^\circ) \\ & \sqrt{2}I_{C4} \text{ sen}(4(\omega t + 120^\circ)) = \sqrt{2}I_{C4} \text{ sen}(4\omega t + 480^\circ) = \sqrt{2}I_{C2} \text{ sen}(4\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.12)$$

de donde se puede observar que las cuartas armónicas de corriente tienen una secuencia de fase positiva.

Si se continúa este análisis para las demás componentes armónicas se observa que las quintas armónicas tienen secuencia de fase negativa, que las sextas armónicas tienen secuencia de fase cero, que las séptimas armónicas tienen secuencia de fase positiva, repitiéndose este comportamiento en forma cíclica; las componentes armónicas del voltaje también se comportan del mismo modo. A continuación se presenta un resumen de las componentes armónicas, para voltajes o corrientes, con su respectiva secuencia de fase [3, 6 y 7].

Orden de la armónica	Secuencia de fase	Orden de la armónica	Secuencia de fase
1	Positiva (+)	8	Negativa (-)
2	Negativa (-)	9	Cero (0)
3	Cero (0)	10	Positiva (+)
4	Positiva (+)	11	Negativa (-)
5	Negativa (-)	12	Cero (0)
6	Cero (0)	13	Positiva (+)
7	Positiva (+)

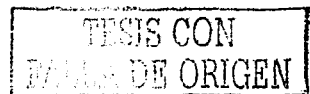
Tabla 1.1. Secuencia de fase de las componentes armónicas

Todas las armónicas múltiplos de tres, ya sea para voltajes o para corrientes, tienen secuencia de fase cero y reciben el nombre de armónicas triples [7].

1.4 Comportamiento de las armónicas de corriente y voltaje en un sistema eléctrico

Supóngase ahora que los tres elementos generadores de corrientes armónicas están conectados formando un sistema de tres fases y 4 hilos con el sistema generador, en donde el cuarto hilo es el neutro de retorno (sistema de conexión en estrella) tal y como se muestra en la figura 1.8.

En caso de no existir conductor neutro el camino de retorno también puede ser a través de la puesta a tierra de los neutros, siempre y cuando ambos neutros, el de la generación y el de los elementos generadores de corrientes armónicas estén puestas a tierra.



Al circular por el sistema eléctrico, las corrientes armónicas con secuencia de fase positiva se cancelan en el neutro de retorno, ya que la suma fasorial de estas corrientes es cero. Las corrientes con secuencia de fases negativa también se cancelan al llegar al neutro de retorno debido a que la suma fasorial de estas corrientes también es cero. El resultado final es que las componentes armónicas de secuencia positiva y de secuencia negativa no producen corriente en el neutro.

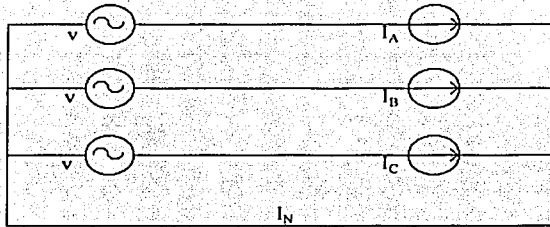


Figura 1.8

Las corrientes armónicas con secuencia de fase cero también se suman fasorialmente en el punto neutro, pero al tener la misma magnitud y ángulo de fase, por el neutro retorna una corriente armónica de secuencia cero de una magnitud de tres veces mayor a la magnitud de la corriente que circula por las fases, como se muestra en la figura 1.9.

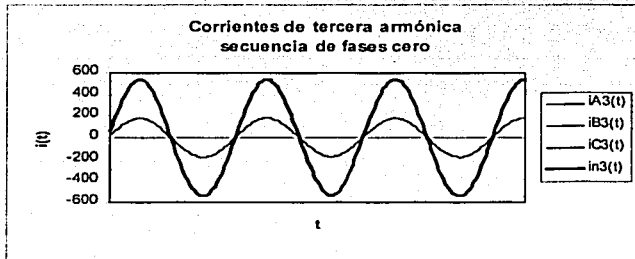
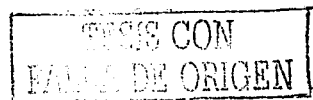


Figura 1.9

Las armónicas de secuencia positiva y negativa pueden circular sin mayor problema a través de un sistema trifásico de tres o cuatro hilos, sin que el tipo de conexión, delta o estrella, impida o limite de algún modo su paso a través del sistema. Las armónicas triples necesitan de un conductor de retorno, que es el neutro en un sistema de tres fases y cuatro hilos, o bien la tierra en un sistema de tres fases con neutros puestos a tierra, para poder circular de regreso hacia los elementos que las generan. La ausencia del conductor o del medio de retorno impide la circulación de las armónicas de secuencia cero.



Cuando circulan corrientes armónicas por el sistema eléctrico, se tienen caídas de tensión que dependen de tales corrientes. Por ejemplo, la circulación de corrientes de componente fundamental da origen a caídas de tensión de componente fundamental con secuencia de fase positiva, la circulación de corrientes de segunda armónica da lugar a caídas de tensión de segunda armónica con secuencia de fase negativa, la circulación de corrientes de tercera armónica da lugar a caídas de tensión de tercera armónica con secuencia de fase cero y así sucesivamente. Al sumar estas componentes armónicas de caídas de tensión, de acuerdo a la expresión 1.4 se tiene la caída de tensión resultante.

La caída de tensión a través de la línea por la circulación de las corrientes armónicas no es senoidal y por lo tanto, el voltaje al final de la línea tampoco tiene una forma de onda senoidal. La distorsión a la forma de onda del voltaje depende de la impedancia de la línea, del orden de las componentes armónicas, de su magnitud, así como de su ángulo de fase.

Supóngase ahora que se tiene el sistema mostrado en la figura 1.10, en donde figuran las impedancias de los conductores del sistema eléctrico, las cuales también son iguales y se sigue asumiendo que los tres elementos generadores de corrientes armónicas son iguales.

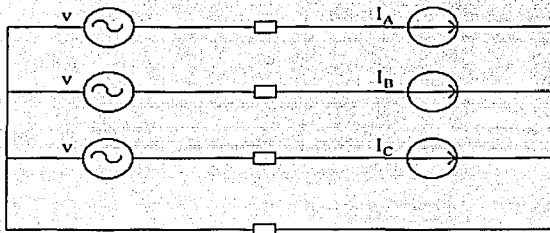


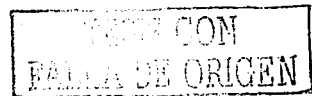
Figura 1.10

Al circular por el sistema eléctrico las corrientes de las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9 se tienen caídas de tensión no senoidales, ocasionando que los voltajes no sean senoidales en el extremo final de la línea. Los voltajes de línea a neutro, en el punto en donde se conectan los elementos generadores de corrientes no senoidales, pueden ser representados mediante las siguientes expresiones:

$$v_A(t) = \sqrt{2}V_{A1} \text{sen}(\omega t) + \sqrt{2}V_{A2} \text{sen}(2\omega t) + \sqrt{2}V_{A3} \text{sen}(3\omega t) + \sqrt{2}V_{A4} \text{sen}(4\omega t) + \dots \quad (1.13)$$

$$v_B(t) = \sqrt{2}V_{B1} \text{sen}((\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{B2} \text{sen}(2(\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{B3} \text{sen}(3(\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{B4} \text{sen}(4(\omega t - 120^\circ)) + \dots \quad (1.14)$$

$$v_C(t) = \sqrt{2}V_{C1} \text{sen}((\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{C2} \text{sen}(2(\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{C3} \text{sen}(3(\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{C4} \text{sen}(4(\omega t + 120^\circ)) + \dots \quad (1.15)$$



Voltajes y corrientes con distorsión armónica

en donde: $V_{A1}, V_{B1}, V_{C1}, \dots$, son los valores eficaces de las componentes fundamentales del voltaje en el lado de la carga,
 $V_{A2}, V_{B2}, V_{C2}, \dots$, son los valores eficaces de las componentes de segunda armónica del voltaje en el lado de la carga,
 $V_{A3}, V_{B3}, V_{C3}, \dots$, son los valores eficaces de las componentes de tercera armónica del voltaje en el lado de la carga y
 $V_{A4}, V_{B4}, V_{C4}, \dots$, son los valores eficaces de las componentes de cuarta armónica del voltaje en el lado de la carga.

En base a la suposición de que los elementos generadores de corrientes armónicas son iguales y las impedancias de la línea también son iguales, entonces para cualquier componente armónica de fase a neutro se tiene que $V_{An} = V_{Bn} = V_{Cn} = V_{Fn}$.

Para las componentes fundamentales se tiene el siguiente sistema de ecuaciones de tensiones de fase a neutro:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}V_{F1} \sin(\omega t) \\ & \sqrt{2}V_{F1} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ & \sqrt{2}V_{F1} \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.16)$$

Estas tensiones de componente fundamental de fase a neutro tienen su respectivo sistema de tensiones entre fases con una magnitud $\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1-rms})$ y con 30° de adelanto y con secuencia de fases positiva:

$$\begin{aligned} & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1}) \sin(\omega t + 30^\circ) \\ & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1}) \sin((\omega t - 120^\circ) + 30^\circ) = \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1}) \sin(\omega t - 90^\circ) \\ & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1}) \sin((\omega t + 120^\circ) + 30^\circ) = \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F1}) \sin(\omega t + 150^\circ) \end{aligned} \quad (1.17)$$

Para las componentes de segunda armónica se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones para las tensiones de fase a neutro:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}V_{F2} \sin(2\omega t) \\ & \sqrt{2}V_{F2} \sin(2(\omega t - 120^\circ)) = \sqrt{2}V_{F2} \sin(2\omega t - 240^\circ) = \sqrt{2}V_{F2} \sin(2\omega t + 120^\circ) \\ & \sqrt{2}V_{F2} \sin(2(\omega t + 120^\circ)) = \sqrt{2}V_{F2} \sin(2\omega t + 240^\circ) = \sqrt{2}V_{F2} \sin(2\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.18)$$

y se observa que el sistema de ecuaciones tiene secuencia negativa y tiene su correspondiente sistema de tensiones entre fases:

$$\begin{aligned} & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F2}) \sin(2\omega t + 30^\circ) \\ & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F2}) \sin(2\omega t + 150^\circ) \\ & \sqrt{3}(\sqrt{2}V_{F2}) \sin(2\omega t - 90^\circ) \end{aligned} \quad (1.19)$$

y este sistema de tensiones entre fases, de componente de segunda armónica, también tiene secuencia negativa como el sistema de tensiones de fase a neutro.

Realizando la suma del sistema de tensiones 1.16 y 1.18 se obtiene el siguiente sistema de tensiones de fase a neutro:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}V_{F1} \operatorname{sen}(\omega t) + \sqrt{2}V_{F2} \operatorname{sen}(2\omega t) \\ & \sqrt{2}V_{F1} \operatorname{sen}((\omega t - 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{F2} \operatorname{sen}(2\omega t + 120^\circ) \\ & \sqrt{2}V_{F1} \operatorname{sen}((\omega t + 120^\circ)) + \sqrt{2}V_{F2} \operatorname{sen}(2\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (1.20)$$

obteniendo la diferencia de los sistemas de ecuaciones 1.17 y 1.19 se obtiene el siguiente sistema de tensiones entre fases:

$$\begin{aligned} & \sqrt{3}((\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(\omega t) - (\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(2\omega t + 30^\circ)) \\ & \sqrt{3}((\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(\omega t - 90^\circ) - (\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(2\omega t + 150^\circ)) \\ & \sqrt{3}((\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(\omega t + 150^\circ) - (\sqrt{2}V_{F1}) \operatorname{sen}(2\omega t - 90^\circ)) \end{aligned} \quad (1.21)$$

Del sistema de ecuaciones 1.20 se observa que los voltajes de fase a neutro dejan de ser senoidales al aparecer las componentes de segunda armónica, ya que ahora los voltajes están formados por la suma de una componente de secuencia positiva a 60 Hz y una componente de secuencia negativa a 120 Hz.

Para el sistema de ecuaciones 1.21 se llega a la misma conclusión, las tensiones entre fases dejan de ser senoidales debido a que ahora tienen componentes armónicas.

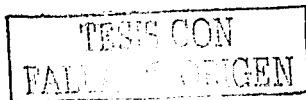
Este comportamiento, observado para las componentes armónicas de secuencia negativa, también se manifiesta en las componentes armónicas de secuencia positiva. Las componentes armónicas de voltaje de fase a neutro de secuencia positiva y negativa también distorsionan a los voltajes entre fases.

Para las componentes de tercera armónica se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones de tensiones de fase a neutro:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3\omega t) \\ & \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3(\omega t - 120^\circ)) = \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3\omega t - 360^\circ) = \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3\omega t) \\ & \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3(\omega t + 120^\circ)) = \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3\omega t + 360^\circ) = \sqrt{2}V_{F3} \operatorname{sen}(3\omega t) \end{aligned} \quad (1.22)$$

de este sistema de ecuaciones se observa que las componentes de voltaje de tercera armónica son iguales, sin importar en qué fase está la componente.

Las tensiones entre fases se obtienen de la diferencia fasorial de las tensiones de fase al neutro del sistema, esto es:



$$\begin{aligned}V_{ABn} &= V_{An} - V_{Bn} \\V_{BCn} &= V_{Bn} - V_{Cn} \\V_{CAn} &= V_{Cn} - V_{An}\end{aligned}\tag{1.23}$$

Al realizar la diferencia fasorial de las terceras armónicas de voltaje de fase a neutro el resultado es cero, esto significa que para las armónicas múltiplos de tres no existen componentes de tercera armónica de voltaje entre fases.

Las tensiones de fase a neutro sí tienen distorsión por efecto de las componentes de tercera armónica de voltaje, mientras que las tensiones entre fases permanecen sin distorsión. La distorsión causada por las armónicas triples puede observarse mediante el uso de un instrumento apropiado conectado entre las terminales de fase y neutro; en cambio si el instrumento se conecta entre los conductores de fases la distorsión causada por las terceras armónicas no sería apreciada [8].

Los resultados obtenidos anteriormente dejan de ser ciertos cuando:

- Las fuentes generadoras de corrientes armónicas conectadas en fases diferentes no son iguales, formando una carga desbalanceada para el sistema o porque tienen un contenido espectral distinto.
- Las impedancias de los conductores del sistema son distintas.
- Las tensiones de generación del sistema trifásico no son senoidales o están desbalanceadas.

Cuando las componentes armónicas están desbalanceadas dejan de comportarse como se expuso anteriormente. En estos casos cada componente armónica se descompone en sistemas de secuencia positiva, negativa y cero [6], lo cual complica el análisis de las armónicas dentro del sistema eléctrico debido a que las armónicas de frecuencia fundamental tienen componentes de secuencia positiva, negativa y cero, que las armónicas de segundo orden también tienen componentes de secuencia positiva, negativa y cero, que las armónicas de tercer orden dejan de estar en fase, descomponiéndose en sistemas de secuencia positiva, negativa y cero y así sucesivamente.

1.5 Valor eficaz de una forma de onda distorsionada

Cuando un voltaje no es senoidal su valor eficaz se calcula mediante la siguiente ecuación [4]:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}\tag{1.24}$$

y aplicando la ecuación 1.24 en la ecuación 1.4 se tiene la siguiente expresión:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \sqrt{2}V_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots)^2 dt}\tag{1.25}$$

al hacer el desarrollo del cuadrado de $v(t)$ dentro de la integral se llega a la expresión:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + \varphi_1) (\sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \text{sen}(2\omega t + \varphi_2) + \dots) \right. \\ \left. + \sqrt{2}V_2 \text{sen}(2\omega t + \varphi_2) (\sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \text{sen}(2\omega t + \varphi_2) + \dots) \right. \\ \left. + \sqrt{2}V_3 \text{sen}(3\omega t + \varphi_3) (\sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}V_2 \text{sen}(2\omega t + \varphi_2) + \dots) + \dots \right) dt} \quad (1.26)$$

Dentro de la integral se tienen básicamente dos tipos de términos, uno que expresa el producto de dos componentes armónicas de orden distinto:

$$2V_n V_m \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \text{sen}(m\omega t + \varphi_m) \quad (1.27)$$

y otro que expresa el producto de dos componentes armónicas del mismo orden:

$$2V_n^2 \text{sen}^2(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.28)$$

La ecuación 1.27 puede expresarse como:

$$V_n V_m \cos((n - m)\omega t + \varphi_n - \varphi_m) + V_n V_m \cos((n + m)\omega t + \varphi_n + \varphi_m) \quad (1.29)$$

por otra parte, la ecuación 1.28 se puede expresar como:

$$V_n^2 + V_n^2 \cos(2n\omega t + 2\varphi_n) \quad (1.30)$$

La integral de la ecuación 1.29 para un ciclo completo de $v(t)$ es igual a cero, mientras que la integral de la ecuación 1.30 para un ciclo completo de $v(t)$ es TV_n^2 . Utilizando estos resultados en la ecuación 1.26 se obtiene:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} (TV_1^2 + TV_2^2 + TV_3^2 + \dots)} \quad (1.31)$$

Finalmente el valor eficaz de un voltaje con distorsión armónica es [2 y 6]:

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.32)$$

para corrientes con componentes armónicas se obtiene una expresión similar [6]:

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.33)$$

El valor eficaz proporciona un valor constante (o de directa) con la misma capacidad de entregar potencia que una forma de onda de alterna [4]. El uso de valores eficaces, tanto para corriente como

para voltaje ofrece ventajas sobre el empleo de los valores máximos o de pico, por ejemplo, los instrumentos de medición de hierro móvil y los electrodinamométricos miden valores eficaces en forma natural [9]. El calor generado en un equipo eléctrico se debe al valor eficaz de la corriente que circula a través de él y el calor constituye la limitante principal en la operación de los equipos eléctricos y electrónicos, por este motivo se prefiere su uso sobre el valor de pico.

1.6 Factor de cresta

El factor de cresta, es definido como la relación del valor de pico al valor eficaz de una forma de onda [9, 10 y 11], y se le considera un indicador de qué tan puntiaguda o que tan aplanada es la forma de onda con respecto a una senoidal [4].

El factor de cresta para un voltaje, también conocido como factor de amplitud [9], se define del siguiente modo:

$$fc = \frac{V_p}{V_{rms}} \quad (1.34)$$

y del mismo modo, para una corriente, el factor de cresta es:

$$fc = \frac{I_p}{I_{rms}} \quad (1.35)$$

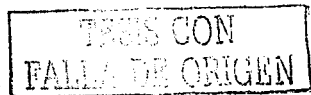
Para una forma de onda senoidal el factor de cresta tiene un valor de $\sqrt{2}$, que es aproximadamente 1.4142.

Este parámetro proporciona información muy valiosa, junto con el valor eficaz, sobre la forma que guarda la corriente o el voltaje en un sistema eléctrico. Las formas de onda periódicas no senoidales con factores de cresta mayores a 1.4142 tienen valores de pico elevados y tienden a ser esbeltas y puntiagudas, mientras que aquellas formas de onda periódicas no senoidales con factores de cresta menores a 1.4142 tienen valores de pico reducidos y tienden a ser amplias y aplanadas.

El factor de cresta es un indicador de cuál es el valor de pico que necesita alcanzar una forma de onda distorsionada para que pueda entregar su valor eficaz. Por ejemplo una forma de onda ancha y de poca amplitud no requiere de un factor de cresta elevado para poder entregar su valor eficaz, ya que la forma de onda contiene en un periodo la potencia necesaria. Del mismo modo, una forma de onda alta y esbelta requiere un factor de cresta elevado para poder contener en un periodo el valor eficaz adecuado para satisfacer las necesidades de potencia de la carga.

En la figura 1.11 se muestra una forma de onda de voltaje no senoidal, con un valor eficaz de 120 V y con un valor de pico de 159 V_p. El factor de cresta para este voltaje es de:

$$fc = \frac{159}{120} = 1.325$$



El valor calculado para el factor de cresta es menor a 1.4142, lo cual indica que la forma de onda del voltaje está ligeramente achatada en sus puntos máximos y mínimos como se muestra en la figura 1.11.

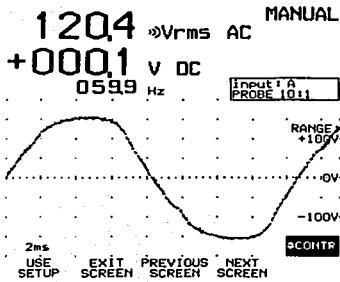


Figura 1.11

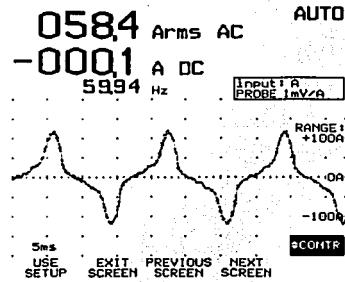


Figura 1.12

Para el mismo valor eficaz de 120 V, un voltaje senoidal tiene un valor de pico de 169 Volts. Aunque el voltaje de la figura 1.11 tiene un valor eficaz de 120 V, los valores instantáneos en las crestas y los valles son menores a los valores que tendría si su forma de onda fuera senoidal. Esto significa que el voltaje mostrado en la figura 1.11 alcanza valores de pico menores a los que alcanzaría si fuera senoidal. De acuerdo a la figura 1.11, el valor de pico alcanzado por el voltaje distorsionado es el 94% del valor que tendría si fuera senoidal.

En la figura 1.12 se presenta una forma de onda de corriente no senoidal con un valor eficaz de 58.4 A y con un valor de pico de 122 A.

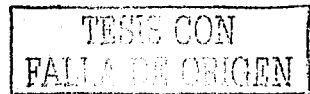
El factor de cresta para esta corriente es de

$$f_c = \frac{122}{58.4} = 2.089$$

El valor obtenido para el factor de cresta es mayor a 1.4142, esto indica que la forma de onda de la corriente tiene picos de corriente que alcanzan valores muy elevados.

Para el mismo valor eficaz de corriente de 58.4 A, una corriente senoidal tiene un valor de pico de 82.59 A, esto indica que la corriente de la figura 1.12 alcanza un valor de pico del 147% de lo que alcanzaría si la forma de onda de la corriente fuera senoidal.

Una forma de onda con un factor de cresta menor a 1.4142 presenta infravalores instantáneos por estar aplanada en sus crestas y sus valles. Por otra parte, una forma de onda con un factor de cresta mayor a 1.4142 tiene sobrevalores instantáneos por tener valores de pico muy elevados. El factor de cresta es un indicador de la existencia de distorsión en una forma de onda cuando tiene un valor diferente a 1.4142.



Una corriente como la mostrada en la figura 1.12 que tiene una forma de onda esbelta requiere un valor de pico muy elevado para contener, dentro de un periodo, el valor eficaz necesario para la potencia que debe de entregar. Esta corriente tiene un contenido elevado de tercera armónica, que provoca la forma pulsante y esbelta de la corriente.

Si el valor de pico fuera menor y la corriente conservara su forma esbelta, el valor eficaz se reduciría ya que el cuadrado de la corriente en un ciclo tendría un área menor bajo la curva, y la potencia que podría entregar esta corriente sería menor. Claro que esta situación no sería posible físicamente porque, la disminución del valor eficaz de la tercera armónica ocasionaría que la componente fundamental tuviera una amplitud relativa mayor y, la disminución del valor de pico vendría acompañada de un ensanchamiento de la forma de onda de la corriente.

La forma en que disminuyendo el valor de pico la corriente conserve su valor eficaz sería que la disminución en la amplitud fuera acompañada por un ensanchamiento de la forma de onda de la corriente, motivado por un cambio de fase en la tercera armónica de la corriente.

No debe de tomarse la magnitud del factor de cresta como un indicador del grado de distorsión, es decir, un factor de cresta muy alejado de 1.4142 no siempre es un indicador de distorsión elevada en una forma de onda, del mismo modo que un factor de cresta muy cercano a 1.4142 no siempre es un indicador de distorsión reducida en una forma de onda.

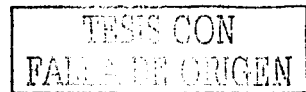
Aunque las formas de onda de las figuras 1.11 y 1.12, y sus factores de cresta correspondientes, llevarían a concluir que el valor del factor de cresta es un indicador del grado de distorsión, esta conclusión no es de carácter general. Como se verá más adelante, existen situaciones donde una forma de onda tiene mayor distorsión armónica, a pesar de tener un factor de cresta mas cercano a 1.4142, que otras formas de onda con un factor de cresta mayor. Un factor de cresta distinto a 1.4142 es un indicador cualitativo de la existencia de distorsión armónica en una forma de onda.

Los valores eficaces se utilizan ampliamente por ser un valor asociado a la cantidad de potencia que la forma de onda puede entregar, sin embargo no se debe descartar el uso de los valores máximos o de pico, ya que ciertas situaciones son evaluadas de mejor forma mediante su uso en lugar de los valores eficaces.

Por ejemplo, la tensión máxima a la que se somete un aislamiento es el valor pico del voltaje [9], del mismo modo que la corriente máxima instantánea en un dispositivo electrónico es el valor de pico de la corriente [2]. El uso del valor eficaz en este tipo de situaciones sin conocer el factor de cresta daría origen a errores, ya que bajo condiciones de distorsión armónica el factor de cresta es distinto a 1.4142 y los valores que proporcionan información útil son los de pico.

1.7 Figuras de mérito que cuantifican distorsión armónica

Las figuras de mérito son expresiones que se utilizan para cuantificar los efectos que genera la distorsión armónica en un parámetro eléctrico, en un dispositivo que forma parte del sistema eléctrico o en equipos cercanos. Existen figuras que indican los niveles de distorsión armónica del voltaje y de la corriente, así como una figura de mérito que evalúa el sobrecalentamiento que experimentan los



devanados de un transformador cuando es sometido a corrientes armónicas y una figura que se encarga de evaluar la interferencia en las líneas telefónicas cercanas a conductores que transportan armónicas.

Las figuras de mérito que evalúan distorsión armónica indican mediante una proporción el grado de distorsión contenido en una forma de onda. Esta evaluación se hace comparando, mediante un cociente, el valor eficaz de la componente armónica, del voltaje o de la corriente, con el valor eficaz de la componente fundamental o con el valor eficaz de la forma de onda distorsionada.

Las componentes armónicas del voltaje y de la corriente se calculan mediante las siguientes expresiones [12]:

$$V_{II} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (1.36)$$

$$I_{II} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.37)$$

1.7.1 Distorsión armónica total respecto a la componente fundamental

El factor de distorsión del voltaje o Voltage Factor Distortion (VFD), se calcula como el cociente de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores de pico (no valores eficaces) de las componentes armónicas con el valor de pico de la componente fundamental [3]:

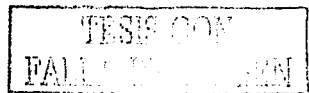
$$VFD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{pn}^2}}{V_{p1}} \quad (1.38)$$

en donde: V_{pn} es el valor de pico de la n ésima componente armónica del voltaje y V_{p1} es el valor de pico de la componente fundamental del voltaje.

El factor de distorsión de corriente o Current Factor Distorsion (CFD) se obtiene de una forma similar [3]:

$$CFD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{pn}^2}}{I_{p1}} \quad (1.39)$$

en donde: I_{pn} es el valor de pico de la n ésima componente armónica de la corriente e I_{p1} es el valor de pico de la componente fundamental de la corriente.



Las figuras de mérito de las ecuaciones 1.38 y 1.39 se han definido en forma genérica bajo el nombre de factor de distorsión (Distortion Factor) mediante la ecuación [12]:

$$DF = \sqrt{\frac{\sum (\text{Componentes armónicas})^2}{(\text{Componente fundamental})^2}} \quad (1.40)$$

Actualmente, los factores de distorsión armónica, se calculan mediante las figuras de mérito denominadas distorsión armónica total o Total Harmonic Distortion (THD), las cuales se han vuelto de uso común [12]. Estos factores consideran el uso de los valores eficaces de las armónicas en vez de sus valores de pico.

La distorsión armónica total con respecto al valor eficaz de la fundamental es la proporción del valor eficaz de las componentes armónicas con respecto al valor eficaz de la fundamental.

La distorsión armónica total del voltaje y de la corriente con respecto a la componente fundamental se pueden obtener mediante las expresiones siguientes [6, 11, 12 y 13]:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (1.41)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1.42)$$

Estas ecuaciones llegan al mismo resultado de las ecuaciones 1.38 y 1.39 por ser 1.4142 la relación entre valores de pico y valores eficaces para las componentes armónicas.

La referencia [3] fue editada en 1984 mediante la integración de artículos existentes previamente. Los instrumentos de medición disponibles en aquella época no tenían las capacidades de los instrumentos de la actualidad, y con los equipos disponibles era más sencillo obtener el valor de pico de las componentes armónicas que su valor eficaz. El autor piensa que por el motivo anterior todas las figuras de mérito que aparecen en la referencia [3] siempre vienen referidas a las amplitudes o valores de pico.

Debido a que los valores eficaces son de mayor uso que los valores de pico, por los motivos expuestos en la sección 1.5, actualmente estas figuras de mérito se calculan mediante el valor eficaz, aprovechando que la capacidad de procesamiento de los equipos de medición actuales permite obtener estos parámetros fácilmente.



1.7.2 Distorsión armónica total respecto al valor eficaz

El THD con respecto al valor eficaz es otra forma de cuantificar la distorsión armónica del voltaje o la corriente. Este factor de distorsión se calcula como la relación de la raíz cuadrada de la componente armónica del voltaje o la corriente, al valor eficaz del voltaje o la corriente no senoidales.

La distorsión armónica total con respecto al valor eficaz es la proporción del valor eficaz de las componentes armónicas con respecto al valor eficaz de la forma de onda distorsionada.

Para voltajes y corrientes la distorsión armónica total con respecto al valor eficaz de la forma de onda se calcula mediante las siguientes expresiones [11]:

$$\text{THD}_{V_{\text{rms}}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_{\text{rms}}} \quad (1.43)$$

$$\text{THD}_{I_{\text{rms}}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{\text{rms}}} \quad (1.44)$$

Al factor de distorsión de la ecuación 1.43 también se le conoce como índice de distorsión armónica o Harmonic Distortion Index (DIN) [6].

1.7.3 ¿Qué figura de mérito conviene utilizar?

Ahora que se sabe que existen dos figuras de mérito que cuantifican la distorsión armónica surge la cuestión acerca de qué figura es la que más conviene utilizar. Los equipos de medición actuales pueden calcular ambas figuras en forma simultánea, en algunos casos, o bien permiten seleccionar la figura que se desea calcular.

Los límites de distorsión armónica de la referencia [12] para el voltaje se establecen en base a la distorsión con respecto al valor eficaz de la componente fundamental. Esta misma referencia establece límites de distorsión para la corriente con respecto al valor eficaz de la componente fundamental de la demanda máxima de corriente. La referencia [8] compara el contenido armónico de la corriente de excitación de un transformador con respecto al valor eficaz de la componente fundamental. La referencia [14] indica que la distorsión armónica se obtiene al dividir entre el valor eficaz de la componente fundamental.

Idealmente el voltaje y la corriente deberían ser senoidales, sin distorsión. La distorsión armónica total, con respecto a la componente fundamental, compara la componente armónica del voltaje o de la corriente, con el valor eficaz de una senoidal a frecuencia fundamental, que es el estado ideal de ambos parámetros eléctricos.

Por otra parte, la distorsión armónica total con respecto al valor eficaz compara la componente armónica, del voltaje o de la corriente, con el valor eficaz de la forma de onda. La diferencia radica en que no se compara contra el valor eficaz de una senoidal, sino contra el valor eficaz de una señal que puede tener cualquier forma de onda.

Cuando la distorsión es muy baja, el valor eficaz de la componente fundamental es muy parecido al valor eficaz de la forma de onda analizada, ya que las componentes armónicas prácticamente no producen cambios en el valor eficaz total. Esta situación es ilustrada en la figura 1.13, en donde se observa un análisis de espectro y que ambas figuras de mérito tienen el mismo valor.

Por otra parte, cuando la distorsión es elevada, el valor eficaz del contenido armónico ya tiene una magnitud considerable, con respecto al valor eficaz de la componente fundamental, y las componentes armónicas ya intervienen en la magnitud resultante del valor eficaz. Un contenido armónico alto produce una elevada distorsión armónica total con respecto a la fundamental debido a que algunas componentes armónicas puede tomar valores cercanos al de la fundamental, llegando en algunos casos a ser incluso superiores.

Estas componentes armónicas con valor elevado, también afectan al valor eficaz total, y el resultado es que éste aumenta con el contenido armónico y la distorsión armónica total con respecto al valor eficaz no es tan elevada. Esta situación es ilustrada en la figura 1.14 en donde se muestra un análisis de espectro y se observa que la distorsión armónica total con respecto al valor eficaz es mayor a la distorsión armónica total con respecto a la fundamental por el alto contenido armónico de la forma de onda.

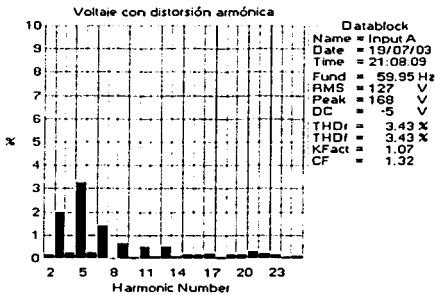


Figura 1.13

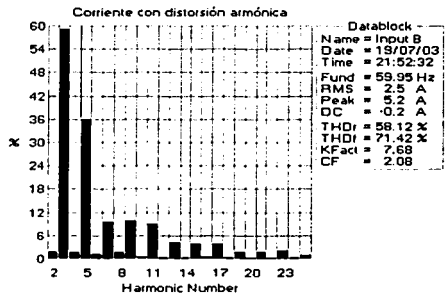
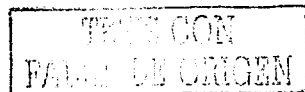


Figura 1.14

Por los motivos anteriores se recomienda el uso de la distorsión armónica total con respecto a la componente fundamental, ya que su base de comparación es una onda senoidal, que constituye la forma de onda ideal para el voltaje y la corriente.



2. Dispositivos generadores de distorsión armónica

2.1 Introducción

Un sistema eléctrico es integrado por diversos elementos como transformadores, generadores, motores, convertidores de estado sólido, conductores, bancos de capacitores, entre otros; algunos de estos elementos tienen la propiedad de no modificar la forma senoidal del voltaje o la corriente, recibiendo el nombre de elementos lineales.

Las armónicas en los sistemas eléctricos se originan por la presencia de elementos no lineales los cuales distorsionan la corriente o el voltaje. Las características particulares de operación de cada elemento no lineal hace que las distorsiones ocasionadas en la corriente y el voltaje sean distintas para cada uno, tanto en su contenido armónico como en su contribución en el sistema eléctrico.

2.2 Elementos lineales y no lineales

En un sistema eléctrico existen elementos lineales y elementos no lineales. Tal clasificación se basa en la relación de proporción entre la corriente y el voltaje en un elemento. La gráfica de corriente vs. voltaje del elemento es de utilidad para determinar si la relación entre la tensión y la corriente es lineal o no [11].

Un elemento lineal es aquel cuyo voltaje entre sus terminales cambia en la misma proporción de la corriente que circula a través de él [2 y 6]. Esto implica que un elemento lineal demanda una corriente senoidal al sistema eléctrico cuando se le aplica una tensión senoidal.

Los resistores son elementos lineales porque demandan una corriente proporcional a la tensión aplicada. En el caso de los inductores y los capacitores, la corriente es proporcional al voltaje del elemento pero con un desfaseamiento. La figura 2.1 muestra la gráfica de corriente contra voltaje en un elemento resistivo.

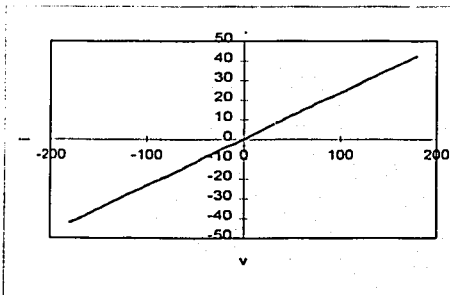


Figura 2.1

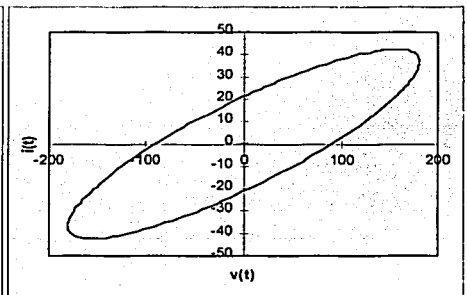


Figura 2.2

En los inductores y los capacitores la corriente no está en fase con el voltaje, por lo tanto la gráfica de corriente contra voltaje no es una recta. La gráfica para un elemento resistivo-inductivo o resistivo-capacitivo tiene una forma elíptica. En la figura 2.2 se muestra una gráfica de corriente vs. voltaje para un elemento resistivo inductivo con un ángulo de desfase de 30° entre el voltaje y la corriente.

Un elemento no lineal es aquel que demanda una corriente no senoidal cuando se le aplica una tensión senoidal [7 y 15]. La figura 2.3 muestra que, la gráfica de corriente vs. voltaje para un elemento no lineal no tiene la forma de una línea recta o una elipse, que caracteriza a los elementos lineales.

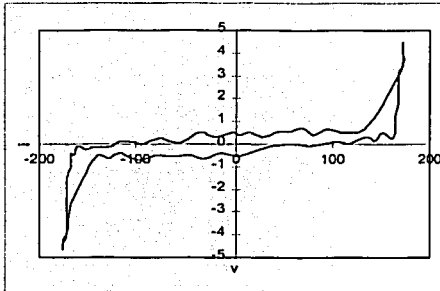


Figura 2.3

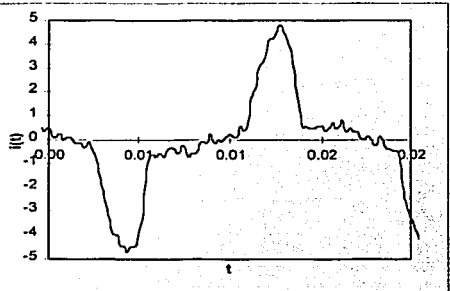


Figura 2.4

En la figura 2.4 se muestra que, la forma de onda de la corriente que produce la curva de corriente vs. voltaje de la figura 2.3 tiene distorsión armónica y, por lo tanto, el dispositivo que genera esta corriente es considerado como no lineal.

Los elementos no lineales que forman parte de un sistema eléctrico pueden clasificarse de la siguiente manera [6]:

1. Dispositivos ferromagnéticos.
2. Convertidores estáticos de potencia.
3. Dispositivos a base de arco eléctrico.

Esta clasificación se basa en los principios físicos de funcionamiento de cada uno de estos elementos.

La primera categoría abarca las máquinas eléctricas que tienen devanados arrollados alrededor de un núcleo ferromagnético, que se caracteriza por ser un material saturable como transformadores, motores y generadores síncronos y motores de inducción [6].

Los convertidores estáticos de potencia, basados en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, han tenido un amplio desarrollo y actualmente se les encuentra en controladores de velocidad para motores, en fuentes de alimentación, controles de iluminación,

sistemas de energía ininterrumpida y sistemas de corriente directa de alto voltaje, etc, constituyendo la fuente más importante de distorsión armónica [6].

Los dispositivos a base de arco eléctrico comprenden a los hornos de arco y de inducción, las soldadoras eléctricas, el alumbrado fluorescente y el alumbrado a base de vapor de sodio y vapor de mercurio [6].

2.3 Dispositivos ferromagnéticos

2.3.1 Transformadores

La característica principal del núcleo de acero de un transformador es que su permeabilidad μ no es constante [16]. La figura 2.5 muestra una curva de magnetización típica a la corriente directa del acero laminado para transformadores.

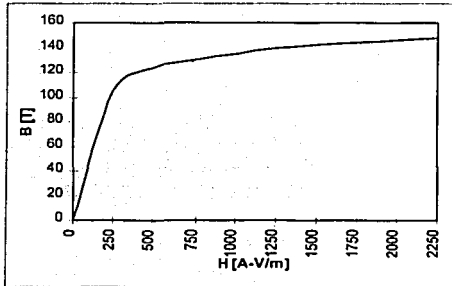


Figura 2.5

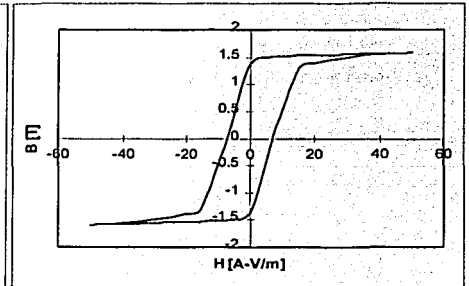


Figura 2.6

La densidad de flujo B y la excitación magnética H se relacionan mediante la siguiente ecuación:

$$B = \mu H \quad (2.1)$$

Para valores pequeños de H , la permeabilidad μ del núcleo tiene un valor constante ocasionando que B sea proporcional a la excitación magnética; sin embargo, llega un momento en el que cualquier incremento en H ocasiona que B apenas cambie [5 y 16], esta es la condición de saturación del núcleo, que se caracteriza porque la permeabilidad del acero disminuye notablemente [16], como se puede apreciar en la figura 2.5.

Cuando el devanado primario de un transformador es excitado con una tensión senoidal, se obtiene la curva de histéresis característica de los materiales ferromagnéticos. En la figura 2.6 se muestra el ciclo de histéresis para un núcleo de acero laminado [17], en donde se aprecia la relación no lineal entre la excitación magnética y la densidad de flujo magnético en el núcleo.

En la figura 2.7 se muestran el ciclo de histéresis, el flujo magnético que circula por el núcleo y la corriente de excitación resultante de la relación no lineal entre la densidad de flujo, B , y la excitación magnética H ; esta relación establece que se requiere un flujo senoidal para que la corriente tenga la forma mostrada en la figura, y del mismo modo, para que el flujo sea senoidal se requiere que la corriente tenga la forma mostrada en la figura. Al no ser lineal la relación entre la densidad de flujo B y la excitación magnética H la corriente de excitación no es senoidal aún cuando la tensión aplicada sea senoidal [8].

Si la tensión aplicada al devanado primario del transformador es senoidal, el flujo magnético también es senoidal [8]. La tensión inducida en el devanado secundario depende del flujo mutuo ϕ , si el flujo es senoidal la tensión inducida en el secundario también es senoidal.

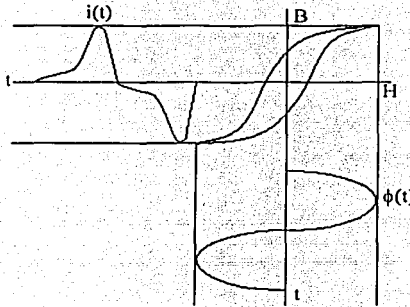


Figura 2.7

Transformación monofásica

En la figura 2.8 se muestra la forma de onda de la corriente de excitación de un transformador monofásico de 3 kVA, alimentado con una tensión senoidal de 127 V a 60 Hz. Esta corriente tiene un valor eficaz de 2.67 A, un valor pico de 5.32 A y un factor de cresta aproximado de 2.0.

La figura muestra que la corriente de excitación tiene simetría de media onda y, por lo tanto, la magnitud de las armónicas pares es despreciable al compararla con las componentes impares. La tercera armónica, que es la componente predominante, es el 41% de la fundamental, la quinta armónica tiene una magnitud del 10% de la fundamental, la séptima del 3% y la novena del 2%. Las demás componentes son de magnitudes despreciables.

Los valores de distorsión que alcanza la corriente de excitación del transformador son elevados. Para el caso de la unidad utilizada, su distorsión armónica total con respecto a la componente fundamental es del 39.16% y su principal componente es la tercera armónica. La magnitud de esta armónica, combinada con su ángulo de fase, provoca que la corriente de excitación sea alta y esbelta y con un factor de cresta elevado.

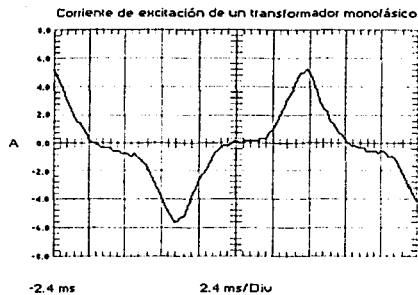


Figura 2.8

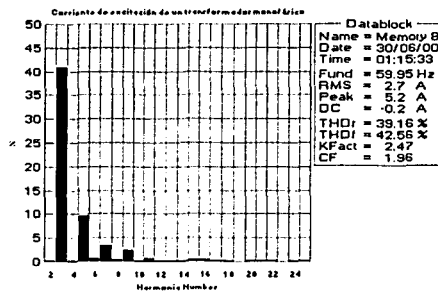


Figura 2.9

Las magnitudes de las componentes tercera, quinta y séptima, referidas en porcentaje de la componente fundamental, por lo regular caen dentro del siguiente intervalo [8], siempre y cuando la fuente de excitación sea sinusoidal:

- 3ª armónica: 10% al 60%
- 5ª armónica: 0% al 30%
- 7ª armónica: 0% al 20%

Si el transformador está operando en la región de saturación, cualquier aumento pequeño en la tensión de alimentación provoca incrementos grandes en la corriente de excitación, haciendo que se deforme aún más, y que las armónicas alcancen valores elevados con respecto a la componente fundamental de la corriente [8].

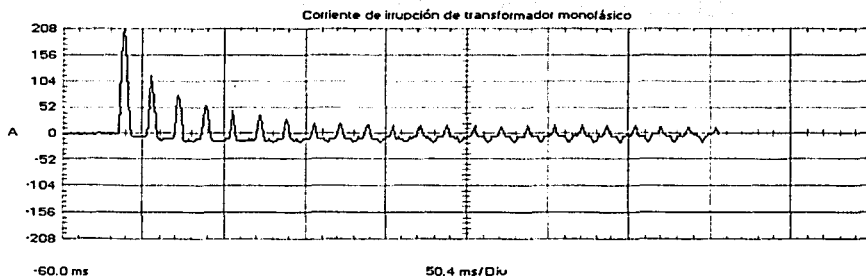
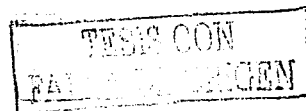


Figura 2.10

Cuando se energiza en forma abrupta un transformador demanda una corriente distorsionada conocida como corriente de irrupción. La forma de onda de esta corriente depende de la densidad de



flujo remanente en el núcleo y del valor instantáneo del voltaje al momento de energizar el transformador [8 y 18]. Esta corriente se caracteriza por tener inicialmente un alto contenido de segunda y cuarta armónicas [19].

Debido al flujo magnético remanente, al momento de energizar el transformador el flujo en el núcleo puede llegar ser más del doble del flujo normal [8 y 18]. Este valor excesivo de flujo provoca que el transformador entre en la zona de saturación del material magnético [18], demandando una corriente de irrupción muy elevada [8, 16 y 18] y con una distorsión armónica sumamente elevada. En la figura 2.10 se muestra la corriente de irrupción para la unidad monofásica de 3 kVA considerada anteriormente.

Transformación trifásica

La corriente de excitación para las transformaciones trifásicas tiene algunas variaciones con respecto a la transformación monofásica debido a:

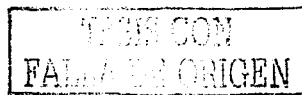
- Los tipos distintos de conexión (delta o estrella) de los devanados.
- Los circuitos magnéticos formados por los núcleos de las unidades trifásicas (núcleos tipo columna y tipo acorazado).

Para ver los efectos de las conexiones sobre la corriente de excitación, se utilizó un banco trifásico formado a base de tres unidades monofásicas idénticas, en conexión estrella - estrella. De acuerdo a lo visto en el capítulo uno, es necesario que el neutro del primario del banco trifásico esté conectado con el neutro de la fuente de voltaje, para que las terceras armónicas de la corriente de excitación puedan circular a través del alimentador del primario.

La falta del neutro de retorno impide que las terceras armónicas de las corrientes de excitación circulen por el sistema y que las corrientes de excitación sean a base de una componente fundamental más quinta armónica y séptima armónica, básicamente [8]. La ausencia de la tercera armónica de corriente ocasiona que el flujo magnético no sea senoidal, de acuerdo a lo expuesto en la teoría de la transformación monofásica, y que tenga un alto contenido de tercera armónica [8].

Como el flujo que magnetiza al núcleo ya no es senoidal, las tensiones inducidas en el secundario del transformador tampoco son senoidales y contienen un alto porcentaje de tercera armónica. El núcleo magnético de las unidades monofásicas constituye un circuito cerrado para que puedan circular las terceras armónicas del flujo [8], las cuales provocan distorsión en la tensión inducida del secundario del banco, ya que ésta depende del flujo magnético. De acuerdo a lo expuesto en el primer capítulo, las tensiones al neutro experimentan distorsión por tercera armónica, mientras que las tensiones entre fases carecen de esta componente y permanecen prácticamente senoidales.

En la figura 2.11 se muestra la corriente de excitación para un banco trifásico a base de tres unidades monofásicas, de 3 kVA cada una, en conexión estrella - estrella con el neutro del primario sin conectar al neutro de la red de alimentación. El espectro de la figura 2.12 muestra que la distorsión armónica de la corriente de excitación es menor con respecto al caso monofásico, por la magnitud casi despreciable de la tercera armónica. En este tipo de transformación, la quinta armónica tiene una amplitud del 24% de la componente fundamental, que es mayor a la que tiene en la transformación monofásica.



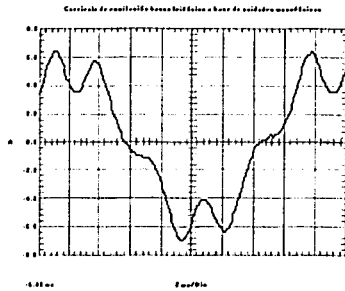


Figura 2.11

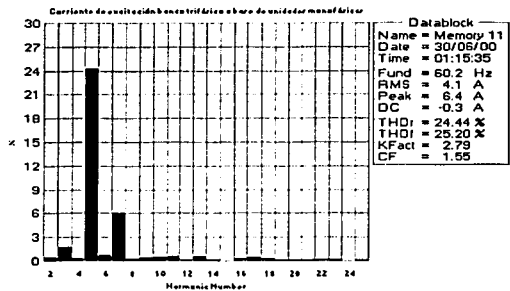
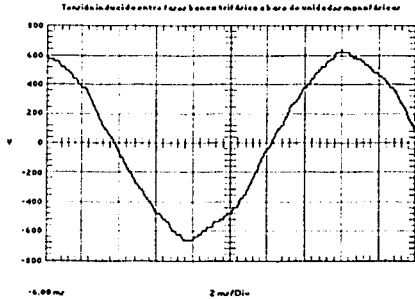


Figura 2.12

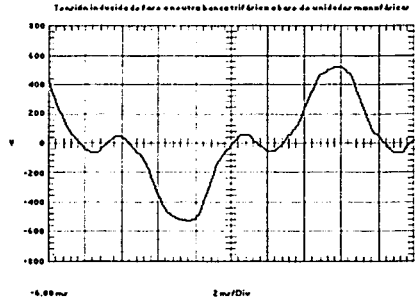
La tensión inducida entre fases se muestra en la figura 2.13 y aunque no tiene una forma de onda precisamente senoidal, su contenido armónico es reducido. La distorsión armónica total tiene un valor del 3.40% con respecto a la componente fundamental y al valor eficaz. La tensión inducida al neutro se muestra en la figura 2.14, donde se puede apreciar una elevada distorsión en la forma de onda, causada por tercera armónica. La distorsión armónica total para la tensión al neutro es de 53.44% con respecto a la componente fundamental y de 47.13% con respecto al valor eficaz.



THD_v=3.4%

THD_{v(rms)}=3.4%

Figura 2.13



THD_v=53.44%

THD_{v(rms)}=47.13%

Figura 2.14

Si el neutro del primario del banco trifásico se conecta con el neutro de la fuente, se tiene una trayectoria por donde pueden circular las terceras armónicas de la corriente de excitación. Esta circulación de terceras armónicas de corriente hace que el flujo magnético sea senoidal y que las tensiones inducidas en el secundario también lo sean.

En la figura 2.15 se muestra la forma de onda de la corriente de excitación del banco trifásico, para la condición expuesta en el párrafo anterior; en la figura 2.16 se muestra el análisis de espectro, donde se observa la presencia de la componente de tercera armónica de la corriente de excitación. Las tensiones al neutro del lado secundario del transformador se han vuelto prácticamente senoidales, como lo muestra la figura 2.18; la distorsión reducida de las tensiones entre fases disminuye aún más, como se observa en la figura 2.17, por la conexión del neutro del banco.

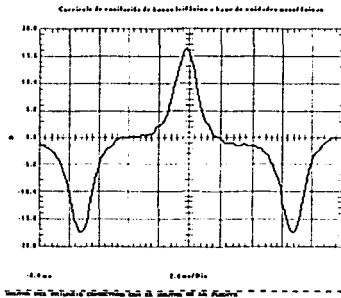


Figura 2.15

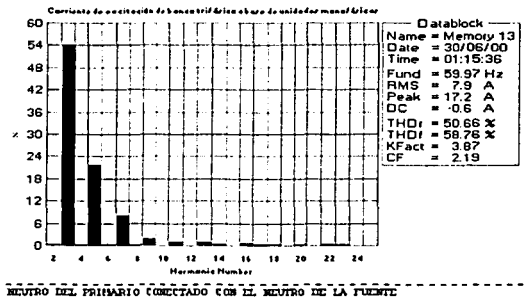
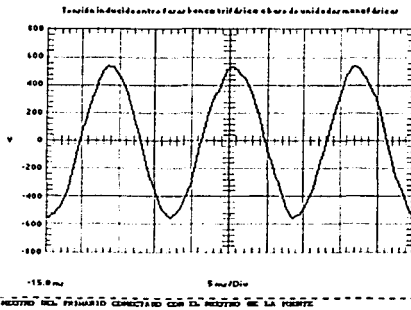
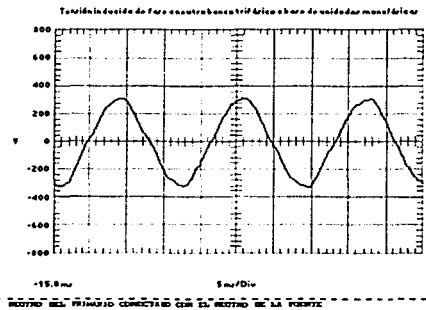


Figura 2.16



$THD_V = 2.43\%$ $THD_{V_{rms}} = 2.43\%$

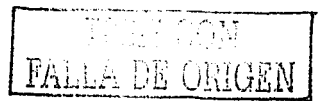
Figura 2.17



$THD_V = 4.99\%$ $THD_{V_{rms}} = 4.99\%$

Figura 2.18

La corriente de irrupción para el banco trifásico a base de unidades monofásicas se presenta en las figuras 2.19 y 2.20 para los casos sin conexión entre el neutro del primario y el neutro de la fuente y con conexión respectivamente. Aunque el banco es igual y lo único que cambia en cada caso es la conexión del neutro del primario con el neutro de la fuente las formas de onda de las corrientes de



irrupción son diferentes para cada caso. Esta diferencia en las formas de onda ocasionada por el tipo de conexión provoca que el contenido espectral para cada caso sea distinto.

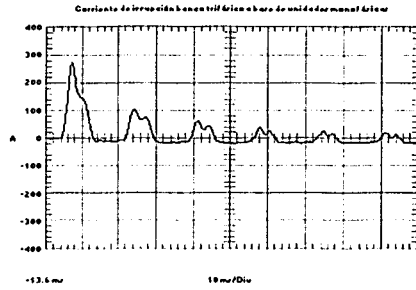


Figura 2.19

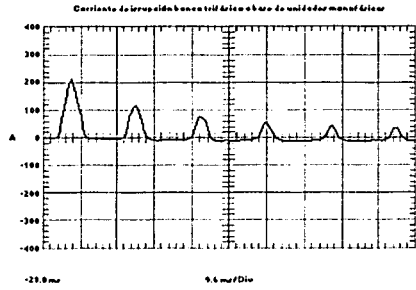


Figura 2.20

Transformador trifásico con núcleo de cinco columnas

Este transformador tiene un núcleo como el mostrado en la figura 2.21. La existencia de la cuarta y quinta columnas permite la circulación de terceras armónicas de flujo magnético en caso de que los devanados primario y secundario tengan conexión en estrella y el neutro de la estrella del primario no esté conectado con el neutro de la fuente, apareciendo terceras armónicas de voltaje en las tensiones de fase a neutro del secundario.

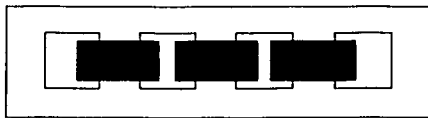


Figura 2.21

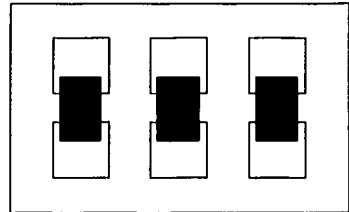


Figura 2.22

Transformador trifásico con núcleo de tipo acorazado

Este transformador tiene un núcleo como el mostrado en la figura 2.22; los yugos laterales que constituyen las partes del núcleo que envuelven a los devanados, permiten la circulación de terceras armónicas de flujo cuando la conexión de los devanados es estrella - estrella y el neutro del devanado

primario no tiene conexión con el neutro de la fuente, apareciendo terceras armónicas de voltaje en las tensiones de fase a neutro del secundario.

2.3.2 Motores de inducción

En un motor de inducción, de forma semejante a un transformador, la permeabilidad μ del núcleo magnético no es constante y, por lo tanto, su corriente corriente de vacío también no es senoidal. Esta relación no lineal, entre la excitación magnética H y la densidad de flujo B de un motor de inducción, permite obtener una curva de magnetización similar a la curva de los transformadores.

Un motor de inducción tiene un entrehierro que provoca que las curvas de B vs. H sean distintas para un motor y un transformador de capacidades similares [16]. El entrehierro, además de ser un elemento lineal por ser de aire, tiene una reluctancia muy elevada que debilita el acoplamiento magnético entre el rotor y el estator, y provoca que para una cierta tensión un motor de inducción requiera una corriente de excitación mayor que un transformador para lograr un mismo nivel de flujo magnético [16].

En la figura 2.23 se presenta una comparación entre las curvas de magnetización de un transformador y un motor de inducción de capacidades similares [16]. Para un mismo valor de densidad de flujo B , un transformador y un motor de inducción tienen valores distintos de excitación magnética H . Para un mismo valor de la densidad de flujo, la excitación magnética de un motor de inducción es mayor a la un transformador.

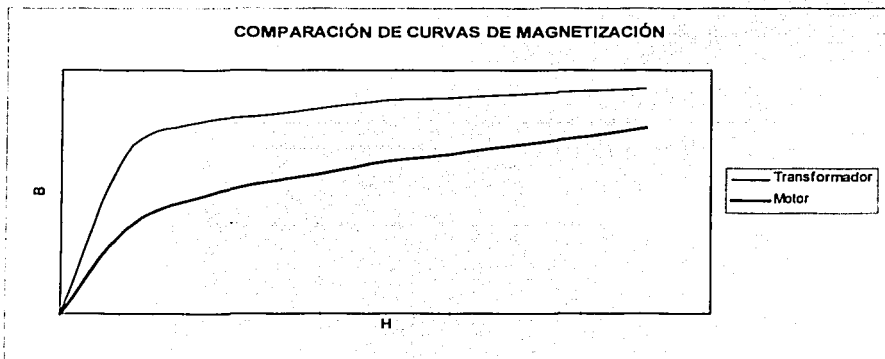


Figura 2.23

La forma de onda de la figura 2.24 corresponde a la corriente de vacío de un motor de inducción de 3 HP. (2238 W) y, se observa que tiene menor distorsión armónica que la corriente del transformador monofásico de 3 kVA. La figura 2.25 muestra el espectro de magnitud de la corriente de vacío del motor de inducción, donde se observa que las armónicas características son la tercera, quinta y séptima, aunque existen otras componentes de orden superior de magnitud despreciable. La corriente

de vacío de este motor tiene un THD_i del 7%, que comparado con el THD_i del 40% del transformador monofásico de 3 KVA resulta ser mucho mas bajo, incluso aunque las capacidades de ambas máquinas no sean iguales.

La linealidad del entrehierro de los motores de inducción provoca que su corriente tenga una menor distorsión armónica que la de los transformadores.

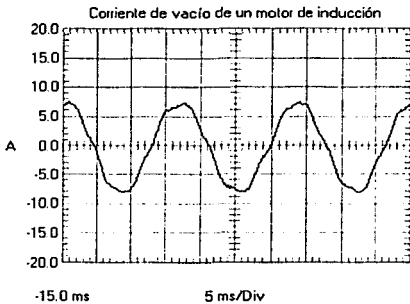


Figura 2.24

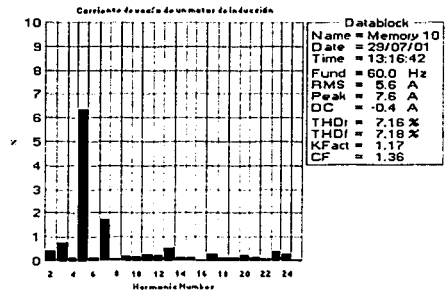


Figura 2.25

2.4 Convertidores electrónicos de potencia

Los convertidores electrónicos son utilizados con el propósito de transformar la potencia eléctrica de una forma a otra [6], mediante la operación de interrupción y paso de energía eléctrica de los dispositivos electrónicos que forman parte de los convertidores.

La capacidad de la electrónica de potencia, de controlar cantidades de energía cada vez mayores con una gran eficiencia [20], ha propiciado su uso en una gran variedad de aplicaciones que requieren la conversión de potencia eléctrica.

Los convertidores electrónicos para el control de la potencia eléctrica constituyen la fuente actual más importante de generación de armónicas debido dos causas principales:

- Su operación se basa en el uso de elementos de estado sólido cuya característica principal es su operación no lineal.
- Su aplicación en una amplia variedad de equipos que incluyen computadoras, fotocopiadoras, impresoras, radios [7], televisores, equipo electrónico en general, sistemas de energía ininterrumpible (UPS), convertidores de CA a CD, variadores de velocidad, convertidores de CA a CA, entre otros, ha favorecido la difusión de las armónicas que generan estos equipos en los sistemas eléctricos de potencia.

2.4.1 Rectificador monofásico de onda completa

En la figura 2.26 se muestra un rectificador tipo puente alimentado con una tensión senoidal, cuya carga es un inductor con un valor muy elevado de inductancia, de forma que la corriente en el lado de directa sea constante y libre de ondulaciones; esta condición se muestra en la figura 2.27b.

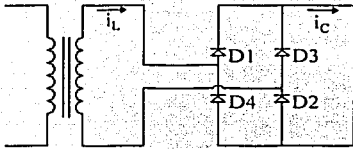


Figura 2.26

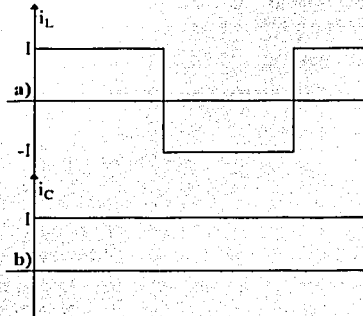


Figura 2.27

Como la corriente en el lado de alterna no es senoidal se puede representar mediante una serie de Fourier. La serie trigonométrica de Fourier, para cualquier forma de onda periódica no senoidal, se expresa mediante la siguiente ecuación [21]:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.2)$$

en donde:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt,$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \text{ y}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt.$$

Para obtener la serie de Fourier de la corriente en el lado de alterna del rectificador se requiere que sea modelada como una función. De la figura 2.27a se puede obtener el siguiente modelo matemático para la corriente del rectificador:

$$i(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T/2 \\ -1 & T/2 \leq t < T \end{cases}$$

Para efectos de ilustrar el cálculo de los coeficientes se prescindirá de las propiedades de simetría de la serie de Fourier.

La componente de corriente directa a_0 se calcula como:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} 1 dt - \int_{T/2}^T 1 dt \right) = \frac{1}{T} \left(1 \frac{T}{2} - 1 \frac{T}{2} \right) = 0$$

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \left(\int_0^{T/2} 1 \cos(n\omega t) dt - \int_{T/2}^T 1 \cos(n\omega t) dt \right)$$

Si $u = n\omega t$, $du = n\omega dt$

$$a_n = \frac{21}{T} \left(\int_0^{T/2} \cos(u) \frac{du}{n\omega} - \int_{T/2}^T \cos(u) \frac{du}{n\omega} \right) = \frac{21}{T\omega n} \left(\text{sen}(u) \Big|_0^{T/2} - \frac{21}{T\omega n} \text{sen}(u) \Big|_{T/2}^T \right)$$

sustituyendo $u = n\omega t$

$$a_n = \frac{21}{T\omega n} \left(\text{sen} \left(n\omega \frac{T}{2} \right) - \text{sen}(n\omega 0) - \text{sen}(n\omega T) + \text{sen} \left(n\omega \frac{T}{2} \right) \right)$$

pero $\omega = 2\pi/T$, entonces:

$$a_n = \frac{21}{T \frac{2\pi}{T} n} \left(\text{sen} \left(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{2} \right) - 0 - \text{sen} \left(n \frac{2\pi}{T} T \right) + \text{sen} \left(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{2} \right) \right) = \frac{1}{n\pi} \left(\text{sen}(\pi n) - \text{sen}(2\pi n) + \text{sen}(\pi n) \right)$$

$a_n = 0$ para cualquier valor de n

TRABAJO CON
FALTA DE ORIGEN

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \operatorname{sen}(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \left(\int_0^{T/2} I \operatorname{sen}(n\omega t) dt - \int_{T/2}^T I \operatorname{sen}(n\omega t) dt \right)$$

si $u = n\omega t$, $du = n\omega dt$

$$b_n = \frac{2I}{T} \left(\int_0^{T/2} \operatorname{sen}(u) \frac{du}{n\omega} - \int_{T/2}^T \operatorname{sen}(u) \frac{du}{n\omega} \right) = -\frac{2I}{T\omega n} \cos(u) \Big|_0^{T/2} + \frac{2I}{T\omega n} \cos(u) \Big|_{T/2}^T$$

sustituyendo $u = n\omega t$

$$b_n = \frac{2I}{T\omega n} \left(-\cos\left(n\omega \frac{T}{2}\right) + \cos(n\omega 0) + \cos(n\omega T) + \cos\left(n\omega \frac{T}{2}\right) \right)$$

pero $\omega = \frac{2\pi}{T}$, entonces:

$$b_n = \frac{2I}{T \frac{2\pi}{T} n} \left(-\cos\left(n \frac{2\pi T}{T} \frac{T}{2}\right) + 1 + \cos\left(n \frac{2\pi T}{T}\right) + \cos\left(n \frac{2\pi T}{T} \frac{T}{2}\right) \right)$$

$$b_n = \frac{I}{n\pi} (-\cos(\pi n) + 1 + \cos(2\pi n) - \cos(\pi n))$$

$$b_n = \frac{4I}{n\pi} \text{ para } n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

Con los resultados encontrados para a_0 , a_n , y b_n , la serie de Fourier de la corriente en el lado de corriente alterna del rectificador monofásico es [6]:

$$i_L(t) = i(t) = \frac{4I}{\pi} \left(\frac{\operatorname{sen}(\omega t)}{1} + \frac{\operatorname{sen}(3\omega t)}{3} + \frac{\operatorname{sen}(5\omega t)}{5} + \frac{\operatorname{sen}(7\omega t)}{7} + \dots \right) \quad (2.3)$$

De la ecuación 2.3 se pueden obtener las siguientes conclusiones para el rectificador analizado:

- Las componentes armónicas impares, cuyo orden puede ser expresado como $n = 2k-1$, para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas características de este tipo de rectificador por aparecer en su espectro.

- Las componentes armónicas pares, cuyo orden puede ser expresado como $n = 2k$, para $k = 1, 2, 3, \dots$ no son características de este tipo de rectificador, por estar ausentes de su espectro.
- La amplitud de las componentes armónicas decrece conforme aumenta su orden.

2.4.2 Rectificador trifásico de seis pulsos

Un rectificador trifásico de seis pulsos a base de diodos se muestra en la figura 2.28; su carga es una inductancia de valor muy elevado para que la corriente esté libre de ondulaciones.

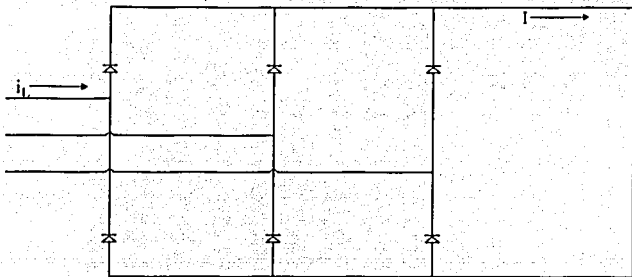


Figura 2.28

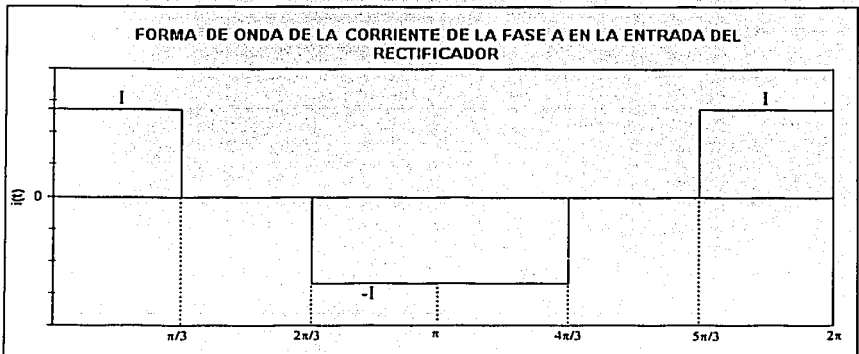


Figura 2.29

De la figura 2.29, la corriente se define mediante la siguiente ecuación:

$$i_L(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T/6 \\ 0 & T/6 \leq t < 2T/6 \\ -1 & 2T/6 \leq t < 4T/6 \\ 0 & 4T/6 \leq t < 5T/6 \\ 1 & 5T/6 \leq t < 6T/6 \end{cases}$$

Los coeficientes de la serie de Fourier pueden ser obtenidos aprovechando sus propiedades de simetría. Existen varios tipos de simetría: de función par, de función impar y de media onda (vista en el primer capítulo).

Una función $f(t)$ tiene simetría par cuando cumple la siguiente condición [22]:

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

Cuando una función $f(t)$ presenta simetría par, los coeficientes de la serie trigonométrica de Fourier se calculan de la siguiente forma [22]:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) dt$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = 0$$

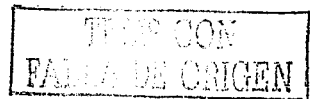
Por otra parte, una función $f(t)$ tiene simetría impar cuando cumple con la siguiente condición [22]:

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

Cuando una función $f(t)$ presenta simetría impar, los coeficientes de la serie trigonométrica de Fourier se calculan de la siguiente forma [22]:

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 0$$



$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \operatorname{sen}(n\omega t) dt$$

Observando la forma de onda de la figura 2.29 se puede apreciar que la corriente tiene simetría de función par, ya que $f(t) = f(-t)$. Por otra parte, la corriente también tiene simetría de media onda y, por lo tanto, no existen armónicas pares y la componente de corriente directa es cero.

Aplicando las propiedades de simetría, al cálculo de la serie de Fourier de la corriente del rectificador, los coeficientes se calculan del modo siguiente:

$$a_0 = 0 \quad \text{por tener simetría de media onda}$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} i(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{4}{T} \left[\int_0^{T/6} 1 \cos(n\omega t) dt + \int_{T/3}^{T/2} -1 \cos(n\omega t) dt \right] = \frac{4}{T} \left[1 \int_0^{T/6} \cos(n\omega t) dt - 1 \int_{2T/6}^{3T/6} \cos(n\omega t) dt \right]$$

$$a_n = \frac{4I}{T} \left[\int_0^{T/6} \cos(n\omega t) dt - \int_{T/3}^{T/2} \cos(n\omega t) dt \right] = \frac{4I}{T} \left[\frac{\operatorname{sen}(n\omega t)}{n\omega} \Big|_0^{T/6} - \frac{\operatorname{sen}(n\omega t)}{n\omega} \Big|_{T/3}^{T/2} \right]$$

$$a_n = \frac{4I}{n\omega T} \left[\left(\operatorname{sen}\left(n\omega \frac{T}{6}\right) - \operatorname{sen}(n\omega 0) \right) - \left(\operatorname{sen}\left(n\omega \frac{T}{2}\right) - \operatorname{sen}\left(n\omega \frac{T}{3}\right) \right) \right]$$

pero $\omega = 2\pi/T$, entonces:

$$a_n = \frac{4I}{n \frac{2\pi}{T} T} \left[\operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{6}\right) - \operatorname{sen}(0) - \operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{2}\right) + \operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{T} \frac{T}{3}\right) \right]$$

$$a_n = \frac{2I}{n\pi} \left[\operatorname{sen}\left(n \frac{\pi}{3}\right) - \operatorname{sen}(n\pi) + \operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$



$$a_n = \frac{2I}{n\pi} \left[\operatorname{sen}\left(n \frac{\pi}{3}\right) + \operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad \text{para } n = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, \dots$$

$a_n = 0$ para $n = 2, 4, 6, 8, 10 \dots$ por tener simetría de media onda

$b_n = 0$ por tener simetría de función par

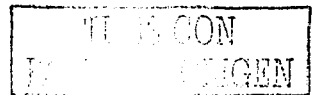
Los valores calculados de a_n para distintos valores de n se muestran en la tabla 2.1.

n	$\operatorname{sen}\left(n \frac{\pi}{3}\right)$	$\operatorname{sen}\left(n \frac{2\pi}{3}\right)$	a_n
1	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	$\frac{2\sqrt{3}}{1\pi} I$
2	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0
3	0	0	0
4	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0
5	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	$-\frac{2\sqrt{3}}{5\pi} I$
6	0	0	0
7	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	$\frac{2\sqrt{3}}{7\pi} I$
8	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0
9	0	0	0
10	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0
11	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	$-\frac{2\sqrt{3}}{11\pi} I$
12	0	0	0
13	$\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	$\frac{2\sqrt{3}}{13\pi} I$
⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮

Tabla 2.1 Cálculo de los valores de a_n

Con los resultados calculados para a_0 , a_n , y b_n la serie de Fourier de la corriente del rectificador trifásico de seis pulsos es [21]:

$$i_L(t) = i(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{\cos(1\omega t)}{1} - \frac{\cos(5\omega t)}{5} + \frac{\cos(7\omega t)}{7} - \frac{\cos(11\omega t)}{11} + \frac{\cos(13\omega t)}{13} - \dots \right) \quad (2.4)$$



De la ecuación anterior se pueden obtener las siguientes conclusiones para el rectificador trifásico analizado:

- Las componentes armónicas impares, cuyo orden es $n = 6k \pm 1$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas características de este tipo de rectificador por aparecer en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas múltiplos de tres, cuyo orden es $n = 3k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no aparecer en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas pares, cuyo orden es $n = 2k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no aparecer en el espectro de la corriente.
- Las armónicas cuyo orden es $n = 6k + 1$ son de secuencia positiva.
- Las armónicas cuyo orden es $n = 6k - 1$ son de secuencia negativa.
- La amplitud de las componentes armónicas decrece con el orden de la componente.

Si las tensiones entre fases estuvieran desbalanceadas el rectificador también inyectaría armónicas triples en la línea de corriente alterna [14].

2.4.3 Rectificador trifásico de seis pulsos con un transformador delta-estrella a la entrada

Ahora se plantea el caso de un rectificador trifásico de 6 pulsos con un transformador en conexión delta - estrella a la entrada del mismo, el cual es mostrado en la figura 2.30.

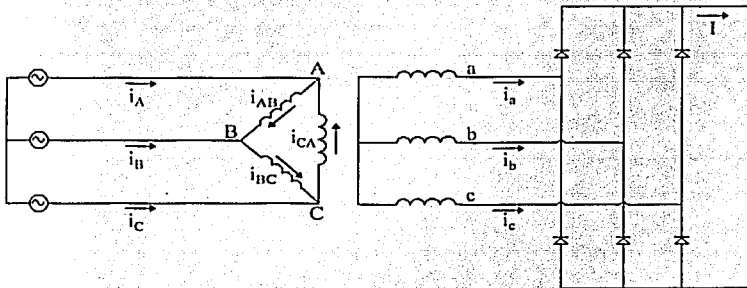


Figura 2.30

Las corrientes de entrada del rectificador se pueden expresar mediante la ecuación 2.4, tomando a la corriente i_a como referencia:

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \dots \right)$$

$$i_b(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega t - 2\pi/3) - \frac{1}{5} \cos(5(\omega t - 2\pi/3)) + \frac{1}{7} \cos(7(\omega t - 2\pi/3)) - \frac{1}{11} \cos(11(\omega t - 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \cos(13(\omega t - 2\pi/3)) - \dots \right]$$

$$i_c(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega t + 2\pi/3) - \frac{1}{5} \cos(5(\omega t + 2\pi/3)) + \frac{1}{7} \cos(7(\omega t + 2\pi/3)) - \frac{1}{11} \cos(11(\omega t + 2\pi/3)) \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \cos(13(\omega t + 2\pi/3)) - \dots \right]$$

Sabiendo que la relación de transformación del transformador está dada por:

$$\frac{V_{AB}}{V_a} = \frac{N_1}{N_2} = a \tag{2.5}$$

Considerando que $V_{ab} = V_{AB}$, la relación de transformación del transformador puede expresarse como $a = \frac{V_{AB}}{V_{ab}/\sqrt{3}} = \sqrt{3}$ esto implica que $\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{3}$ y por lo tanto $N_1 = \sqrt{3}N_2$. Esto significa que los devanados del lado primario deben tener $\sqrt{3}$ veces más vueltas que los devanados del lado secundario [21] y, por lo tanto, la relación de transformación es $a = \sqrt{3}$.

La relación de transformación de corriente para una fase cualquiera del transformador se calcula mediante la siguiente ecuación:

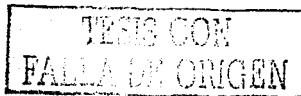
$$\frac{I_{AB}}{I_a} = \frac{I_{BC}}{I_b} = \frac{I_{CA}}{I_c} = \frac{1}{a} \tag{2.6}$$

Para calcular la corriente de línea i_A se requiere conocer las corrientes i_{AB} e i_{CA} , debido a que $i_A = i_{AB} - i_{CA}$.

Aplicando la relación de transformación, las corrientes de los devanados primarios son:

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

$$i_{BC}(t) = \frac{i_b(t)}{\sqrt{3}} = \frac{2}{\pi} \left[\cos(\omega t - 2\pi/3) - \frac{1}{5} \cos(5(\omega t - 2\pi/3)) + \frac{1}{7} \cos(7(\omega t - 2\pi/3)) \right. \\ \left. - \frac{1}{11} \cos(11(\omega t - 2\pi/3)) + \frac{1}{13} \cos(13(\omega t - 2\pi/3)) - \dots \right]$$



$$i_{cA}(t) = \frac{i_c(t)}{\sqrt{3}} = \frac{2}{\pi} I \left(\cos(\omega t + 2\pi/3) - \frac{1}{5} \cos(5(\omega t + 2\pi/3)) + \frac{1}{7} \cos(7(\omega t + 2\pi/3)) \right) \\ \left(-\frac{1}{11} \cos(11(\omega t + 2\pi/3)) + \frac{1}{13} \cos(13(\omega t + 2\pi/3)) - \dots \right)$$

haciendo las simplificaciones de los ángulos de desfaseamiento la corriente i_{cA} se expresa como:

$$i_{cA}(t) = \frac{i_c(t)}{\sqrt{3}} = \frac{2}{\pi} I \left(\cos(\omega t + 2\pi/3) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t + 2\pi/3) \right) \\ \left(-\frac{1}{11} \cos(11\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t + 2\pi/3) - \dots \right)$$

entonces i_A se obtiene haciendo $i_A = i_{AB} - i_{cA}$:

$$i_A(t) = i_{AB}(t) - i_{cA}(t) = \frac{2}{\pi} I \left(\left(\cos(\omega t) - \cos(\omega t + 2\pi/3) \right) + \frac{1}{5} \left(\cos(5\omega t - 2\pi/3) - \cos(5\omega t) \right) \right) \\ \left(+ \frac{1}{7} \left(\cos(7\omega t) - \cos(7\omega t + 2\pi/3) \right) + \frac{1}{11} \left(\cos(11\omega t - 2\pi/3) - \cos(11\omega t) \right) \right) \\ \left(+ \frac{1}{13} \left(\cos(13\omega t) - \cos(13\omega t + 2\pi/3) \right) - \dots \right)$$

$$i_A(t) = \frac{2}{\pi} I \left(\sqrt{3} \cos(\omega t - \pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{5} \cos(5\omega t - 5\pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{7} \cos(7\omega t - \pi/6) + \frac{\sqrt{3}}{11} \cos(11\omega t - 5\pi/6) \right) \\ \left(+ \frac{\sqrt{3}}{13} \cos(13\omega t - \pi/6) + \dots \right)$$

$$i_A(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t - \pi/6) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t - 5\pi/6) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t + 5\pi/6) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t + \pi/6) \right) \\ \left(+ \frac{1}{13} \cos(13\omega t - \pi/6) + \dots \right) \quad (2.7)$$

Por lo regular la ecuación que se utiliza para expresar a la corriente $i_A(t)$ en el lado primario del transformador del rectificador de seis pulsos es:

$$i_A(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \dots \right) \quad (2.8)$$

El desfaseamiento, ocasionado por el transformador con conexión delta - estrella, no es tomado en cuenta en la ecuación 2.8, la cual se obtiene al sumar los resultados de la serie de Fourier de un pulso de ancho π y de un pulso de ancho $\pi/3$ [6], sin considerar que la corriente $i_A(t)$ se produce por la diferencia de las corrientes $i_{AB}(t)$ y $i_{cA}(t)$ y ésta produce un desfaseamiento de $\pi/6$.

De ambas ecuaciones se pueden obtener las siguientes conclusiones para el rectificador trifásico analizado:

- Las componentes armónicas impares, cuyo orden es $n = 6k \pm 1$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas características de este tipo de rectificador por estar presentes en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas múltiplos de tres, cuyo orden es $n = 3k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no estar presentes en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas pares, cuyo orden es $n = 2k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no estar presentes en el espectro de la corriente.
- La amplitud de las componentes armónicas decrece conforme aumenta su orden.

Las formas de onda de las corrientes i_{AB} , i_{BC} , i_{CA} , e i_A , considerando un número infinito de componentes armónicas, se muestran en la figura 2.31

En la figura 2.32 se muestra una forma de onda real para la corriente de entrada medida en el primario del transformador delta - estrella de un rectificador de seis pulsos. La figura está afectada por otras armónicas de orden superior, sin embargo puede observarse la gran similitud entre la forma de onda real y la forma de onda teórica.

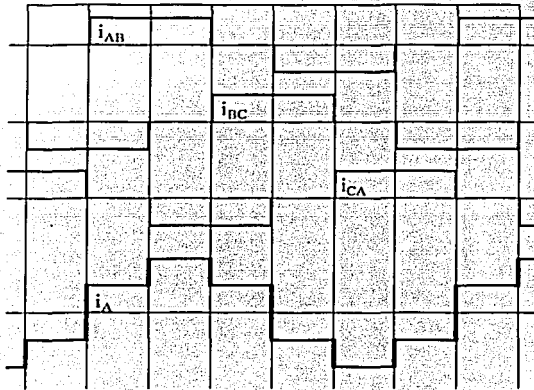
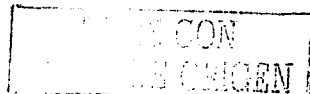


Figura 2.31

En la figura 2.33 se muestra el espectro para la corriente de la figura 2.32, se observa que las armónicas definidas como características tales como la 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, etc. corresponden a las calculadas en forma teórica. Una armónica no característica, la tercera, está presente en el espectro debido a que los voltajes en el circuito donde se hizo la medición están desbalanceados.



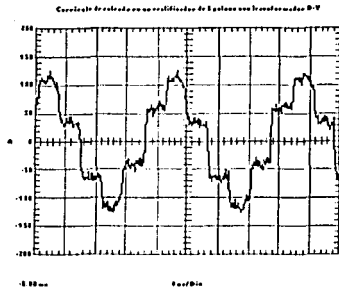


Figura 2.32

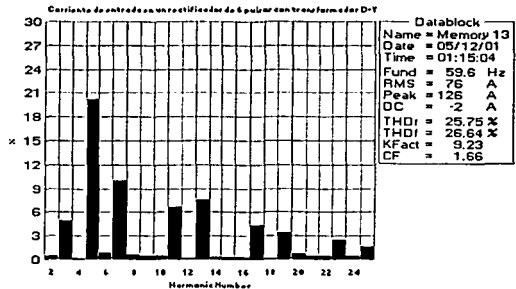


Figura 2.33

2.4.4 Rectificador trifásico de doce pulsos

Un rectificador trifásico de doce pulsos se conforma mediante el arreglo de dos rectificadores trifásicos de seis pulsos; un rectificador tiene un transformador estrella - estrella a la entrada mientras que el otro rectificador tiene un transformador delta - estrella a la entrada, con el objetivo atrasar 30 grados las tensiones aplicadas al rectificador conectado a este transformador [21]. En la figura 2.34 se muestra un esquema del rectificador de doce pulsos el cual requiere que el sistema de control de disparo de los SCR's para sus rectificadores de 6 pulsos sea el mismo.

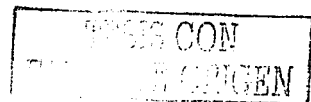
La corriente $i_{A1}(t)$ se expresa mediante la ecuación 2.4 y la corriente $i_{A2}(t)$ se expresa mediante la ecuación 2.8, la corriente total $i_A(t)$ es la suma de las corrientes $i_{A1}(t)$ y $i_{A2}(t)$

$$i_A(t) = i_{A1}(t) + i_{A2}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) - \frac{\cos(5\omega t)}{5} + \frac{\cos(7\omega t)}{7} - \frac{\cos(11\omega t)}{11} + \frac{\cos(13\omega t)}{13} - \dots \right) + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} (\cos(13\omega t)) + \dots \right)$$

$$i_A(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) - \frac{\cos(11\omega t)}{11} + \frac{\cos(13\omega t)}{13} - \frac{\cos(23\omega t)}{23} + \frac{\cos(25\omega t)}{25} - \dots \right) \quad (2.9)$$

De la ecuación 2.9 se pueden obtener las siguientes conclusiones para el rectificador trifásico de 12 pulsos :

- Las componentes armónicas impares, cuyo orden es $n = 12k \pm 1$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas características de este tipo de rectificador por estar presentes en el espectro de la corriente.



- Las componentes armónicas múltiplos de tres, cuyo orden es $n = 3k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no estar presentes en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas pares, cuyo orden es $n = 2k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$, son consideradas no características de este tipo de rectificador por no estar presentes en el espectro de la corriente.
- Las componentes armónicas quinta, séptima, décimo séptima, décimo novena, etc. únicamente circulan entre los rectificadores y los transformadores sin pasar a la red eléctrica.
- La amplitud de las componentes armónicas decrece conforme aumenta su orden.

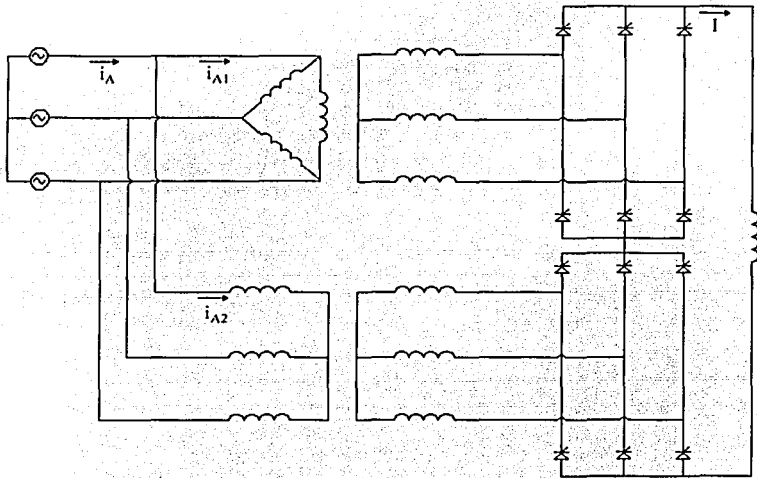
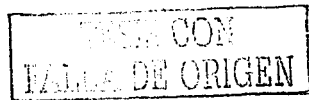


Figura 2.34

En la figura 2.35 se muestra la forma de onda de la corriente $i_A(t)$ tomando un número infinito de componentes para la ecuación 2.9

2.4.5 Rectificadores trifásicos con un mayor número de pulsos

Se pueden utilizar configuraciones con más transformadores para lograr un mayor número de pulsos a base de ir disminuyendo los desfases entre los transformadores. Una configuración de 24 pulsos, cuyas armónicas características son $n = 24k \pm 1$, para cualquier valor de k , requiere de cuatro transformadores con 15° de desfase; una configuración de 48 pulsos, cuyas armónicas características son $n = 48k \pm 1$, para cualquier valor de k , necesita ocho transformadores con 7.5° de



desfasamiento. Las configuraciones de este tipo son muy utilizadas en plantas rectificadoras de gran potencia, como en Cloro de Tehuantepec, cuya demanda es mayor a 110 MW.

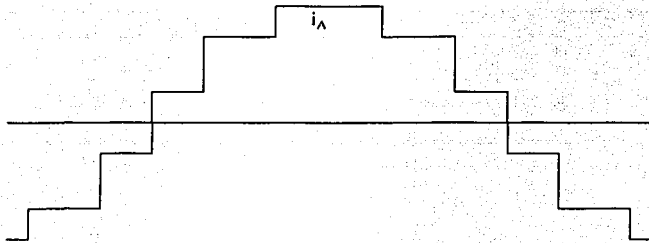


Figura 2.35

2.5 Dispositivos a base de arco eléctrico

Los dispositivos a base de arco eléctrico, actualmente distribuidos ampliamente en los sistemas eléctricos, abarcan las lámparas de alumbrado fluorescente, las lámparas de vapor de sodio y de vapor de mercurio, los hornos de arco y las soldadoras eléctricas. A nivel individual, los hornos de arco constituyen la mayor fuente de generación de armónicas a base de arco eléctrico, sin embargo, el uso del alumbrado fluorescente lo convierte en la fuente de generación de armónicas a base de arco eléctrico con mayor distribución.

2.5.1 Alumbrado fluorescente

A base de balastra electromagnética

El alumbrado fluorescente tiene como elemento principal a una lámpara en forma de cilindro circular que puede ser en forma de U, recto o en cualquier otra configuración.

Cuando la lámpara es energizada se produce una corriente eléctrica que corre a través de los electrodos calentándolos y haciendo que liberen electrones del material emisor con el cual están recubiertos. Los electrones que se liberan por la diferencia de potencial que existe entre los electrodos viajan a velocidades muy altas dentro del tubo, desde un electrodo a otro, estableciendo un arco eléctrico a través del vapor de mercurio, en el interior de la lámpara [23].

Para que la lámpara pueda operar correctamente se requiere de un accesorio especial denominado balastra, que tiene la función de suministrar el voltaje de arranque necesario y limitar la corriente a través de la lámpara, si no se controlara la corriente del arco ésta alcanzaría valores tan elevados que la lámpara se autodestruiría; para este fin, las balastras electromagnéticas utilizan un autotransformador o una bobina de reactancia [23]. La característica no lineal de la balastra, junto con la naturaleza aleatoria del arco, ocasionan que la corriente tenga distorsión. Aunque no se tienen

expresiones analíticas para describir el comportamiento de la corriente, se ha visto que la componente armónica de mayor amplitud en este tipo de lámparas es la tercera [3].

En la figura 2.36 se muestra la forma de onda de la corriente de una balastro electromagnética que alimenta dos lámparas fluorescentes de 39 W de tipo T-12. La figura 2.37 muestra el espectro de la corriente de la balastro electromagnética siendo notable el predominio de las componentes armónicas tercera y quinta, aunque también existen otras componentes impares de menor magnitud presentes en el espectro como la séptima y novena. La corriente no tiene simetría de media onda y por este motivo aparecen armónicas pares en el espectro como la cuarta, sexta, octava y décima

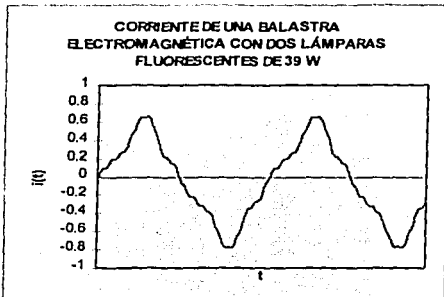


Figura 2.36

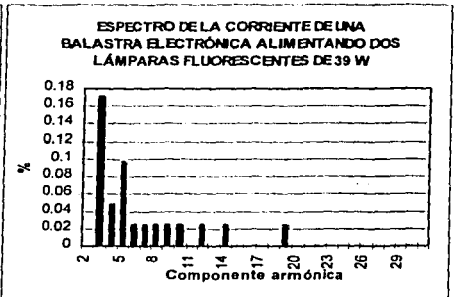


Figura 2.37

La medición realizada a esta corriente con un analizador de espectro proporcionó los siguientes datos:

$$I_{rms} = 0.42 \text{ A} \quad I_p = 0.74 \text{ A} \quad THD_{I_{rms}} = 21.40 \% \quad THD_1 = 21.90 \% \quad f_c = 1.75$$

El valor pico de la corriente es un 23% mayor al de una corriente senoidal con el mismo valor eficaz, mientras que la distorsión armónica alcanzó un valor del 21%. En las instalaciones donde se encuentren grandes cantidades de lámparas fluorescentes con este tipo de balastro, los porcentajes de distorsión de la corriente pueden ser muy elevados y, se puede tener distorsión en el voltaje, generada por un aplanamiento en sus valles y crestas por la caída de tensión que producen los valores de pico tan elevados de la corriente. También es posible que en los conductores neutros circule mas corriente que en los conductores de fase.

A base de balastro electrónica

Una balastro electrónica tiene como ventajas un ruido de operación prácticamente nulo, una menor temperatura de operación que implica una menor cantidad de calor disipado y una operación mas eficiente [6 y 7].

La balastro electrónica cambia la frecuencia de la línea elevándola a frecuencias que van de 20 a 60 kHz. La operación a esta frecuencia evita el problema de resonancia que se presenta en las balastros

electromagnéticas; la lámpara funciona en una forma más eficiente, proporcionando una mejor respuesta de lúmenes por watts consumidos, gracias a la mayor excitación que se produce en los electrones con el aumento de frecuencia [7].

En la figura 2.38 se muestra la forma de onda de la corriente de una balastra electrónica que alimenta dos lámparas fluorescentes de 32 W de tipo T-8. En la figura 2.39 se muestra el espectro de la corriente de la balastra electrónica, siendo notable el predominio de la tercera componente armónica, se observa que también existen otras componentes impares presentes en el espectro como la quinta, séptima, novena, décimo tercera y décimo novena, de las cuales la quinta armónica es la de mayor magnitud. El espectro muestra que también existen componentes pares como la cuarta, décima segunda, décima cuarta, entre otras.

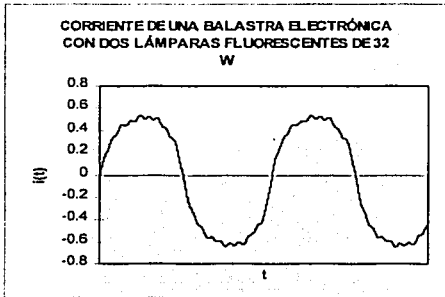


Figura 2.38

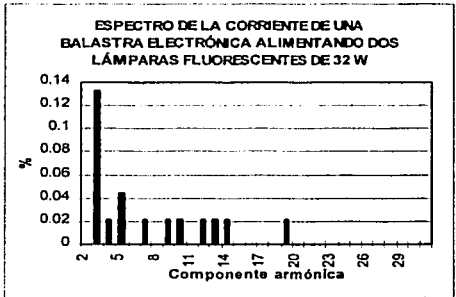


Figura 2.39

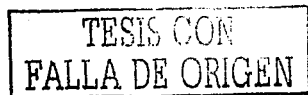
La medición realizada a esta corriente con un analizador de espectro proporcionó los siguientes datos:

$$I_{rms} = 0.45 \text{ A} \quad I_p = 0.61 \text{ A} \quad THD_{I_{rms}} = 14.80 \% \quad THD_I = 14.90 \% \quad f_c = 1.36$$

La distorsión armónica del 14% en la corriente, aunque es elevada, es mucho menor que la mostrada en la corriente de la balastra electromagnética. Incluso el valor de pico de esta corriente es un 4% menor al valor de pico de una corriente senoidal con el mismo valor eficaz. Este tipo de lámpara, además de los beneficios operativos que ofrece, genera menos distorsión armónica en la corriente y en el voltaje.

2.5.2 Alumbrado de vapor de mercurio

Las lámparas de vapor de mercurio consisten de dos bulbos, uno interior por el cual circula el arco eléctrico denominado "tubo de arco", que contiene vapor de mercurio y gas argón y uno exterior que contiene nitrógeno [23]. La balastra de este tipo de lámparas utiliza un autotransformador que tiene una serie de derivaciones, que permiten la operación de la lámpara a diferentes tensiones de alimentación. La función de la balastra, que es similar a la de una lámpara fluorescente, es controlar la



tensión del bulbo y regular la corriente requerida por el arco de forma que la lámpara no se autodestruya por un consumo excesivo de corriente.

Para ver el tipo de distorsión generada en la corriente por este tipo de alumbrado se hizo una medición en un circuito que alimenta a varias lámparas de vapor de mercurio de 175 W con una tensión de alimentación de 220 V. En la figura 2.40 se muestra la forma de onda de la corriente de las balastras de este tipo de lámpara y se observa que existe distorsión. El análisis de espectro de la figura 2.41 de esta forma de onda muestra que las componentes armónicas más significativas son la segunda, tercera, cuarta, quinta y séptima, aunque también están presentes en magnitudes poco significativas las componentes novena, décima, décima primera, décima quinta, entre otras.

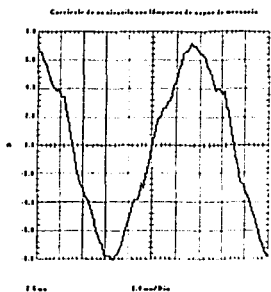


Figura 2.40

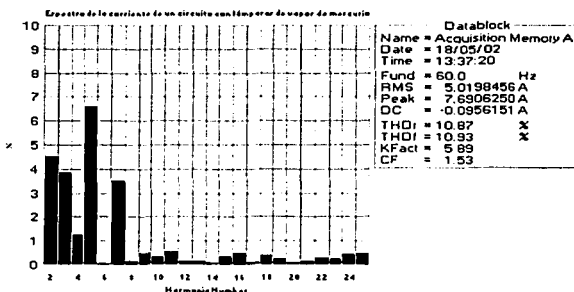


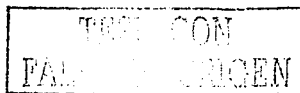
Figura 2.41

Las figuras de mérito muestran que este tipo de lámpara tiene una distorsión menor que las lámparas fluorescentes, ya sean de balastro electromagnética o de balastro electrónica. El factor de cresta de 1.53 indica que el pico de esta corriente es un 8% mayor al pico de una corriente senoidal con el mismo valor eficaz, lo que puede provocar caídas de tensión con distorsión, aunque en un grado menor que las lámparas fluorescentes con balastro electromagnética.

2.5.3 Soldadoras eléctricas

Una soldadora eléctrica se compone de un transformador que cambia el nivel de tensión de la línea de alimentación a la tensión que es entregada al electrodo. Algunas soldadoras pueden entregar al electrodo una tensión de corriente alterna o una tensión de corriente directa, las cuales son menores a la tensión de alimentación.

Un cable de referencia, generalmente conocido como tierra, se conecta en la masa metálica que se desea soldar y en la punta con potencial se coloca el electrodo. El electrodo tiene un centro metálico hecho de soldadura que está envuelta de un material fundente. Al aplicar el electrodo a la masa metálica, se crea un arco eléctrico que funde la soldadura uniendo las dos piezas metálicas que se desean soldar.



En la figura 2.42 se muestra una parte de la forma de onda de la corriente de una soldadora eléctrica, donde se observa claramente la distorsión debida al arco eléctrico. El semiciclo negativo al centro de la gráfica tiene un valor de pico mayor a cualquiera de los otros dos semiciclos negativos, cuyos valores también difieren entre sí; se observa también que los semiciclos positivos tienen valores de pico distintos.

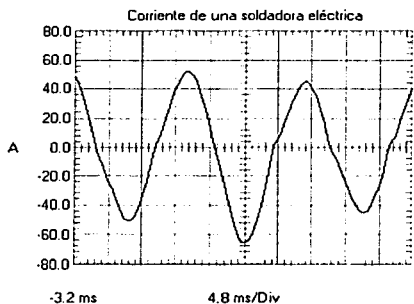


Figura 2.42

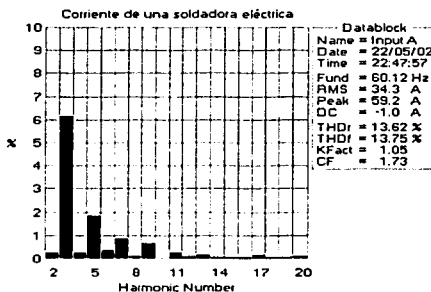


Figura 2.43

En la figura 2.43 se muestra el espectro de la corriente donde se observa la existencia de componentes armónicas impares y pares aunque las dominantes son las impares. Las componentes de magnitud considerable son la tercera y la quinta, mientras que las componentes de poca magnitud son la segunda, cuarta, sexta, séptima, novena y décimo primera. El factor de cresta para esta forma de onda fue elevado, sin embargo este valor no es constante, porque, debido a la naturaleza aleatoria del arco, este comportamiento cambia ciclo tras ciclo, ocasionando que las figuras de mérito tomen distintos valores.

2.5.4 Hornos de arco

Las componentes armónicas de los hornos de arco son impredecibles debido al comportamiento aleatorio del arco eléctrico, el cual cambia de forma ciclo tras ciclo [12], especialmente durante la etapa de fundición [6 y 12], por el movimiento de las partes metálicas que se están fundiendo [6]. La no periodicidad del arco eléctrico produce componentes armónicas de orden entero e interarmónicas [12], que pueden producir interferencia en las portadoras de señal que viajan por los conductores de las redes de potencia, y generar flicker en pantallas de tubos de rayos catódicos [24].

Las mediciones efectuadas en hornos de arco han demostrado que las componentes armónicas de orden entero, desde la segunda hasta la décimo séptima, predominan sobre las componentes armónicas de orden no entero, también se ha observado que la amplitud de las armónicas disminuye con el orden [12].



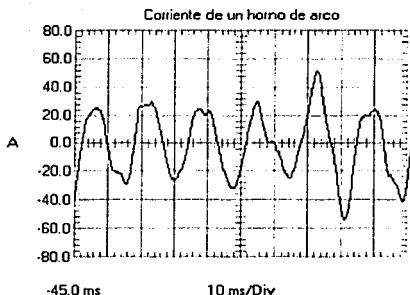


Figura 2.44

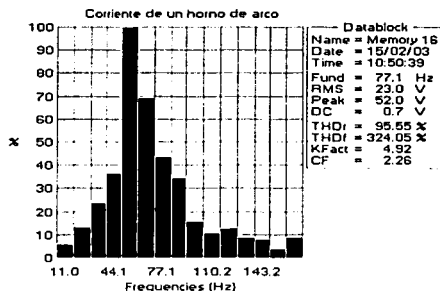


Figura 2.45

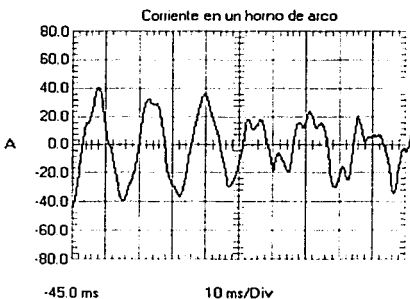


Figura 2.46

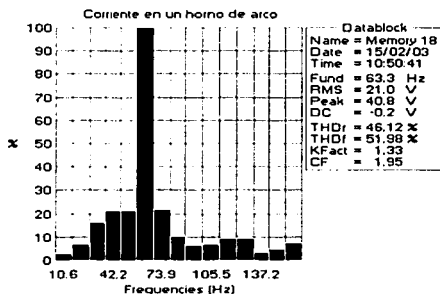


Figura 2.47

En las figuras 2.44 y 2.46 se muestran las formas de onda de la corriente de un horno de arco durante el proceso de fundición. El análisis de espectro de la corriente de la figura 2.44 se muestra en la figura 2.45, donde se puede observar la elevada distorsión armónica de la corriente y la presencia de componentes de diversos órdenes. La operación aleatoria del arco ocasiona que incluso la frecuencia fundamental sea, en ese instante de tiempo, de 77 Hz. En el análisis de espectro de la figura 2.47, correspondiente a la corriente de la figura 2.46, se observa una menor distorsión en la corriente cuya componente fundamental es de 63 Hz. En ambos espectros se aprecia la presencia de componentes armónicas e interarmónicas en la corriente del horno de arco.

3. Efectos en los componentes del sistema eléctrico

3.1 Introducción

Las componentes armónicas no solo distorsionan las corrientes y los voltajes. Cuando éstas se propagan a través del sistema crean una serie de efectos colaterales, que incluyen el aumento de pérdidas y operación inadecuada de equipos electrónicos, de medición y de protección. Así como se han desarrollado figuras de mérito que cuantifican el grado de distorsión en la corriente y el voltaje, se tienen algunas figuras que permiten cuantificar el grado de afectación que generan las armónicas en los dispositivos que intervienen en el sistema eléctrico, permitiendo tomar medidas preventivas o correctivas.

3.2 Esfuerzos térmicos sobre equipo en general

La causa principal del aumento de los esfuerzos térmicos sobre el equipo eléctrico en general se debe a la existencia de corrientes armónicas en la red eléctrica [3], que tienden a incrementar las pérdidas en el equipo eléctrico y lo someten a esfuerzos térmicos mayores a los previstos en su diseño. Las pérdidas que se ven modificadas por la circulación de corrientes armónicas en la red eléctrica son: en el cobre, en el hierro y por esfuerzos dieléctricos.

Las pérdidas en el cobre en general pueden ser calculadas mediante la expresión siguiente [3]:

$$P_c = R \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 = RI_1^2 (1 + (THD_I)^2) \quad (3.1)$$

en donde: R es la resistencia del cobre.

Las pérdidas en el hierro tienen dos componentes básicas: por histéresis y por corrientes parásitas o de eddy (también llamadas de remolino). Las pérdidas por histéresis dependen del tipo de material ferromagnético utilizado y aumentan en forma proporcional a la frecuencia [3 y 8]. Se calculan con la expresión [3]:

$$P_h = k_f \nu B_m^v \quad (3.2)$$

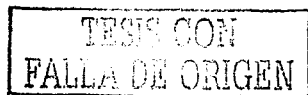
en donde: k_f es una constante que depende de la geometría del material ferromagnético.

ν es la frecuencia del voltaje.

B_m es la densidad máxima de flujo en el material ferromagnético.

v es una constante que depende del material ferromagnético utilizado, $1.5 \leq v \leq 2.5$.

Las pérdidas por corrientes parásitas dependen de ciertos parámetros del material ferromagnético como la resistividad del núcleo (como conductor eléctrico) y el ancho de las laminaciones y aumentan en forma proporcional con el cuadrado de la frecuencia [3]. La siguiente ecuación permite cuantificar las pérdidas por corrientes de eddy [3 y 8]:



$$P_c = k_2 f^2 B_m^2 \quad (3.3)$$

en donde: k_2 es una constante que depende del ancho de las laminaciones del material.
 f es la frecuencia del voltaje.
 B_m es la densidad máxima de flujo en el material ferromagnético.

Las pérdidas totales en el hierro se calculan sumando los resultados de las ecuaciones 3.2 y 3.3, si el voltaje es senoidal el resultado es correcto, pero si tiene distorsión los resultados son aproximaciones del valor correcto de las pérdidas [3].

Las pérdidas dieléctricas para una cierta componente armónica se pueden calcular mediante la siguiente figura de mérito [3]:

$$P_d = (\tan(\delta))_n V_n^2 n\omega C \quad (3.4)$$

en donde: $(\tan(\delta))_n$ son las pérdidas dieléctricas del dispositivo en la n ésima armónica y C es la capacitancia del dispositivo.

3.3 Efectos sobre conductores y líneas de transporte de energía

3.3.1 Resistencia a la corriente alterna

Cuando circula una corriente distorsionada por un conductor, la frecuencia de las componentes armónicas es un factor a considerar en la resistencia del conductor a cada componente. La resistencia de un conductor a la corriente alterna se puede calcular con la expresión [25]:

$$R_n = R_{CD} \left(1 + 7.5 \times 10^{-7} (60n)^2 d^4 \right) \quad (3.5)$$

en donde: R_n es la resistencia a la n ésima componente armónica,
 R_{CD} es la resistencia a la corriente directa,
 n es la componente armónica y
 d es el diámetro del conductor en centímetros.

3.3.2 Reactancia inductiva

Debido a que la reactancia inductiva depende de la frecuencia, la expresión que permite calcular esta reactancia en términos de las componentes armónicas es:

$$X_{L,n} = 2\pi f n L = n X_{L,1} \quad (3.6)$$

en donde: n es el orden de la componente armónica,
 f es la frecuencia de la componente fundamental y
 $X_{L,1}$ es la reactancia inductiva a frecuencia fundamental.

3.3.3 Reactancia capacitiva

La reactancia capacitiva, también depende de la frecuencia. La expresión que permite calcular esta reactancia en términos de las componentes armónicas es:

$$X_{Cn} = \frac{1}{2\pi n f C} = \frac{X_{C1}}{n} \quad (3.7)$$

en donde: n es el orden de la componente armónica,
 f es la frecuencia de la componente fundamental y
 X_{C1} es la reactancia capacitiva frecuencia fundamental.

3.3.4 Caídas de tensión no senoidales

Debido a que la resistencia y las reactancias de una línea de transporte de energía dependen de la frecuencia, al tener presencia de armónicas de corriente, las caídas de tensión que generan no son senoidales y provocan que la tensión al final de la línea tenga distorsión armónica.

Para demostrar los efectos de la caída de tensión sobre el voltaje al final de una línea de transporte de energía, cuando circulan corrientes con distorsión, se presenta el caso tomado en un tablero de distribución en baja tensión que alimenta dispositivos no lineales.

En la figura 3.1 se observa que el voltaje tiene distorsión, lo cual está confirmado el análisis de espectro de la figura 3.2, en donde se muestran las figuras de mérito. La distorsión se aprecia en un aplanamiento ligero en los valles y las crestas del voltaje.

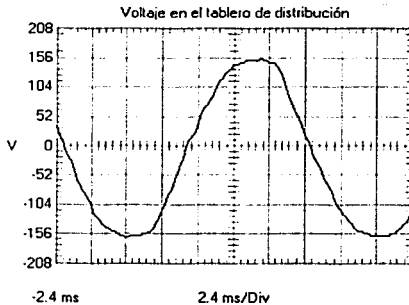


Figura 3.1

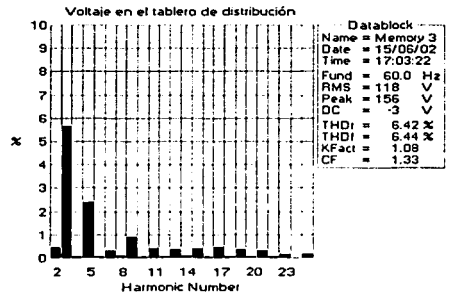


Figura 3.2

En la figura 3.3 se presenta la forma de onda de la corriente que circula por ese circuito hacia la carga que alimenta. La corriente de este circuito tiene una distorsión muy elevada, corroborada por el análisis de espectro de la figura 3.4, donde se observa que la distorsión armónica con respecto a la componente fundamental es del 36%.

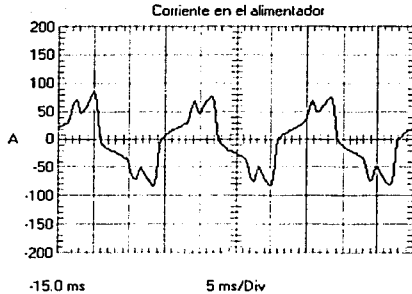


Figura 3.3

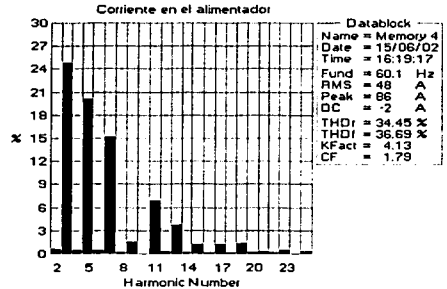


Figura 3.4

En la figura 3.5 se muestra la forma de onda del voltaje al final de la línea. La distorsión se aprecia notablemente por los aplanamientos pronunciados en los valles y las crestas, producidos por el contenido elevado de tercera armónica de la corriente, como lo demuestra la figura 3.4.

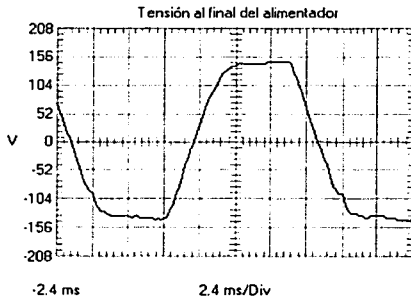


Figura 3.5

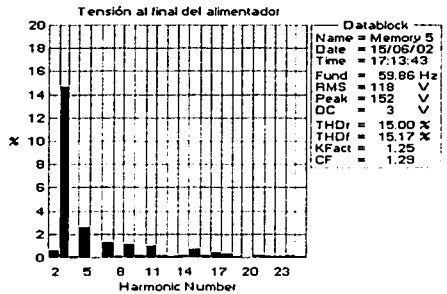


Figura 3.6

La distorsión de la tensión al final del alimentador es dos veces mayor que al inicio, como se puede observar en la figura 3.6. La impedancia del alimentador, que depende de la frecuencia (tanto para la resistencia como para la reactancia), junto con las componentes armónicas presentes en la corriente ocasionan la distorsión en el voltaje. La naturaleza pulsante de la corriente, ocasionada por el contenido elevado de tercera armónica, provoca el aplanamiento del voltaje, el cual tiene un contenido elevado de tercera armónica, como se observa en la figura 3.6.

El factor de cresta del voltaje al final de la línea es de 1.29; esto implica que el valor de pico de este voltaje es de 152 V, cuando este valor para una tensión senoidal, con el mismo valor eficaz, es de 166 V.

3.3.5 Suma de corrientes en el neutro

Si se tiene un sistema trifásico de tres fases y cuatro hilos cuyas corrientes pueden ser modeladas mediante las ecuaciones 1.7, 1.8 y 1.9, las componentes armónicas de secuencia positiva y negativa al sumarse en el neutro se cancelan, asumiendo que el sistema y la carga están balanceados. No ocurre así con las componentes de secuencia cero; asumiendo condiciones balanceadas y despreciando las componentes triples de orden mayor a la tercera, la corriente en el neutro es:

$$i_N = 3\sqrt{2}I_3 \cos(3\omega t) = 3\sqrt{2} a I_1 \cos(3\omega t)$$

en donde: a es el factor de proporción de la componente de tercera armónica con respecto a la componente fundamental ($a = I_3/I_1$).

En el capítulo 2 se vio que en un rectificador monofásico la tercera armónica tiene un valor eficaz de una tercera parte del valor de la componente fundamental. Bajo tales condiciones la corriente en el neutro es:

$$i_N = 3\sqrt{2} \frac{1}{3} I_1 \cos(3\omega t) = \sqrt{2} I_1 \cos(3\omega t)$$

esto indica que en condiciones ideales el neutro conduce una corriente cuyo valor eficaz es igual al de la componente fundamental que circula por los conductores de fase.

Se ha observado que la tercera armónica puede alcanzar valores incluso superiores a una tercera parte de la componente fundamental. Algunas mediciones, como la corriente de la figura 3.9, demuestran que la componente de tercera armónica puede alcanzar valores hasta del 70% de la fundamental, como lo muestra el espectro de la figura 3.13.

Assumiendo que la tercera armónica es 2/3 de la componente fundamental, la corriente en el neutro es:

$$i_N = 3\sqrt{2} \frac{2}{3} I_1 \cos(3\omega t) = 2\sqrt{2} I_1 \cos(3\omega t)$$

y por lo tanto se tiene que por el conductor neutro circula una corriente cuyo valor eficaz es del doble del valor eficaz de la componente fundamental provocando que dicho conductor se sobrecargue.

Para pulsos de corriente menores a 60 ° eléctricos se ha observado que la corriente en el neutro puede ser hasta $\sqrt{3}$ mayor a la de los conductores de fase [14]. Aunque $\sqrt{3}$ se considera como el límite máximo de sobrecarga del conductor neutro [7], una práctica generalizada es recomendar el uso del conductor neutro con una capacidad del 200% de los conductores de fase [10].

Para demostrar la suma de corrientes en el neutro de un sistema de tres fases y cuatro hilos se tomaron lecturas de corriente en los conductores de un tablero de distribución de energía eléctrica de un edificio de oficinas.

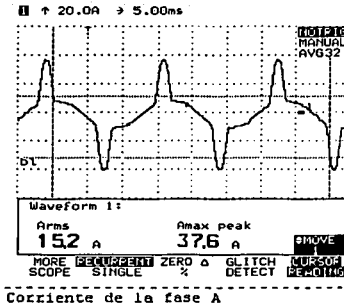


Figura 3.7

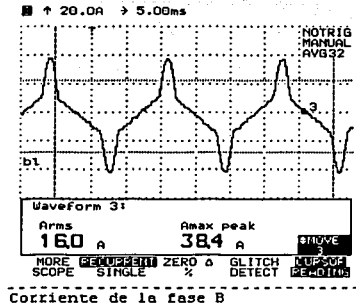


Figura 3.8

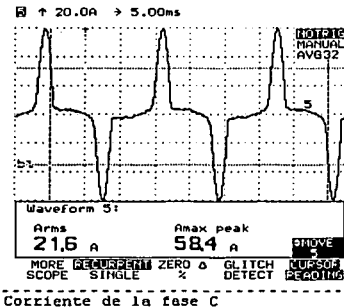


Figura 3.9

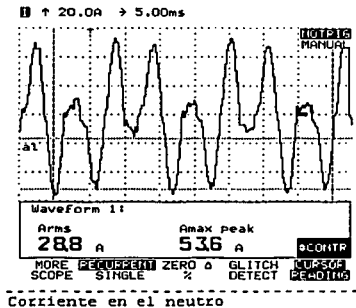


Figura 3.10

Las corrientes de los conductores de fases y neutro tuvieron las magnitudes y formas de ondas presentadas en las figuras 3.7, 3.8, 3.9 y 3.10. La magnitud de la corriente del conductor neutro es mayor a la magnitud del conductor con mayor corriente, que en este caso corresponde a la fase C. Las corrientes de los conductores de fase tienen factores de cresta superiores a $\sqrt{2}$ indicando que existe distorsión en las corrientes, lo cual se comprueba al observar las figuras 3.7, 3.8 y 3.9. La corriente en el conductor neutro tiene una distorsión mayor que las corrientes de fase y su factor de cresta también es superior a $\sqrt{2}$, pero menor a los factores de cresta de los conductores de fase.

En las figuras 3.11, 3.12, 3.13 y 3.14 se muestran análisis de espectro para las corrientes de los conductores de fase y el neutro. En primera instancia se observa que el valor eficaz del neutro es el 124% del valor del conductor de fase con mayor corriente, que es el de la fase C. Sin embargo, en el espectro del neutro, mostrado en la figura 3.14, no se observa que la componente predominante sea la

tercera, esto se debe a la naturaleza dinámica de las cargas conectadas en dichos circuitos, que provoca que el espectro cambie continuamente, por ese motivo incluso la frecuencia de la corriente en el neutro fue de 67.6 Hz en el instante de medición.

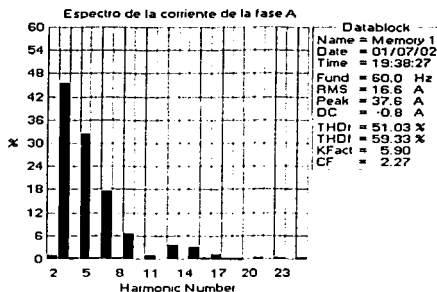


Figura 3.11

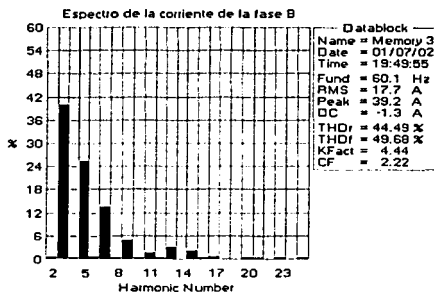


Figura 3.12

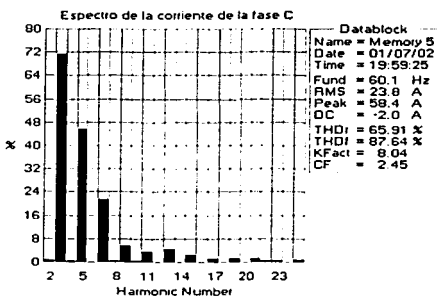


Figura 3.13

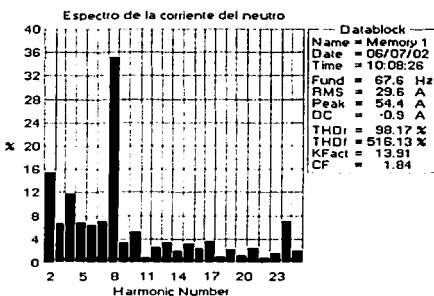
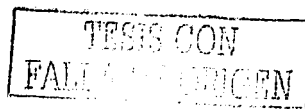


Figura 3.14

Aunque el factor de cresta de la corriente del conductor neutro está mas cercano a $\sqrt{2}$ con respecto a los factores de cresta de los conductores de fase no se puede concluir que tal corriente tiene una menor distorsión. Las figuras de mérito muestran que la corriente del conductor neutro tiene una distorsión mucho más elevada, ya sea con respecto al valor eficaz o a la componente fundamental, que los conductores de fase. Por este motivo no se debe utilizar indiscriminadamente el factor de cresta como un indicador del nivel de distorsión armónica en la corriente o el voltaje.

El aumento de la corriente en el neutro puede generar problemas muy serios ya que no se permite el uso de dispositivos de protección contra sobrecorriente en este conductor [26], a menos que el dispositivo desconecte tanto a los conductores de fase como al neutro [26]. La Norma Oficial



Mexicana NOM-001-SEDE-1999 indica que, cuando la mayoría de la carga en un sistema de tres fases y cuatro hilos son dispositivos no lineales, el neutro debe ser considerado un conductor activo [26], sin embargo no se proporciona alguna recomendación en cuanto a la capacidad de este conductor referida a los de fase para evitar sobrecargas en este tipo de situaciones.

La suma de corrientes en el neutro trae consigo los siguientes efectos sobre este conductor:

- Aumento en su temperatura por la resistencia mayor que le presenta el conductor a las componentes armónicas, especialmente a las triples.
- Incremento en la caída de tensión por la impedancia que le presenta el conductor a las armónicas triples, de las cuales la tercera es generalmente la de mayor magnitud.
- Aumento del voltaje entre neutro y tierra.

3.4 Efectos sobre transformadores

La tensión y la corriente con distorsión armónica generan efectos diversos en un transformador; en algunos casos no se afecta considerablemente su operación, sin embargo, en otros casos se puede reducir la vida útil del equipo y provocarle daños por operar bajo condiciones para las cuales no estaba diseñado.

3.4.1 Incremento del ruido

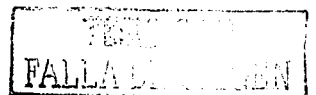
Un transformador tiene un zumbido característico cuando opera con un voltaje de 60 Hz y la corriente que circula por sus devanados es senoidal. Cuando existe distorsión en el voltaje o la corriente el zumbido aumenta [6 y 15] e incluso cambia de tono debido a la existencia de las componentes armónicas en el voltaje y la corriente. Se considera que el aumento del zumbido es el efecto de menor influencia sobre la operación normal del transformador [6].

Aunque el oído humano puede percibir sonidos comprendidos entre 20 y 20,000 Hz, el umbral auditivo no es igual en todas las frecuencias. La mayor sensibilidad se tiene en el intervalo de frecuencias que van de 1 a 5 KHz, con una disminución abrupta de sensibilidad por arriba de 5 KHz y una disminución gradual de la sensibilidad hacia abajo de 1 KHz [27].

El oído es más sensible a un tono de 300 Hz (quinta armónica) que a un tono de 60 Hz (fundamental) debido a que la quinta armónica, con un nivel de presión sonora de 16 dB es audible, mientras que la componente fundamental requiere un nivel de presión sonora de 30 dB para ser percibida.

3.4.2 Aumento en las pérdidas en el hierro

Cuando la tensión aplicada a un transformador tiene componentes armónicas, el flujo magnético también tiene armónicas. Si la densidad de flujo no es senoidal, el ciclo de histéresis de los transformadores pierde su forma característica, mostrada en el segundo capítulo, y aparecen pequeños ciclos de histéresis sobre el ciclo principal [3]. Aunque la distorsión armónica del voltaje ocasiona que las pérdidas en el hierro del transformador aumenten, el incremento en las pérdidas no es superior al 4% con respecto al caso sin distorsión armónica [3].



3.4.3 Aumento en las pérdidas en el cobre

Las pérdidas en el cobre están relacionadas exclusivamente con la corriente que circula por los devanados del transformador.

La corriente que circula por los devanados de un transformador crea un flujo magnético que es conducido por el núcleo, sin embargo no todo el flujo creado puede ser conducido. El flujo que circula por trayectorias distintas al núcleo se llama flujo de dispersión o de fuga [28]. Cuando la corriente que circula por los devanados de un transformador tiene componentes armónicas, la fuerza magnetomotriz creada por los amperios-vuelta no es senoidal y el flujo magnético, creado a partir de dicha corriente, tiene distorsión [10].

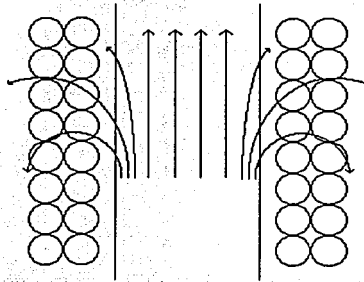


Figura 3.15

En la figura 3.15 se presenta una figura del flujo conducido por el núcleo y se muestra el flujo de dispersión en los devanados de un transformador. Si el flujo de dispersión que enlaza a los devanados tiene armónicas, en los conductores se inducen corrientes parásitas del mismo orden, que circulan junto con la corriente de carga provocando un incremento en las pérdidas eléctricas y un mayor calentamiento en los devanados.

La gran mayoría del aumento de pérdidas por calor en un transformador se debe a las corrientes de eddy en los devanados originadas por las corrientes de carga con distorsión armónica [10]. Las armónicas del flujo, hasta la décimo quinta, generan corrientes de eddy que producen pérdidas que aumentan con el cuadrado del orden de las armónicas; por arriba de la décimo quinta armónica de flujo, las corrientes de eddy generan pérdidas que aumentan en forma lineal con el orden de las armónicas; y a muy altas frecuencias las pérdidas disminuyen en razón inversa al orden de las componentes [10].

Debido a que las pérdidas motivadas por las corrientes de eddy aumentan en forma exponencial hasta la décimo quinta componente, la mayor parte del calentamiento adicional de un transformador que está operando bajo condiciones de corriente con distorsión se debe precisamente a este tipo de componentes.

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

Las pérdidas generadas por las corrientes de eddy se pueden calcular mediante la ecuación 3.3. Para calcular las pérdidas por corrientes de eddy bajo condiciones de distorsión armónica en la corriente de carga del transformador, primero se aplica la ecuación 3.3 a la componente fundamental ya que se considera que las pérdidas eléctricas del equipo se obtienen mediante la prueba de cortocircuito con una corriente sin distorsión:

$$P_{e1} = k_2 60^2 B_1^2$$

en donde: P_{e1} son las pérdidas por corrientes de eddy a la frecuencia fundamental y
 B_1^2 es el cuadrado de la densidad de flujo para la componente fundamental.

En un transformador se tienen dos expresiones fundamentales, una proporciona la relación entre la densidad de flujo y la excitación magnética:

$$B = \mu H$$

y otra que proporciona la relación entre la corriente y la excitación magnética:

$$I = \frac{Hl}{N}$$

en donde: B es la densidad de flujo magnético,
 μ es la permeabilidad del núcleo,
 H es la excitación magnética,
 l es la longitud del circuito magnético formado por el núcleo,
 I es la corriente que circula por el devanado y
 N es el número de vueltas del devanado.

De estas ecuaciones se puede obtener una expresión que relacione la densidad de flujo magnético con la corriente en el devanado:

$$B = \frac{NI}{\mu} l = k_3 I$$

Si se aplica la ecuación anterior a la de pérdidas por corrientes de eddy a frecuencia fundamental, las pérdidas son:

$$P_{e1} = k_2 60^2 k_3^2 I_1^2 = k 60^2 I_1^2$$

Las pérdidas por corrientes de eddy motivadas por la n -ésima componente armónica de la corriente son:

$$P_{en} = k(60n)^2 I_n^2$$

sumando las pérdidas por corrientes de eddy producidas por la componente fundamental y las componentes armónicas se tiene:



$$P_{ei} = 60^2 k \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2$$

pero, de la ecuación de pérdidas a componente fundamental se puede despejar el término $k60^2$, sustituyéndolo en la ecuación anterior para obtener una expresión de pérdidas totales proporcionales a las pérdidas de la componente fundamental:

$$P_{ei} = \frac{P_{ei}}{I_1^2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2$$

si se introduce en la sumatoria el cuadrado de la magnitud de la corriente para la componente fundamental, las magnitudes de las corrientes dentro de la sumatoria quedan normalizadas en unidad a la magnitud de la corriente de la componente fundamental:

$$P_{ei} = P_{ei} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2} n^2$$

de la ecuación anterior se deriva una figura de mérito conocida como factor K, que se utiliza para evaluar el sobrecalentamiento producido por las corrientes de eddy que circulan por los devanados del transformador bajo condiciones de distorsión armónica [7].

El factor K se calcula de la siguiente forma [7]:

$$K = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2} n^2 = \sum_{n=1}^{\infty} I_{n(pu)}^2 n^2 \quad (3.8)$$

en donde: $I_{n(pu)}$ es la magnitud de corriente de la n -ésima componente armónica dividida entre la magnitud de la corriente de la componente fundamental.

El factor K indica cuánto aumenta las pérdidas una corriente con distorsión con respecto a las pérdidas provocadas por una corriente senoidal con el mismo valor eficaz.

El documento IEEE C57.12.00-1987 propone un 5% como límite máximo de distorsión armónica de la corriente, bajo condiciones de plena carga en un transformador [12].

3.5 Efectos sobre las máquinas eléctricas rotatorias

La presencia de voltajes y corrientes armónicas en el sistema eléctrico también influye en la operación de los generadores y los motores, ya sean síncronos o de inducción provocando un incremento en sus pérdidas tanto eléctricas como magnéticas, en forma similar a los transformadores. El campo magnético de una máquina eléctrica rotatoria se ve afectado cuando las corrientes que pasan por los devanados del estator tienen distorsión:

La densidad total de flujo bajo condiciones de distorsión armónica, en una máquina eléctrica rotatoria puede representarse mediante el sistema de ecuaciones siguiente:

$$B_{Tn}(t) = \left(\frac{\mu N}{l} I_n \right) \left[-\frac{3}{2} \cos(n\omega t + \theta_n) - j\frac{3}{2} \sin(n\omega t + \theta_n) \right] \quad \text{para } n = 1, 4, 7, 10 \dots$$

$$B_{Tn}(t) = \left(\frac{\mu N}{l} I_n \right) \left[-\frac{3}{2} \cos(n\omega t + \theta_n) + j\frac{3}{2} \sin(n\omega t + \theta_n) \right] \quad \text{para } n = 2, 5, 8, 11 \dots \quad (3.9)$$

$$B_{Tn}(t) = 0 \quad \text{para } n = 3, 6, 9, 12, \dots$$

La densidad de flujo total originada por las componentes armónicas de secuencia cero da como resultado cero, porque los vectores de densidad de flujo motivados por cada devanado se encuentran separados espacialmente 120° dentro del estator y su suma vectorial es cero.

Del sistema anterior de ecuaciones se obtiene información de los efectos de las componentes armónicas sobre el funcionamiento de la máquina eléctrica rotatoria [3]:

- Las componentes armónicas de secuencia positiva de la corriente provocan un flujo magnético con sentido de giro positivo y una velocidad de giro de $n\omega$.
- Las componentes armónicas de secuencia negativa de la corriente provocan un flujo magnético con sentido de giro negativo y una velocidad de giro de $n\omega$.
- Las componentes armónicas de secuencia cero de la corriente, no producen flujo magnético y por lo tanto no generan par, únicamente producen pérdidas eléctricas.

Se ha observado que las componentes armónicas quinta (secuencia negativa) y séptima (secuencia positiva) tienen la capacidad de generar oscilaciones mecánicas en un sistema turbina-generador o en un sistema motor - carga [12]. Para que existan oscilaciones mecánicas se requieren torques oscilantes que se originan de la interacción entre las corrientes armónicas y la componente fundamental del flujo magnético, estos torques pueden provocar que el sistema oscile a alguna frecuencia de resonancia mecánica [12].

Los motores de inducción están sujetos a arrancar produciendo un ruido de gran magnitud (cogging) o a tener deslizamientos pronunciados cuando existen componentes armónicas en la red eléctrica [12]. En un motor de inducción la velocidad relativa del campo magnético, provocado por las componentes armónicas de secuencia positiva de la corriente y el rotor es de $(n-1)\omega$, mientras que la velocidad relativa del campo magnético provocado por las componentes armónicas de secuencia negativa de la corriente y el rotor es de $-(n+1)\omega$ [3].

Del sistema de ecuaciones 3.9 se puede ver que, en un motor de inducción las componentes armónicas de secuencia positiva de la corriente provocan un momento de torsión en sentido positivo, que tiene el mismo sentido de giro del rotor; por otra parte, las componentes armónicas de secuencia negativa de la corriente provocan un momento de torsión con sentido negativo, que tiene un sentido de giro opuesto al del rotor.

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

Si el contenido armónico del voltaje es menor al indicado en el Std. 519 - 1992 del IEEE (límites de distorsión del voltaje) la reducción de la vida útil no es pronunciada, aunque el calor adicional generado por las armónicas reduce el rendimiento a valores que van del 90 al 95% con respecto al obtenido con una tensión exclusivamente senoidal [12].

Las componentes armónicas influyen de manera distinta en la pérdida de vida útil de un motor de inducción de 100 HP. Si existen subarmónicas (componentes cuya frecuencia es un submúltiplo de la fundamental) la reducción de la vida útil se incrementa gravemente. Para una subarmónica con una frecuencia de una décima parte de la fundamental y un 1% de amplitud con respecto a la fundamental, la disminución de vida experimentada por el motor es del 90% [29].

El efecto de las armónicas sobre la pérdida de vida útil es menor; por ejemplo si la quinta armónica tiene una magnitud del 8%, la pérdida de vida útil del motor es del 30%; esta misma magnitud para la séptima armónica causa una pérdida de vida útil del 17% en el mismo motor; la décima primera armónica causa una pérdida de vida útil del 10% con una magnitud similar; mientras que la décimo tercera ocasiona que la pérdida de vida útil sea del 7% [29].

La distorsión armónica en el voltaje provoca que las pérdidas en los motores de inducción se incrementen, aumentando la temperatura de los devanados y disminuyendo la vida útil del motor. La disminución del par del motor bajo condiciones de distorsión en el voltaje provoca que el tiempo de arranque bajo estas condiciones sea mayor, que bajo condiciones en donde el voltaje no tiene distorsión, ocasionando que el metal se fatigue. Cuando la relación entre la componente armónica de la tensión a la componente fundamental (V_n/V_1) es menor a 0.05 el impacto de dichas armónicas es insignificante en el aumento de las pérdidas en el motor [29].

Una máquina síncrona se ve afectada por la interacción del campo magnético generado por las componentes armónicas de la corriente y el campo magnético de componente fundamental. El campo magnético generado por las componentes armónicas de secuencia positiva de la corriente tiene una velocidad relativa, con respecto al campo generado por el rotor, de $(n-1)\omega$, mientras que el campo magnético generado por las componentes armónicas de secuencia negativa de la corriente tiene una velocidad relativa, con respecto al campo generado por el rotor, de $-(n+1)\omega$ [3].

La interacción entre el campo magnético generado por las componentes de secuencia positiva y el campo generado por el rotor produce un par pulsante cuya frecuencia es $f(n-1)$, mientras que la interacción entre el campo magnético generado por las componentes de secuencia negativa y el campo generado por el rotor produce un par pulsante cuya frecuencia es de $f(n+1)$ [3].

Se observa que existen dos componentes armónicas en la corriente que generan un par pulsante de la misma frecuencia; por ejemplo, la quinta armónica, de secuencia negativa, genera un par pulsante de frecuencia $60(5+1) = 360$ Hz, la séptima armónica, de secuencia positiva, da origen a un par pulsante de frecuencia $60(7-1) = 360$ Hz. Las componentes armónicas séptima y décima primera originan un par pulsante de 720 Hz, las componentes décima séptima y décima novena dan lugar a un par pulsante de 1080 Hz, y así sucesivamente. Si la frecuencia de resonancia está cercana a la frecuencia del par pulsante la máquina se puede ver sometida a esfuerzos mecánicos elevados.

Otro problema generado en las máquinas rotatorias es la circulación de corrientes armónicas en el rotor provocadas por el flujo magnético creado por las corrientes armónicas que circulan por los devanados del estator. Las corrientes armónicas que circulan por el rotor dependen de la frecuencia de las corrientes armónicas de los devanados del estator; para las componentes armónicas de secuencia positiva del estator las componentes armónicas correspondientes del rotor son de frecuencia $f(n-1)$, mientras que las componentes armónicas de secuencia negativa del estator generan componentes armónicas en el rotor de frecuencia $f(n+1)$ [3 y 12].

Al igual que en los pares pulsantes, existen dos componentes armónicas en la corriente que generan una componente armónica de corriente de la misma frecuencia en el rotor; por ejemplo, la quinta armónica, de secuencia negativa, genera una componente armónica de corriente de frecuencia $60(5+1) = 360$ Hz, la séptima armónica, de secuencia positiva, da lugar a una componente armónica de corriente de frecuencia $60(7-1) = 360$ Hz.

3.6 Efectos sobre equipo y dispositivos de protección

3.6.1 Relevadores

Los relevadores electromecánicos operan mediante un disco de inducción que se puede ver afectado por las componentes armónicas de la corriente debido a que modifican el par del disco, alterando sus características de retraso de tiempo [3]. Los relevadores de tierra se ven afectados por la existencia de armónicas triples de corriente ya que no pueden distinguir entre una componente de secuencia cero a frecuencia fundamental y una componente de secuencia cero a cualquier otra frecuencia [3].

Algunos relevadores electrónicos, digitales o de estado sólido, operan midiendo los valores de pico del voltaje o de la corriente y en algunos casos toman como referencia los cruces por cero del voltaje [3]. Los voltajes y las corrientes con factor de cresta distinto a $\sqrt{2}$ dan origen a errores de operación en este tipo de dispositivos.

3.6.2 Fusibles

Los fusibles son dispositivos que operan en condiciones de sobrecarga o de cortocircuito para proteger al sistema eléctrico y se diseñan para fundirse en un cierto tiempo para un valor determinado de corriente.

La operación del fusible por cortocircuito no se ve afectada por la existencia de componentes armónicas en la corriente debido a que las corrientes de falla son únicamente a frecuencia fundamental, sin embargo la operación del fusible por sobrecarga sí se puede ver afectada por la existencia de armónicas de corriente ya que éstas se presentan en estado estable [15].

Existen tres valores de interés en la especificación de los fusibles que deben tomarse en cuenta, desde el punto de vista operativo [19]:

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

- *Valor nominal de corriente:* se refiere al valor que el fusible puede conducir permanentemente sin que opere bajo las condiciones especificadas por el fabricante.
- *Corriente mínima de fusión:* es el valor mas bajo de corriente que puede provocar que el fusible opere. El valor de corriente que provoque la operación del fusible en un lapso de horas se considera como corriente mínima de fusión.
- *Sobrecorriente:* es cualquier valor de corriente por arriba del mínimo de fusión.

La operación por sobrecarga de los fusibles se ve afectada por el aumento de la resistencia a la corriente alterna que experimenta el elemento fusible con las componentes armónicas, ya que éstos se diseñan para abrirse con el calor generado por la corriente mínima de fusión, y esta corriente se considera de componente fundamental exclusivamente.

Un fusible se puede abrir anticipadamente debido a que una corriente con distorsión armónica genera un calor mayor que una corriente sin distorsión, incluso aunque ambas tengan el mismo valor eficaz, debido a que la resistencia a la corriente alterna del fusor es mayor para las componentes armónicas y el calor absorbido por el elemento fundible también es mayor, provocando que el dispositivo se abra incluso con corrientes de valores eficaces menores, dando la idea de que se ha alcanzado una condición de sobrecarga.

3.6.3 Interruptores

Los interruptores son dispositivos de protección que operan por sobrecarga o cortocircuito para proteger al sistema eléctrico y se diseñan para abrirse, interrumpiendo las corrientes de falla, de sobrecarga o corrientes normales del sistema eléctrico, y para cerrarse con carga, por lo tanto el interruptor debe tener la capacidad para poder soportar estas corrientes. El mecanismo de apertura y cierre del interruptor puede ser mecánico o electromecánico.

Los interruptores para sistemas eléctricos de alta y media tensión operan en forma automática mediante relevadores que se encargan de medir las condiciones de operación del sistema eléctrico, en caso de presentarse una sobrecarga o un cortocircuito el relevador se encarga de ordenar la apertura del interruptor enviando una señal que puede ser eléctrica, mecánica, hidráulica o neumática [19].

En los sistemas de baja tensión se utilizan ampliamente los interruptores termomagnéticos para proteger la red eléctrica. Este tipo de interruptor tiene un elemento térmico que se encarga de disparar el mecanismo de apertura bajo condiciones de sobrecarga, también tiene un elemento magnético que se encarga de disparar el mecanismo de apertura cuando se presenta un cortocircuito [30].

El elemento magnético consta de una bobina con un núcleo móvil, o electroimán, cuando se presenta un cortocircuito la bobina desarrolla un campo magnético con la fuerza suficiente para liberar la traba, o mecanismo de disparo, mover el núcleo y disparar el interruptor [30].

El elemento térmico tiene una banda bimetálica con coeficientes distintos de dilatación que se calienta al paso de la corriente deformándose; al cambiar de forma la banda bimetálica libera la traba disparando el interruptor por sobrecarga [30].

El elemento bimetálico de los interruptores termomagnéticos se ve afectado por las componentes armónicas de la corriente en forma similar al elemento fundible de los fusibles, por que



está diseñado para deformarse por calentamiento. La resistencia a la corriente alterna del elemento bimetalico es mayor para las componentes armónicas aumentando en función de la frecuencia de las mismas, esto significa que el elemento se deforma con mayor rapidez cuando circulan a través de él corrientes con distorsión provocando que dispare incluso con corrientes de valores eficaces menores a su valor nominal.

La mayoría de los interruptores termomagnéticos están diseñados para funcionar con temperaturas de operación máximas de 40 °C y la circulación de corrientes armónicas a través de los interruptores puede incrementar la temperatura de operación de los mismos. Cuando un interruptor termomagnético opera a una temperatura mayor a la de diseño se disminuye su valor de disparo por sobrecarga siendo posible su apertura prematura.

Para demostrar los efectos de las componentes armónicas sobre la temperatura de operación de los interruptores termomagnéticos, se tomaron valores de corriente y de temperatura en dos interruptores ubicados en el mismo tablero, en uno de ellos la corriente tiene una distorsión armónica elevada y en el otro la corriente tiene una distorsión relativamente baja.

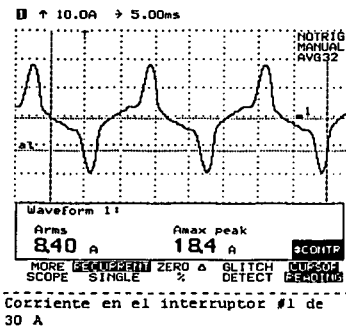


Figura 3.16

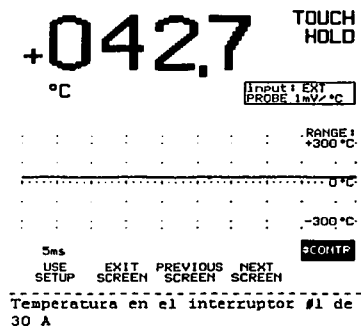


Figura 3.17

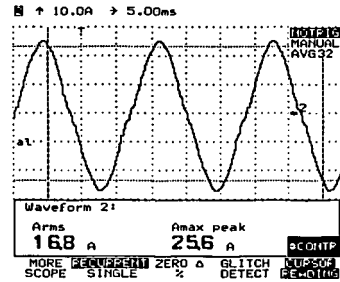
En la figura 3.16 se muestra la forma de onda de una corriente con distorsión que circula a través de un interruptor termomagnético de un polo de 30 A, mientras que en la figura 3.17 se muestra la temperatura de operación del interruptor, que es superior a los 40°C aunque la corriente eficaz es de 8.4 A. Esta temperatura de operación elevada puede ocasionar que el interruptor se dispare por sobrecarga si la corriente se incrementa, sin que ésta llegue necesariamente a los 30 A.

En la figura 3.18 se muestra la forma de onda de una corriente con una distorsión muy baja que circula a través de un interruptor termomagnético de un polo de 30 A y la figura 3.19 muestra la temperatura de operación del interruptor.

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

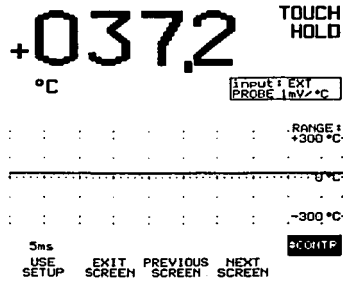
La corriente del segundo interruptor tiene un valor eficaz mayor que la corriente del primer interruptor y sin embargo su temperatura de operación es menor, por lo tanto este interruptor está trabajando dentro de su rango correcto de temperatura de operación.

Comparando los espectros de las corrientes del interruptor #1, mostrado en la figura 3.20, y del interruptor #2, mostrado en la figura 3.21, y las figuras de mérito asociadas a cada corriente es evidente la influencia de las componentes armónicas de la corriente sobre la temperatura de operación de los interruptores termomagnéticos.



Corriente en el interruptor #2 de 30 A

Figura 3.18



Temperatura en el interruptor #2 de 30 A

Figura 3.19

La operación de los interruptores por cortocircuito, ya sea en baja, media o alta tensión, no se ve afectada por las componentes armónicas de la corriente porque las corrientes de falla son a frecuencia fundamental.

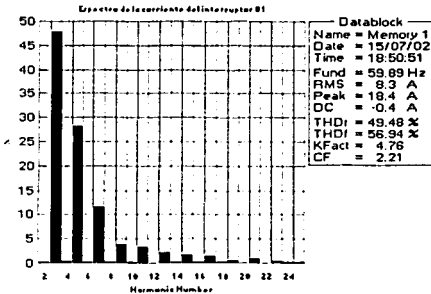


Figura 3.20

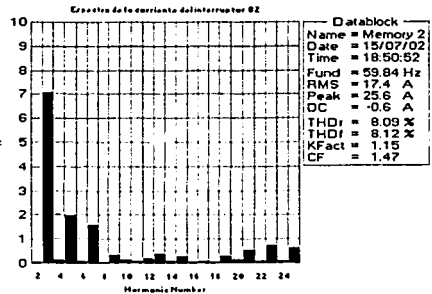


Figura 3.21



3.7 Efectos sobre equipo electrónico

3.7.1 Cambios en los cruces por cero de la señal

Existen algunos equipos electrónicos que utilizan los cruces por cero de la señal del voltaje para realizar ciertos procesos como operación de relojes [7]. Los convertidores de corriente alterna a corriente directa utilizan la detección de los cruces por cero para su operación [20]. Si los cruces por cero se modifican por efectos de la distorsión armónica en la tensión el equipo puede operar en forma errónea.

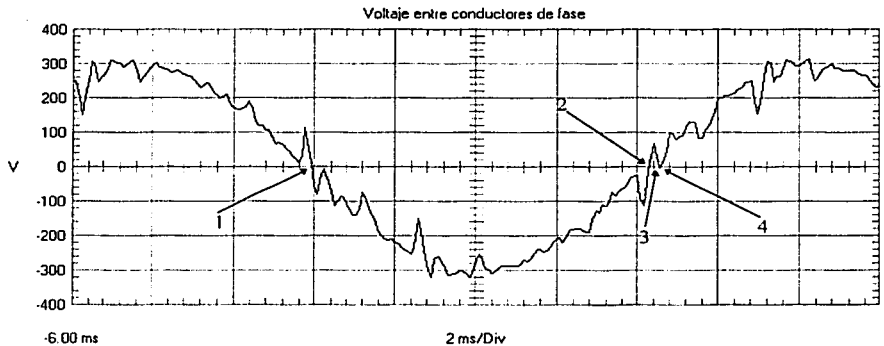


Figura 3.22

La figura 3.22 muestra la forma de onda de una tensión medida entre dos conductores de fase. En un voltaje o corriente senoidales existen dos cruces por cero únicamente por cada ciclo, sin embargo, en la tensión de la figura 3.22 se observa que en un ciclo de la señal existen cuatro cruces por cero, los cuales han sido marcados en la figura.

Los cruces 1 y 2 son los que se podrían considerar normales en una señal periódica, los cruces 3 y 4 son debidos a la alta distorsión que afecta al voltaje. La tensión instantánea va en aumento después del segundo cruce por cero, empieza a disminuir cambiando de signo alcanzando un valor de -4 Volts, para después volver a aumentar cambiando nuevamente de signo.

Existe un medio ciclo negativo que dura un tiempo normal de 8.33 ms, pero en seguida aparece un medio ciclo positivo de 0.16 ms de duración, posteriormente se presenta un medio ciclo negativo de una duración de 0.08 ms para finalmente aparecer un medio ciclo positivo de 8.08 ms de duración.

La influencia de las componentes armónicas sobre la distorsión se muestra en el espectro de la figura 3.23, siendo notable la existencia de componentes de orden elevado, como la trigésima quinta, y que tienen una magnitud similar a otras de un orden inferior como la décima primera.

Las figuras de mérito confirman que el voltaje tiene una distorsión elevada, ligeramente mayor al 11%. El factor de cresta indica que los valores de pico alcanzan niveles que sobrepasan los valores que tendría un voltaje senoidal con el mismo valor eficaz.

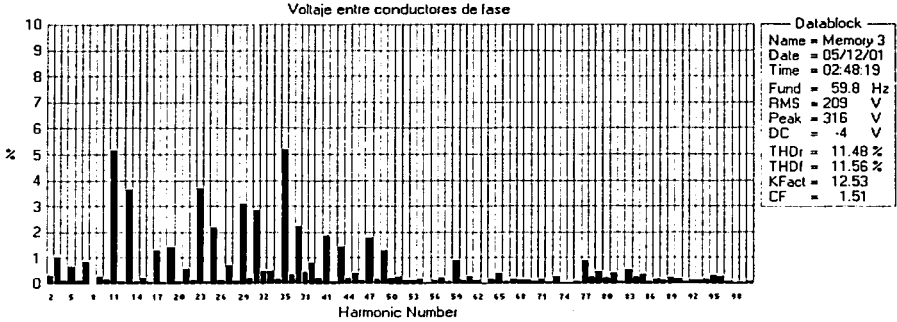


Figura 3.23

3.7.2 Cambio de la tensión en el lado de corriente directa de un rectificador

La tensión en el lado de corriente directa de un rectificador depende de la forma de onda de la tensión en el lado de corriente alterna [14]. En un rectificador monofásico de onda completa la tensión en el lado de corriente directa se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$V_{DC} = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) dt$$

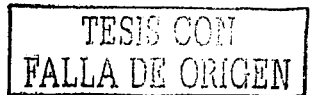
si el voltaje está libre de distorsión y $T = \frac{2\pi}{\omega}$ la tensión en el lado de corriente directa es:

$$V_{DC} = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} v_m \sin(\omega t) dt = -V_m \frac{\omega \cos(\omega t)}{\pi \omega} \Big|_0^{\frac{\pi}{\omega}} = \frac{-V_m}{\pi} \left[\cos\left(\omega \frac{\pi}{\omega}\right) - \cos(0) \right] = \frac{2V_m}{\pi}$$

Suponiendo que la tensión tiene distorsión armónica y tomando en cuenta únicamente, por simplicidad, las componentes tercera y quinta, tanto en amplitud como en ángulo de fase, el voltaje es:

$$v(t) = V_1 \sin(\omega t) + V_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + V_5 \sin(5\omega t - \varphi_5)$$

entonces la tensión de corriente directa se obtiene como:



$$V_{DC} = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} [V_1 \sin(\omega t) + V_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + V_5 \sin(5\omega t - \varphi_5)] dt$$

$$V_{DC} = \frac{\omega}{\pi} \left[\frac{V_1 \cos(\omega t)}{\omega} \Big|_0^{\frac{\pi}{\omega}} - \frac{V_3 \cos(3\omega t - \varphi_3)}{3\omega} \Big|_0^{\frac{\pi}{\omega}} - \frac{V_5 \cos(5\omega t - \varphi_5)}{5\omega} \Big|_0^{\frac{\pi}{\omega}} \right]$$

$$V_{DC} = \frac{\omega}{\pi} \left[\frac{V_1 \left[\cos\left(\omega \frac{\pi}{\omega}\right) - \cos(0) \right]}{\omega} - \frac{V_3 \left[\cos\left(3\omega \frac{\pi}{\omega} - \varphi_3\right) - \cos(\varphi_3) \right]}{3\omega} \right. \\ \left. - \frac{V_5 \left[\cos\left(5\omega \frac{\pi}{\omega} - \varphi_5\right) - \cos(\varphi_5) \right]}{5\omega} \right]$$

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \left[-V_1 [\cos(\pi) - \cos(0)] - \frac{V_3}{3} [\cos(3\pi) \cos(\varphi_3) + \sin(3\pi) \sin(\varphi_3) - \cos(\varphi_3)] \right. \\ \left. - \frac{V_5}{5} [\cos(5\pi) \cos(\varphi_5) + \sin(5\pi) \sin(\varphi_5) - \cos(\varphi_5)] \right]$$

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \left[-V_1 [\cos(\pi) - \cos(0)] - \frac{V_3}{3} [\cos(3\pi) \cos(\varphi_3) + \sin(3\pi) \sin(\varphi_3) - \cos(\varphi_3)] \right. \\ \left. - \frac{V_5}{5} [\cos(5\pi) \cos(\varphi_5) + \sin(5\pi) \sin(\varphi_5) - \cos(\varphi_5)] \right]$$

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \left[2V_1 + \frac{2V_3}{3} \cos(\varphi_3) + \frac{2V_5}{5} \cos(\varphi_5) \right]$$

$$V_{DC} = \frac{2}{\pi} \left[V_1 + \frac{V_3}{3} \cos(\varphi_3) + \frac{V_5}{5} \cos(\varphi_5) \right] \quad (3.10)$$

La ecuación 3.10 muestra que el voltaje de corriente directa del rectificador cambia en función de la distorsión presente en el lado de corriente alterna. El voltaje de directa depende no únicamente de la amplitud de las componentes armónicas presentes en el voltaje de alterna, sino también de su ángulo de fase.

3.7.3 Modificación del factor de cresta

Ya se ha visto que las componentes armónicas tienen la propiedad de modificar el factor de cresta de la corriente y el voltaje. Una corriente distorsionada con factor de cresta superior a $\sqrt{2}$ tiene un valor de pico superior al que tendría una corriente senoidal con el mismo valor eficaz; del mismo modo, cuando el factor de cresta de la corriente es menor a $\sqrt{2}$ el valor de pico es inferior al que tendría una corriente senoidal con el mismo valor eficaz. Lo mismo aplica para el voltaje.

Aunque el valor eficaz es una medida de la cantidad de potencia que una corriente alterna puede entregar, el factor de cresta puede ser una limitante para ciertos equipos.

Por este motivo, algunos fabricantes de UPS consideran el factor de cresta como parte de la especificación de la capacidad de salida del equipo; si el factor de cresta de la corriente de la carga es muy elevado para la UPS, el voltaje de salida puede tener una distorsión elevada o el equipo puede alarmarse y transferir su operación a modo de bypass [31]. Por este motivo, el factor de cresta forma parte de las especificaciones de los valores de salida para este tipo de equipos [31, 32 y 33].

Esta restricción se debe a que algunos dispositivos electrónicos, además de la corriente máxima eficaz que pueden soportar, tienen una corriente máxima instantánea que pueden conducir y una corriente con un valor de cresta muy elevado puede alcanzar este límite.

Por ejemplo, en la hoja de especificaciones del tiristor 350PJT que aparece en la referencia [20], se indica que este dispositivo ha sido desarrollado para aplicaciones de control de potencia como UPS y variadores de velocidad; en la sección de especificaciones eléctricas su corriente nominal, $I_{T(RMS)}$, es de 550 A, mientras que la máxima corriente de pico controlable, I_{TGO} , del tiristor es de 1200 A. Este tiristor puede trabajar sin problemas con corrientes con un factor de cresta máximo de 2.18; corrientes con factores de cresta mayores pueden dañar al tiristor.

El factor de cresta es un indicador de la existencia de distorsión armónica, sin embargo, no se debe considerar su valor como un indicador del grado de distorsión asumiendo que mientras más alejado se encuentre este factor del valor de $\sqrt{2}$, la distorsión es mayor.

En el caso en donde se analizó la suma de corrientes en el neutro, se vio que el factor de cresta de la corriente en el conductor neutro es menor al factor de cresta de la corriente de los conductores de fases, sin embargo, la distorsión de la corriente en el neutro es mucho mayor. En el caso en donde se analizó el problema de los cruces por cero del voltaje se pudo observar que aunque la distorsión es muy elevada, el factor de cresta no aleja mucho de $\sqrt{2}$. Por este motivo, no se recomienda tomar el factor de cresta como un indicador cuantitativo de la existencia de distorsión armónica. Lo más adecuado es utilizar al factor de cresta como un indicador cualitativo de la existencia de distorsión armónica.

3.8 Efectos sobre equipo de medición

Los equipos de medición también son afectados por las componentes armónicas, porque en algunos casos su operación se basa en el valor promedio de la componente fundamental, o en las



mediciones del valor de pico de la forma de onda. En medidores de tipo electromecánico las armónicas pueden crear efectos similares a los que ocasionan en los motores de inducción y originar errores.

3.8.1 Equipos con disco de inducción

El medidor de energía a base de disco de inducción, o waththorímetro, fue inventado en 1888 por Schallenger y es ampliamente utilizado en la actualidad por ser un medidor exacto y barato, que además tiene la virtud de poder trabajar por periodos de tiempo prolongados con poco mantenimiento [34].

Los waththorímetros de disco de inducción han sido diseñados para operar con voltajes y corrientes senoidales y, al igual que en un motor de inducción, la distorsión del voltaje y la corriente generan pares adicionales en el disco [6]. Si el medidor está operando en un sistema con problemas de resonancia por distorsión armónica los altos voltajes o corrientes también pueden producir errores de medición en el waththorímetro.

3.8.2 Equipos que miden en base al valor de pico y al valor promedio

Actualmente existen equipos de medición que han sido diseñados para trabajar bajo condiciones de voltajes y corrientes senoidales. Este tipo de diseño provoca que los instrumentos generen lecturas erróneas bajo condiciones de distorsión armónica.

Si un instrumento obtiene el valor eficaz de la variable eléctrica de interés en base al valor pico entonces, basado en la suposición de que la forma de onda es senoidal, la información presentada en pantalla se calcula en base a la siguiente relación:

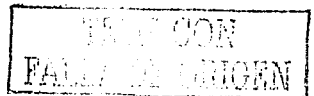
$$V_{rms} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}$$

Sin embargo $\sqrt{2}$ es el factor de cresta únicamente para formas de onda senoidales, si la forma de onda tiene distorsión el factor de cresta es distinto y la lectura del instrumento es errónea.

Por otro lado el instrumento puede obtener el valor eficaz de la variable eléctrica en base al valor promedio de medio ciclo de la señal rectificadada mediante la siguiente relación [20]:

$$V_{rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{prom}$$

La ecuación 4.70 involucra a la relación entre el valor promedio de medio ciclo y el valor pico para una forma de onda senoidal y la relación entre el valor pico y el valor eficaz para una forma de onda senoidal. Por lo tanto hay dos errores también involucrados ya que $\frac{\pi}{2}$ no es la relación entre el valor pico y el valor promedio de una señal con distorsión, del mismo modo que $\sqrt{2}$ no es el factor de cresta para una forma de onda no senoidal.



Para evitar errores de medición bajo condiciones de distorsión armónica se deben utilizar medidores con capacidad para leer valor eficaz verdadero (TRUE RMS).

3.9 Efectos sobre líneas telefónicas

Los voltajes y corrientes con distorsión dan origen a campos eléctricos y magnéticos que pueden interferir en la operación correcta de las líneas telefónicas, si están cercanas a algún equipo de conversión estático de energía o si corren cerca y en paralelo a las líneas de potencia [12].

El nivel de interferencia depende del arreglo físico que guarden el sistema que da origen a la interferencia y el cable telefónico, de la magnitud de las componentes armónicas involucradas y de su orden [12]. Las siguientes figuras de mérito permiten calcular la interferencia telefónica dependiendo del contenido armónico en la red eléctrica.

3.9.1 Factor de peso de la interferencia telefónica (TIF)

El factor de peso del TIF es una combinación de la curva característica "C-message", que considera el efecto relativo de interferencia de distintas frecuencias en la banda de voz (incluyendo la respuesta del sistema telefónico y el oído) y un capacitor, el cual provee el factor de peso que es directamente proporcional a la frecuencia de consideración sobre el acoplamiento asumido [12].

El TIF es una cantidad adimensional que es indicativa de la forma de onda y no de la amplitud y se puede expresar como [12]:

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (W_n V_n)^2}}{V_{rms}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (W_n I_n)^2}}{I_{rms}} \quad (3.11)$$

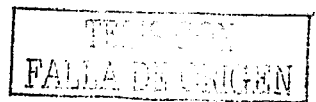
en donde: V_n es el voltaje eficaz en la n ésima armónica,
 V_{rms} es el valor eficaz del voltaje considerando todas las componentes armónicas,
 I_n es la corriente eficaz en la n ésima armónica,
 I_{rms} es el valor eficaz de la corriente considerando todas las componentes armónicas y
 W_n es el factor de peso del TIF a la frecuencia de la armónica n

El factor W_n del TIF, que refleja el peso de la curva de "C-message" y el acoplamiento (componente proporcional) normalizado a 1 KHz está dado por [12]:

$$W_n = 5P_n f \quad (3.12)$$

en donde: P_n es el valor de la curva "C-message" a la frecuencia de la armónica n y
 f es la frecuencia de la n ésima armónica.

Existen dos formas de calcular el factor de peso W_n del TIF, la primera es obteniendo los valores en dB de la curva "C-message" en la página 34 de la referencia [3] y calculando los niveles de



Efectos en los componentes del sistema eléctrico

atenuación para las frecuencias de interés; la segunda forma es mediante la tabla 6.2 de la página 41 de la referencia [12] en la cual se expresan los valores de W_n en función de la frecuencia.

La tabla 3.1 contiene los valores presentados en la tabla 6.2 del Std 519-1992 del IEEE [12] con los valores del TIF por frecuencia.

f	W_n	f	W_n	f	W_n	f	W_n
60	0.5	1020	5100	1980	8330	3300	8090
180	30	1080	5400	2100	8330	3540	6730
300	225	1140	5630	2160	9080	3660	6130
360	400	1260	6050	2220	9330	3900	4400
420	650	1380	6370	2340	9840	4020	3700
540	1320	1440	6560	2460	10340	4260	2750
660	2260	1500	6680	2580	10600	4380	2190
720	2760	1620	6970	2820	10210	5000	840
780	3360	1740	7320	2940	9820		
900	4350	1800	7570	3000	9670		
1000	5000	1860	7820	3180	8740		

Tabla 3.1 Valores del TIF en 1960 por frecuencia

3.9.2 Interferencia telefónica

En la práctica la interferencia telefónica es expresada mediante el producto de la corriente y el TIF, denominado el producto IT, en donde I es la corriente eficaz en amperes y T es el TIF:

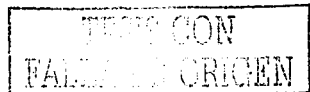
$$IT = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (W_n I_n)^2} \quad (3.13)$$

en donde: W_n es el factor de peso del TIF a la frecuencia de la n ésima armónica y I_n es la corriente eficaz en la n ésima armónica.

3.10 Efectos sobre bancos de capacitores

La reactancia de un banco de capacitores disminuye con el incremento de la frecuencia. Conforme aumenta el orden de las componentes armónicas el banco presenta una menor oposición convirtiéndose en un camino de baja impedancia y su corriente eficaz aumenta.

Otro efecto que se puede manifestar en un banco de capacitores es la elevación del voltaje en el punto en donde se conecta el banco al sistema eléctrico [13]. El sistema mostrado en la figura 3.24 consiste en la reactancia inductiva del transformador, X_T , la resistencia de los devanados del transformador, R_T , y de la reactancia del banco de capacitores, X_C .



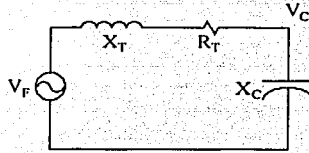


Figura 3.24

El sistema forma un circuito divisor de tensión, de donde el voltaje en el banco de capacitores se determina como:

$$V_C = \frac{-jX_C}{R_T + j(X_T - X_C)} V_F$$

multiplicando por el conjugado del denominador, se tiene:

$$V_C = \frac{-jX_C(R_T - j(X_T - X_C))}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} V_F$$

haciendo las simplificaciones necesarias:

$$V_C = \frac{-jX_C R_T - X_C(X_T - X_C)}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} V_F$$

$$V_C = \frac{X_C^2 - X_C(X_T + jR_T)}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} V_F$$

$$V_C = \frac{X_C^2 - X_C X_T - jX_C R_T}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} V_F$$

expresando las reactancias en función del orden de las componentes armónicas y de las reactancias a frecuencia fundamental se tiene:

$$V_{Cn} = \frac{\left(\frac{X_{Cl}}{n}\right)^2 - \frac{X_{Cl}}{n} X_{T1n} - j\frac{X_{Cl}}{n} R_T}{R_T^2 - \left(X_{T1n} - \frac{X_{Cl}}{n}\right)^2} V_{Fn}$$

Finalmente el voltaje de la carga para la *n*-ésima componente armónica es:

$$V_{Cn} = \frac{\left(\frac{X_{Cl}}{n}\right)^2 - X_{Cl}X_{Tn} - j\frac{X_{Cl}}{n}R_T}{R_T^2 - \left(X_{Tn}n - \frac{X_{Cl}}{n}\right)^2} V_{Fn} \quad (3.14)$$

En condiciones de resonancia, cuando $X_T = X_C$, el voltaje de la carga es [13]:

$$V_{Cn_{res}} = -j\frac{X_{Cl}}{n_{res}R_T} V_{Fn_{res}} \quad (3.15)$$

Los problemas más comunes observados en los bancos de capacitores expuestos a distorsión armónica son [6 y 13]:

- Operación prematura de los dispositivos de protección, fusibles o interruptores.
- Calentamiento y aumento en las pérdidas dieléctricas.
- Amplificación de las componentes armónicas.
- Fallas en el aislamiento.
- Sobretensiones.
- Resonancia.

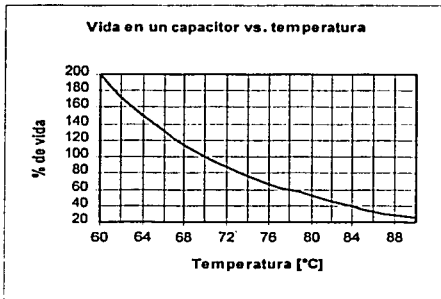


Figura 3.25

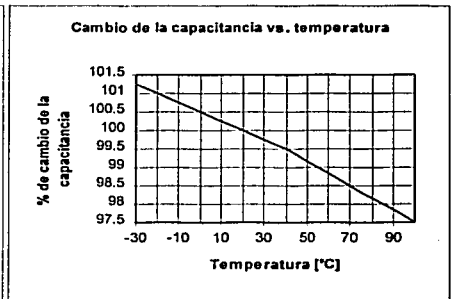


Figura 3.26

En la figura 3.25 se muestra la curva de vida de un capacitor en función de su temperatura de operación. En esta gráfica se observa que el capacitor alcanza el 100% de vida útil cuando su temperatura es de 70 °C, lo cual implica que está diseñado para esa temperatura de operación. Un aumento pequeño en la temperatura de operación del capacitor produce una disminución muy elevada en su vida útil; por ejemplo, un capacitor con una temperatura de operación de 72 °C tiene una vida útil del 87%, una elevación de 10 °C disminuye la vida útil del capacitor al 52%.

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

Una corriente con distorsión tiende a incrementar la temperatura de operación de los capacitores, provocando que se sobrecarguen y se eleve su temperatura. Por este motivo es sumamente arriesgado instalar un banco de capacitores sin haber realizado una medición previa del contenido armónico del sistema eléctrico.

El incremento de la temperatura que generan las componentes armónicas no solo afectan la vida útil del capacitor, también producen cambios en su valor de capacitancia. En la figura 3.26 se muestra la curva del comportamiento de los valores de la capacitancia en función de la temperatura. El 100% de la capacitancia se alcanza con una temperatura de 20 °C.

La disminución de la temperatura aumenta el valor de la capacitancia; por ejemplo a - 30 °C la capacitancia es el 101.25% de su valor a 20 °C (valor nominal). El aumento de la temperatura provoca la disminución del valor de la capacitancia; por ejemplo, a 100 °C la capacitancia es el 97.5% de su valor a 20 °C. Aunque los porcentajes de variación no son muy elevados sí deben de tomarse en consideración; por ejemplo si el banco de capacitores va a formar parte de un filtro pasivo de armónicas, en donde la sintonía del filtro depende del valor de la capacitancia.

Cuando se corrige el factor de potencia mediante el uso de un banco de capacitores instalado en el lado secundario de un transformador, se producen sobretensiones que se originan por circuito resonante, que origina el banco de capacitores con la reactancia de fuga del transformador.

El circuito formado, denominado circuito tanque, presenta una impedancia elevada en la componente armónica de resonancia y, cuando circula una corriente armónica cuyo orden coincide con el de resonancia del circuito, los voltajes desarrollados en el lado de baja tensión tienden a incrementarse debido a la caída de tensión que se produce en la impedancia equivalente.

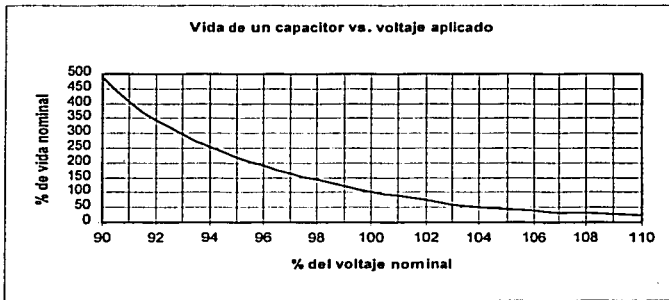
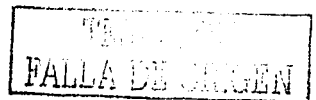


Figura 3.27

Los bancos de capacitores son afectados por las sobretensiones debido a que son elementos pasivos y cualquier aumento en la tensión ocasiona que su potencia se incremente con el cuadrado del voltaje; por ejemplo un aumento del 10% en la tensión aplicada al banco de capacitores produce un aumento de la potencia del 21%.



En la figura 3.27 se muestra la curva de vida de un capacitor en función del voltaje aplicado. Esta curva, que es una exponencial decreciente, muestra que la vida del capacitor es el 490% de su vida nominal cuando su tensión de alimentación es del 90%. Para una tensión del 95% de la nominal la vida del capacitor es del 220% de su vida nominal. Para una tensión del 104% el porcentaje de vida nominal es del 50%.

La tensión es una variable que debe de cuidarse en los capacitores porque, su vida útil se ve sumamente disminuida por aumentos no muy significativos de la tensión de operación; por este motivo hay que evitar que los bancos de capacitores formen circuitos resonantes con los transformadores especialmente en condiciones de distorsión armónica, en donde la frecuencia de resonancia puede coincidir con alguna de las armónicas presentes en el sistema y dar origen a corrientes muy elevadas que generen sobretensiones.

El Std. 18 - 1992 del IEEE considera que un voltaje eficaz del menor al 110% del valor nominal, incluyendo las armónicas que pueda contener, es un valor aceptable de tensión. Las armónicas también afectan el valor de pico del voltaje, por este motivo el Std. 18 - 1992 del IEEE considera aceptable en un capacitor una tensión cuyo valor de pico sea del 120% del valor nominal. El mismo Std. 18 - 1992 también considera que la corriente eficaz en un capacitor puede ser hasta del 180% de su valor nominal incluyendo el contenido armónico [35].

La norma IEC 831-1 en su sección de definiciones menciona los valores de potencia, voltaje y corriente nominal de un capacitor, así como los valores máximos permisibles de corrientes y de voltajes. En la sección tres, en donde se trata el tema de sobrecargas, se indica que la corriente máxima que puede circular por un capacitor es el 150% de la corriente nominal incluyendo el contenido armónico [36].

3.11 Resonancia

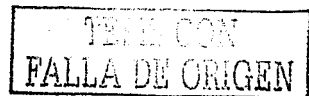
La resonancia ocurre cuando al excitar a un sistema con una función periódica de cierta frecuencia, la respuesta alcanza su máximo valor posible. En el caso de un sistema eléctrico la resonancia ocurre cuando una señal periódica de excitación, puede ser voltaje o corriente, provoca que las corrientes o los voltajes en otro punto del sistema lleguen a valores muy elevados, teóricamente a sus máximos posibles.

3.11.1 Resonancia en serie

Este tipo de resonancia se presenta cuando existe una fuente de armónicas de corriente en el lado primario de un transformador, que tiene un banco de capacitores conectado en el lado secundario. Cuando la carga del transformador se desconecta y el banco de capacitores permanece conectado se forma un circuito como el de la figura 3.28. La resonancia también se presenta si existe distorsión en el voltaje en el lado primario del transformador.

La impedancia equivalente del circuito es:

$$Z = R_T + j(X_T - X_C)$$



y la resonancia se presenta cuando las reactancias del transformador y del capacitor son iguales ($X_T = X_C$), esto implica que:

$$nX_{T1} = \frac{X_{C1}}{n}$$



Figura 3.28

y la componente armónica de resonancia se determina como [13]:

$$n = \sqrt{\frac{X_{C1}}{X_{T1}}} \tag{3.16}$$

en donde: X_{C1} es la reactancia capacitiva a frecuencia fundamental y X_{T1} es la reactancia inductiva del transformador a frecuencia fundamental.

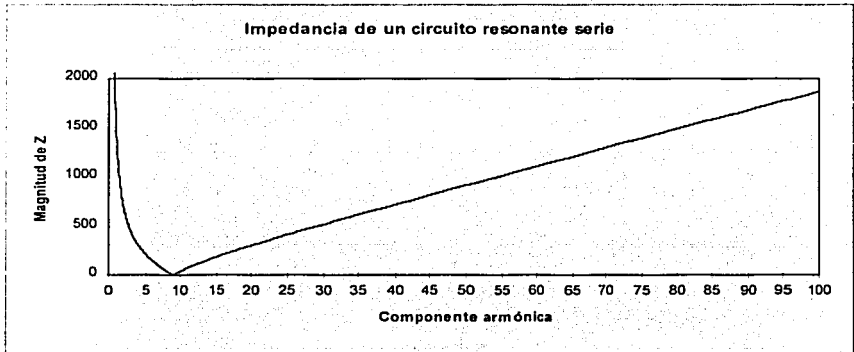


Figura 3.29

En la figura 3.29 se muestra la curva típica de impedancia de un circuito resonante serie en función de las componentes armónicas, donde se puede apreciar que la armónica de resonancia es la

Efectos en los componentes del sistema eléctrico

novena. Por debajo de la frecuencia de resonancia predomina la parte capacitiva, y el comportamiento del circuito resonante es el de un capacitor, mientras que por arriba de la frecuencia de resonancia predomina la parte inductiva, y el comportamiento del circuito resonante es el de un inductor.

En la armónica de resonancia, las reactancias inductiva y capacitiva son iguales, por lo que la impedancia del circuito alcanza su valor mínimo, y únicamente queda limitada por la resistencia de los devanados del transformador. Este comportamiento da origen a corrientes sumamente elevadas en el transformador y el banco de capacitores, que a su vez dan origen a caídas de tensión sumamente elevadas.

La corriente en el circuito resonante serie se caracteriza por su elevado valor eficaz y su gran contenido armónico [7].

3.11.2 Resonancia en paralelo

Este tipo de resonancia se presenta cuando la fuente generadora de componentes armónicas de corriente, se encuentra en paralelo con un banco de capacitores y con la inductancia de dispersión de los devanados de un transformador de potencia, como se muestra en la figura 3.30.

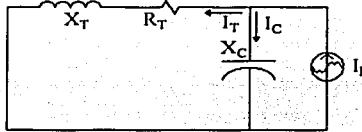


Figura 3.30

Despreciando la resistencia de los devanados del transformador, R_T , la impedancia equivalente del circuito de la figura 3.30 es:

$$Z = \frac{jX_T(-jX_C)}{jX_T - jX_C} = \frac{X_T X_C}{j(X_T - X_C)} = \frac{jX_T X_C (X_T - X_C)}{(X_T - X_C)^2} = \frac{jX_T X_C}{X_T - X_C}$$

y la condición de resonancia se alcanza cuando las reactancias inductiva y capacitiva son iguales ($X_T = X_C$), por lo tanto la componente armónica de resonancia es:

$$n = \sqrt{\frac{X_{C1}}{X_{T1}}}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La expresión anterior tiene poca utilidad práctica para analizar un caso de resonancia, tanto en serie como en paralelo, porque en un banco de capacitores no se suele especificar el valor de la

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

reactancia en su placa de datos y en un transformador la impedancia aparece como un porcentaje de su impedancia base.

Si la reactancia de dispersión a frecuencia fundamental, X_{T1} , está en ohms y referida al secundario del transformador, cuando ocurre un cortocircuito en el lado secundario la potencia de cortocircuito es:

$$S_{CC} = \frac{V_2^2}{X_{T1}}$$

mientras que en el banco de capacitores, conectado en el lado secundario del transformador, la potencia del banco se relaciona con el voltaje y la reactancia de frecuencia fundamental como:

$$Q_{cap} = \frac{V_2^2}{X_{C1}}$$

despejando las reactancias de las ecuaciones anteriores y sustituyéndolas en ecuación de la componente armónica de resonancia se tiene:

$$n = \sqrt{\frac{V_2^2 / Q_{cap}}{V_2^2 / S_{CC}}} = \sqrt{\frac{S_{CC}}{Q_{cap}}} \quad (3.17)$$

Pero en el secundario de un transformador la potencia nominal es:

$$S_N = \sqrt{3}V_2I_2$$

mientras que la potencia de cortocircuito en el secundario del transformador es:

$$S_{CC} = \sqrt{3}V_2I_{CC}$$

dividiendo la potencia nominal entre la potencia de cortocircuito y multiplicando numerador y denominador por la reactancia de dispersión del transformador y simplificando $\sqrt{3}$ se tiene:

$$\frac{S_N}{S_{CC}} = \frac{\sqrt{3}V_2I_2}{\sqrt{3}V_2I_{CC}} \times \frac{X_{T1}}{X_{T1}} = \frac{I_2X_{T1}}{V_2} \times \frac{V_2}{I_{CC}X_{T1}}$$

en el término I_2X_{T1}/V_2 , el cociente I_2/V_2 es igual a la impedancia base del transformador, por lo tanto $X_{T1}/X_{Base} = X_{pu}$, mientras que la corriente de cortocircuito provoca en la reactancia de dispersión del transformador una caída de tensión igual a V_2 , por lo tanto $V_2/(I_{CC}X_{T1}) = 1$, y esto implica que:

$$\frac{S_N}{S_{CC}} = X_{pu}$$

despejando la potencia de cortocircuito y sustituyéndola en la ecuación 3.17, se tiene la expresión:

$$n = \sqrt{\frac{S_N / X_{pu}}{Q_{cap}}} \quad (3.18)$$

De la ecuación 3.18 se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Si se utiliza un banco automático de capacitores, la entrada de los pasos provoca que la potencia del banco aumente y el orden de la armónica de resonancia disminuye.
- La desconexión de pasos en el banco de capacitores ocasiona que su potencia disminuya y, aumente el orden de la armónica de resonancia.
- La pérdida de capacitancia por daños en los capacitores provoca que la potencia del banco disminuya y, que aumente el orden de la armónica de resonancia.

La figura 3.31 muestra la gráfica del comportamiento de la impedancia de un circuito resonante paralelo en función de las componentes armónicas. En este caso la armónica de resonancia es la novena. Antes de la frecuencia de resonancia (540 Hz), sobretodo cerca de la componente fundamental, la impedancia del circuito resonante tiene un valor muy pequeño. Conforme el orden de las armónicas se acerca al de resonancia la impedancia aumenta rápidamente y en la armónica de resonancia la impedancia es muy grande. Por encima de la armónica de resonancia, la impedancia del circuito vuelve a disminuir.

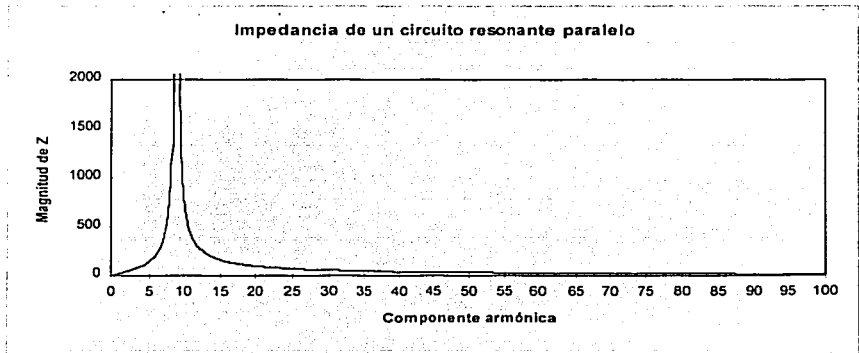


Figura 3.31

La corriente provocada por la fuente I_h genera tensiones muy elevadas en el circuito de la figura 3.30, en la componente armónica de resonancia, ya que el circuito equivalente tiene una impedancia muy elevada en dicha armónica.

La resonancia en paralelo se caracteriza por voltajes de gran valor eficaz que se desarrollan en los elementos que forman parte del circuito, así como por su elevada distorsión armónica [7].

Uno de los problemas principales en la resonancia en paralelo es que las corrientes en las ramas del circuito resonante, I_C e I_T , pueden alcanzar valores elevados [9], incluso superiores a la corriente del dispositivo generador de armónicas de corriente I_h . Esto significa que se puede tener un fenómeno de amplificación armónica, que puede provocar problemas muy serios cuando se instala un banco de capacitores sin realizar un análisis previo de los niveles de distorsión existentes en el sistema eléctrico.

Para conocer las corrientes armónicas que circulan por cada rama del circuito tanque se utiliza el método del circuito divisor de corriente [15].

En la rama del banco de capacitores la corriente es:

$$I_C = \frac{R_T + jX_T}{R_T + j(X_T - X_C)} I_h$$

multiplicando por el conjugado del denominador se tiene:

$$I_C = \frac{(R_T + jX_T)[R_T - j(X_T - X_C)]}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} I_h$$

desarrollando el producto del numerador y simplificando, la corriente es:

$$I_C = \frac{R_T^2 + X_T(X_T - X_C) + jR_T(2X_T - X_C)}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} I_h$$

La corriente en el banco de capacitores, para la n -ésima componente armónica de la corriente, I_{Cn} , es:

$$I_{Cn} = \frac{R_T^2 + nX_{T1} \left(nX_{T1} - \frac{X_{C1}}{n} \right) + jR_T \left(2nX_{T1} - \frac{X_{C1}}{n} \right)}{R_T^2 - \left(nX_{T1} - \frac{X_{C1}}{n} \right)^2} I_{hn} \quad (3.19)$$

y en condiciones de resonancia, cuando $X_T = X_C$, la corriente en el capacitor se expresa como:

$$I_{Cn_{res}} = \frac{R_T + jn_{res}X_{T1}}{R_T} I_{hn_{res}} \quad (3.20)$$

Para el transformador, la corriente también se calcula mediante el uso de un divisor de corriente:

$$I_T = \frac{-jX_C}{R_T + j(X_T - X_C)} I_h$$

multiplicando por el conjugado del denominador se tiene:

$$I_T = \frac{-jX_C [R_T - j(X_T - X_C)]}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} I_h$$

desarrollando el producto del numerador y simplificando, la corriente es:

$$I_T = \frac{X_C(X_T - X_C) - jR_T X_C}{R_T^2 - (X_T - X_C)^2} I_h$$

La corriente en el transformador, para la n -ésima componente armónica de la corriente, I_n , es:

$$I_T = \frac{X_{C1} X_{T1} - \frac{X_{C1}^2}{n^2} - jR_T \frac{X_{C1}}{n}}{R_T^2 - \left(nX_{T1} - \frac{X_{C1}}{n}\right)^2} I_n \quad (3.21)$$

y en condiciones de resonancia, cuando $X_T = X_C$, la corriente en el transformador se expresa como:

$$I_{Tn,m} = -j \frac{X_{C1}}{n_{res} R_T} I_{n,m} \quad (3.22)$$

De la ecuación 3.20 se puede observar que, la corriente en el banco de capacitores en la armónica de resonancia siempre es mayor que la corriente proveniente de la fuente generadora de distorsión en la corriente.

De la ecuación 3.22 se puede observar que, si el producto de la armónica de resonancia por la resistencia de los devanados del transformador, es menor que la reactancia del banco de capacitores a frecuencia fundamental, la corriente en el transformador en la armónica de resonancia es mayor que la corriente proveniente de la fuente generadora de distorsión en la corriente.

Debido a que la resistencia de los devanados de un transformador tiene un valor muy pequeño, en la armónica de resonancia la corriente será mayor en la rama del transformador que en la fuente generadora de distorsión.

Por los motivos anteriores se dice que los bancos de capacitores tienden a amplificar las corrientes armónicas presentes en el sistema.

3.12 Efectos sobre el cálculo de la potencia eléctrica

El cálculo de la potencia instantánea del sistema no sufre alteración alguna debido a que ésta considera los productos de la tensión y la corriente como funciones del tiempo de acuerdo a la siguiente expresión:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (3.23)$$

Sin embargo, las expresiones para el cálculo de la potencia activa y reactiva, así como el factor de potencia sí se ven alteradas, ya que las expresiones utilizadas en forma clásica son una consecuencia de considerar condiciones libres de distorsión armónica y por lo tanto dejan de ser aplicables.

3.12.1 Potencia activa

La potencia activa se define como el valor promedio del producto de las tensiones y corrientes instantáneas, lo cual significa que la potencia activa bajo condiciones de distorsión armónica de voltaje o corriente se puede calcular mediante la siguiente expresión [6 y 13], propuesta por Fryse en 1932 [6]:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (3.24)$$

Existe una segunda ecuación para el cálculo de la potencia activa bajo condiciones de distorsión armónica, propuesta por Budeanu [6], la cual considera las componentes armónicas para el calcular la potencia activa desde el dominio de la frecuencia [6 y 13]:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n) \quad (3.25)$$

en donde:

V_n es el valor eficaz del voltaje de la n -ésima componente armónica,
 I_n es el valor eficaz de la corriente de la n -ésima componente armónica y
 θ_n es el ángulo entre las componentes n -ésimas de la corriente y el voltaje.

De las dos ecuaciones anteriores, la 3.24 es la que ha sido utilizada en los equipos digitales de medición para efectuar el cálculo de la potencia activa. Utilizando los valores instantáneos del voltaje y de la corriente la potencia activa se calcula como [37]:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_n i_n \quad (3.26)$$

en donde:

v_n es el n -ésimo valor instantáneo del voltaje en un ciclo,
 i_n es el n -ésimo valor instantáneo de la corriente en un ciclo y
 N es el total de muestras del voltaje y de la corriente en un ciclo.

3.12.2 Potencia reactiva

El cálculo de la potencia reactiva bajo condiciones de distorsión, definido por Budeanu [6], se realiza en el dominio de la frecuencia y la expresión utilizada comúnmente es [6 y 13]:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \operatorname{sen}(\theta_n) \quad (3.27)$$

3.12.3 Potencia aparente

La potencia aparente, bajo condiciones de distorsión armónica, se puede calcular mediante la expresión clásica debido a que involucra el producto de los valores eficaces del voltaje y la corriente [6 y 13], que pueden ser calculados sin mayor problema para casos con y sin distorsión armónica:

$$S = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \quad (3.28)$$

Si se hace uso de las expresiones para el cálculo de los valores eficaces del voltaje y de la corriente, la ecuación anterior se transforma en una expresión que permite el cálculo de la potencia aparente en el dominio del tiempo [15]:

$$S = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (3.29)$$

La potencia aparente también puede calcularse en el dominio de la frecuencia en base a la distorsión armónica con respecto a la componente fundamental:

$$\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 = (\text{THD}_V^2)(V_1^2)$$

$$\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 = (\text{THD}_I^2)(I_1^2)$$

El voltaje eficaz se puede escribir como:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{V_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_1^2 + (\text{THD}_V^2)(V_1^2)} = \sqrt{V_1^2(\text{THD}_V^2 + 1)}$$

finalmente el voltaje eficaz es:

$$V_{\text{rms}} = V_1 \sqrt{\text{THD}_V^2 + 1} \quad (3.30)$$

de forma similar la corriente eficaz es:

$$I_{rms} = I_1 \sqrt{\text{THD}_I^2 + 1} \quad (3.31)$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.30 y 3.31 en la 3.28, se obtiene una forma adicional de calcular la potencia aparente bajo condiciones de distorsión armónica [13]:

$$S = V_1 I_1 \sqrt{\text{THD}_V^2 + 1} \sqrt{\text{THD}_I^2 + 1} = S_1 \sqrt{\text{THD}_V^2 + 1} \sqrt{\text{THD}_I^2 + 1} \quad (3.32)$$

en donde: S_1 es la potencia aparente para las componentes fundamentales del voltaje y la corriente.

3.12.4 Potencia de distorsión

Tomando en consideración que la potencia aparente tiene tres componentes, una que involucra a la potencia aparente a frecuencia fundamental y dos componentes de distorsión, de voltaje y corriente, la diferencia entre la potencia aparente calculada mediante la ecuación 3.32 y la potencia aparente calculada mediante la suma de los cuadrados de las potencias activa y reactiva recibe el nombre de potencia de distorsión D que se calcula como [13]:

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} \quad (3.33)$$

3.12.5 Factor de potencia total, de desplazamiento y de distorsión

El factor de potencia, bajo condiciones de distorsión armónica, se calcula mediante la ecuación clásica que utiliza el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente [13 y 15]:

$$f_p = \frac{P}{S} \quad (3.34)$$

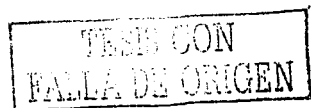
Si se sustituye en la ecuación 3.34 la potencia aparente calculada en la ecuación 3.32, el factor de potencia es [13]:

$$f_p = \frac{P}{S_1 \sqrt{\text{THD}_V^2 + 1} \sqrt{\text{THD}_I^2 + 1}} = \frac{P}{S_1} \frac{1}{\sqrt{\text{THD}_V^2 + 1} \sqrt{\text{THD}_I^2 + 1}} \quad (3.35)$$

El término que involucra al cociente de la potencia activa y la potencia aparente a frecuencia fundamental recibe el nombre de factor de potencia de desplazamiento, $f_{p_{\text{desp}}}$ [13]:

$$f_{p_{\text{desp}}} = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{V_1 I_1} \quad (3.36)$$

Por otra parte el término que involucra a las distorsiones del voltaje y la corriente recibe el nombre de factor de potencia de distorsión, $f_{p_{\text{dist}}}$ [13]:



$$fp_{dist} = \frac{1}{\sqrt{THD_V^2 + 1} \sqrt{THD_I^2 + 1}} = \frac{V_1 I_1}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{S_1}{S} \quad (3.37)$$

El factor de potencia total calculado mediante la ecuación 3.34 se compone de los factores de potencia de desplazamiento y de distorsión

$$fp = \frac{P}{S} = fp_{desp} \cdot fp_{dist} \quad (3.38)$$

La distorsión armónica de voltajes y de corrientes juega un papel muy importante en el factor de potencia; se puede tener un bajo factor de potencia no solo porque la potencia activa sea baja comparada con la potencia aparente a frecuencia fundamental (factor de potencia de desplazamiento), sino por una distorsión armónica elevada en la corriente o en el voltaje (factor de potencia de distorsión).

3.12.6 Consideraciones adicionales sobre el cálculo de la potencia bajo condiciones de distorsión armónica.

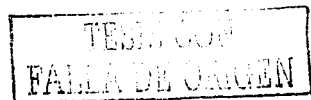
Debe aclararse que las ecuaciones 3.25, 3.27 y 3.33 propuestas por Budeanu han sido objeto de muchas controversias. La ecuación 3.25, para el cálculo de la potencia activa, no toma en consideración las interarmónicas [6], lo mismo sucede con la ecuación 3.27, para el cálculo de la potencia reactiva. Leszek S. Czarnecy ha argumentado que las ecuaciones 3.27 y 3.33 no entregan información válida para el cálculo de dispositivos de compensación de potencia reactiva, y que la ecuación 3.33 para el cálculo de la potencia de distorsión no tiene relación con la distorsión existente en las formas de onda de la corriente y el voltaje [6].

También existe una discrepancia en el concepto del factor de potencia de desplazamiento. Las referencias [11] y [15] definen al factor de potencia de desplazamiento como la relación de la potencia activa a la potencia aparente a frecuencia fundamental, es decir, es el factor de potencia tradicional para cargas lineales calculado como [15]:

$$fp_{desp} = \frac{V_1 I_1 \cos(\theta_v - \theta_i)}{V_1 I_1} = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (3.39)$$

Por otra parte, la referencia [13] define al factor de potencia de desplazamiento como la relación de la potencia activa, incluyendo el contenido armónico, a la potencia aparente a frecuencia fundamental, como se observa en la ecuación 3.36.

El instrumento de medición de la referencia [37] calcula la potencia activa considerando la generada por las componentes fundamentales y por las armónicas, mientras que el instrumento de la referencia [11] calcula la potencia activa considerando únicamente la generada por las componentes fundamentales. La potencia activa calculada por ambos instrumentos de medición no puede ser igual, debido a que los métodos de cálculo son distintos y, por lo tanto, se pueden encontrar discrepancias en los factores de potencia, de desplazamiento y totales, medidos por cada instrumento, aunque se trate del mismo circuito.



4. Técnicas para el control de las armónicas

4.1 Introducción

No cualquier nivel de distorsión genera problemas, por lo regular los equipos tienen un cierto grado de inmunidad a la distorsión armónica del voltaje o la corriente, lo mismo que las fuentes de energía tienen un cierto grado de susceptibilidad a la distorsión armónica de la corriente. Los valores de distorsión armónica que pueden alcanzar las corrientes y los voltajes en algunos casos pueden resultar inadmisibles.

Varios organismos han generado normas para establecer los límites permitidos para la distorsión armónica de voltajes y de corrientes, con el propósito de mantener un voltaje lo más senoidal posible, de proteger al suministro eléctrico de una excesiva inyección de corrientes armónicas de parte de los usuarios y, para mantener los niveles de distorsión dentro de un rango que pueda ser aceptable para los equipos que forman parte del sistema eléctrico o que están conectados a él.

4.2 Norma IEEE Std 519 - 1992

Esta norma, que actualmente está en revisión, se preocupa por los niveles de distorsión permitidos en el punto de acoplamiento común (PCC) entre el consumidor de energía y la compañía suministradora. Esta norma tiene dos recomendaciones principales:

- Los límites de distorsión de corriente que aplican a los consumidores individuales de energía eléctrica (sección 10).
- Los límites de distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común de cada consumidor de energía eléctrica (sección 11).

Los límites de distorsión armónica establecidos no deben ser utilizados para equipos individuales o para circuitos derivados, ya que la norma establece que sus límites son para el beneficio tanto del usuario como de la compañía suministradora [12].

4.2.1 Límites de distorsión de corriente

El Std 519 - 1992 siguió estos lineamientos en el desarrollo de los límites de distorsión armónica de la corriente [12]:

1. Limitar la inyección de armónicas de los usuarios individuales, de forma que no provoquen niveles inaceptables de distorsión de voltaje para la operación normal del sistema.
2. Limitar la distorsión armónica global del voltaje proporcionado por el suministro público.

Los límites de distorsión de corriente desarrollados para este estándar, asumen que existe diversidad entre las corrientes armónicas que pueden ser inyectadas al sistema eléctrico por los distintos usuarios conectados. La diversidad puede darse en forma de componentes distintas, diferencias en los

ángulos de fase de las componentes armónicas de la corriente o diferencias en la inyección de corrientes armónicas contra los comportamientos a lo largo del tiempo [12].

Los límites de distorsión armónica para la corriente establecen los porcentajes máximos permitidos de distorsión de corriente, para un usuario o consumidor, en base a la siguiente figura de mérito llamada distorsión total de la demanda [12]:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\text{Demanda max. de la corriente de carga}} \times 100 \quad (4.1)$$

en donde: I_n es el valor eficaz de la n ésima componente armónica de la corriente y los intervalos de la demanda son de 15 o 30 minutos.

Los límites de distorsión de corriente para sistemas generales de distribución son [12]:

Distorsión armónica máxima de la corriente en porcentaje de I_L						
Orden individual de las armónicas (armónicas impares)						
I_{SC} / I_L	$n < 11$	$11 \leq n \leq 17$	$17 \leq n \leq 23$	$23 \leq n \leq 35$	$35 \leq n$	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

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites de las impares mostrados arriba

La distorsión de corriente que resulta en una componente de corriente directa no está permitida

Por ejemplo, en convertidores de media onda.

* Todo el equipo de generación está limitado a estos valores de corriente distorsión de corriente sin importar el valor de I_{SC} / I_L .

en donde: I_{SC} es la corriente máxima de cortocircuito en el PCC
 I_L es la demanda máxima de la corriente de la carga (la componente de frecuencia fundamental) en el PCC

Tabla 4.1 Límites de distorsión de corriente para sistemas generales de distribución (120 V hasta 69000 V) [12]

Esta tabla muestra los límites de las corrientes armónicas basándose en el tamaño de la carga con respecto al tamaño del sistema de potencia al cual está conectado. El cociente I_{SC} / I_L es la relación de la corriente de cortocircuito disponible en el punto de acoplamiento común (PCC) a la corriente máxima de componente fundamental de la carga [12].

El estándar recomienda que la corriente de carga I_L sea calculada como el promedio de la corriente de la demanda máxima para los 12 meses precedentes. Estos límites protegen a los otros usuarios del mismo alimentador así como a la compañía suministradora, de la cual se espera que entregue un voltaje de cierta calidad a sus usuarios [12].

Técnicas para el control de las armónicas

Los límites de distorsión de corriente para sistemas generales de subtransmisión y para sistemas generales de transmisión, generación dispersa y cogeneración se muestran en las tablas 4.2 y 4.3 respectivamente.

Distorsión armónica máxima de la corriente en porcentaje de I_L						
Orden individual de las armónicas (armónicas impares)						
I_{SC} / I_L	$n < 11$	$11 \leq n \leq 17$	$17 \leq n \leq 23$	$23 \leq n \leq 35$	$35 \leq n$	TDD
$< 20^*$	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	0.75	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

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites de las impares mostrados arriba

La distorsión de corriente que resulta en una componente de corriente directa no está permitida
Por ejemplo, en convertidores de media onda.

* Todo el equipo de generación está limitado a estos valores de corriente distorsión de corriente sin importar el valor de I_{SC} / I_L

en donde: I_{SC} es la corriente máxima de cortocircuito en el PCC
 I_L es la demanda máxima de la corriente de la carga (la componente de frecuencia fundamental) en el PCC

Tabla 4.2 Límites de distorsión de corriente para sistemas generales de subtransmisión (69001 V hasta 161000 V) [12]

Distorsión armónica máxima de la corriente en porcentaje de I_L						
Orden individual de las armónicas (armónicas impares)						
I_{SC} / I_L	$n < 11$	$11 \leq n \leq 17$	$17 \leq n \leq 23$	$23 \leq n \leq 35$	$35 \leq n$	TDD
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites de las impares mostrados arriba

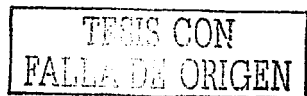
La distorsión de corriente que resulta en una componente de corriente directa no está permitida
Por ejemplo, en convertidores de media onda.

* Todo el equipo de generación está limitado a estos valores de corriente distorsión de corriente sin importar el valor de I_{SC} / I_L

en donde: I_{SC} es la corriente máxima de cortocircuito en el PCC
 I_L es la demanda máxima de la corriente de la carga (la componente de frecuencia fundamental) en el PCC

Tabla 4.3 Límites de distorsión de corriente para sistemas generales de transmisión (>120 kV) generación dispersa y cogeneración [12]

Los límites mostrados en las tablas 4.1, 4.2 y 4.3 deben ser utilizados como valores para el "peor caso" durante la operación normal (condiciones que duren más de una hora). Para periodos de menor duración, como arranques o condiciones usuales, los límites se pueden exceder hasta un 50% [12].



4.2.2 Límites de distorsión de voltaje

Los límites de distorsión del voltaje en porcentaje están basados en la siguiente figura de mérito [12]:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100 \quad (4.2)$$

en donde: V_n es el valor eficaz de la n -ésima componente armónica del voltaje y V_1 es el valor eficaz del voltaje nominal a frecuencia fundamental.

Voltaje del bus en el PCC	Distorsión individual de voltaje (%)	Distorsión total de voltaje THD (%)
69 kV y menos	3.0	5.0
arriba de 69 kV hasta 161 kV	1.5	2.5
arriba de 161 kV y más	1.0	1.5

Nota: Los sistemas de alto voltaje pueden tener hasta un 2.0% de THD en donde la causa es una terminal de corriente directa de alto voltaje (HVDC)

Tabla 4.4 Límites de distorsión de voltaje

Los límites mostrados en la tabla 4.4 deberían ser utilizados como valores para el "peor caso" durante la operación normal (condiciones que duren más de una hora). Para periodos de menor duración, como arranques o condiciones usuales, los límites se pueden exceder hasta un 50% [12].

4.3 Soluciones por medio de transformadores tipo K

Un método muy utilizado para la mitigación de componentes armónicas es el uso de los transformadores tipo K con conexión delta - estrella. Este dispositivo es sumamente eficaz para disminuir el contenido de tercera armónica en el alimentador y en el conductor neutro de un sistema de tres fases y cuatro hilos. Aunque un transformador normal con conexión delta - estrella disminuye el contenido de tercera armónica en forma similar a uno tipo K, no tiene las características especiales para soportar la presencia de voltajes y corrientes con distorsión armónica.

Los transformadores con factor K están diseñados especialmente para soportar los efectos provocados por las corrientes armónicas que circulan por sus devanados. Las principales características de estos transformadores son:

- Sus devanados tienen conexión delta - estrella.
- Operan con densidades de flujo menores a los transformadores convencionales de forma que soportan mejor los sobrevoltajes acoplados con las corrientes armónicas que circulan por los devanados [13].
- Tienen una coraza electromagnética entre las bobinas de los devanados primario y secundario para atenuar las armónicas de alta frecuencia [13].

- Tienen un neutro del doble de tamaño de los conductores de fase para manejar las corrientes elevadas que producen las armónicas triples [7, 10 y 13].
- Los devanados se diseñan a base de varios conductores paralelos de sección transversal pequeña para reducir el efecto piel provocado por las armónicas de orden elevado [7 y 13].
- Utilizan conductores aislados y transpuestos para reducir las pérdidas [7 y 13].

El factor K de una corriente con distorsión armónica se obtiene mediante la ecuación 3.8 y el resultado debe redondearse por seguridad al número entero superior más cercano; por ejemplo, si el factor K resultante de una cierta corriente con distorsión es de 7.85 entonces se debe redondear a 8 [7].

Los transformadores con factor K siempre vienen acompañados de una leyenda en su placa de datos que especifica el factor con el cual ha sido diseñado el transformador. Dicha leyenda dice: "Suitable for non-sinusoidal current load with K-factor not to exceed..." y en seguida va el número del factor K del transformador [7, 10 y 13]. Los transformadores típicos con factor K son a 600 V, ventilados, de tipo seco y sus temperaturas de operación pueden ser 80 °C, 115 °C y 150 °C [7].

Aunque no son comunes, también existen transformadores con factor K para transformar de media a baja tensión, como el que se encuentra instalado en la Fase II del Centro Financiero Bancomer, que es factor K, tipo seco, en conexión delta - estrella y relación de 23000-480/277 V.

Los factores K estandarizados para transformadores se muestran en la tabla 4.5 [7]. Los factores típicos son 4, 9, 13 y 20 y los factores de 30, 40 y 50, aunque no son comunes, son comercializados por algunos fabricantes [10].

K-4
K-9
K-13
K-20
K-30
K-40
K-50

Tabla 4.5 Factores K estandarizados [7]

El factor K, calculado en la ecuación 3.8, se puede normalizar a la corriente eficaz que circula a través del transformador [12]:

$$K = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2}{I_{rms}^2} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2} n^2}{\left(\frac{I_{rms}}{I_1}\right)^2}$$

Pero la corriente eficaz total y el valor eficaz de la componente fundamental se relacionan mediante la ecuación 3.31 y por lo tanto el factor K se convierte en [12]:

$$K = \frac{\sum_{n=1}^6 \frac{I_{n-rms}^2}{I_{1-rms}^2} n^2}{1 + THD_1^2} \quad (4.3)$$

Los valores estimados del factor K para distintos tipos de carga se muestran en la tabla 4.6 [7], donde se puede observar que los dispositivos lineales se caracterizan por tener factor K unitario. El caso de los motores se refiere a operación bajo carga.

Dispositivo o carga	Factor K
Alumbrado incandescente (sin dimmers)	K-1
Calentadores de resistencia eléctrica (sin controles de estado sólido)	K-1
Motores (sin manejadores de estado sólido)	K-1
Transformadores de control y dispositivos electromagnéticos de control	K-1
Grupos motor-generador (sin manejadores de estado sólido)	K-1
Alumbrado eléctrico de descarga	K-4
UPS con filtro opcional de entrada	K-4
Soldadoras	K-4
Equipo de calentamiento por inducción	K-4
PLC's y controles de estado sólido (distintos a manejadores de velocidad variable)	K-4
Equipo de telecomunicaciones	K-13
UPS sin filtro de entrada	K-13
Circuitos multiconductores para contactos en áreas generales de cuidados de salud, salones de clases en escuelas	K-13
Circuitos multiconductores para contactos que alimentan áreas de inspección o de equipos de pruebas o en líneas de producción o ensamblaje	K-13
Cargas de mainframe de cómputo	K-20
Manejadores de estado sólido para motores (manejadores de velocidad variable)	K-20
Circuitos multiconductores para contactos en áreas críticas de cuidados de salud y en cuartos de operación y recuperación de hospitales	K-20
Circuitos multiconductores para contactos en laboratorios industriales, médicos y educacionales	K-30
Circuitos multiconductores en espacios de oficinas comerciales	K-30
Mainframes pequeños (mini y micro)	K-30
Otras cargas identificadas como productoras de cantidades muy grandes de armónicas (especialmente de orden muy elevado)	K-40 K-50

Tabla 4.6 Valores estimados del factor K de algunas cargas y dispositivos [7]

El estándar IEEE C57.110-1986 ofrece un método para calcular la disminución de la capacidad de un transformador convencional en base al factor K normalizado cuando se ve sometido a corrientes armónicas. La expresión utilizada para calcular el factor D de disminución de la capacidad es [12]:

$$D = \frac{1.15}{1 + 0.15K} \quad (4.4)$$

El resultado generado por esta fórmula indica la capacidad en por unidad a la cual se debe de cargar un transformador convencional cuando circulan por él corrientes no senoidales.

Para mostrar la mitigación de la tercera armónica ofrecida por la transformación delta - estrella y para justificar el sobredimensionamiento del neutro los transformadores tipo K, se analizó el sistema de la figura 4.1, donde se muestra el transformador y unos dispositivos no lineales conectados en el lado en estrella.

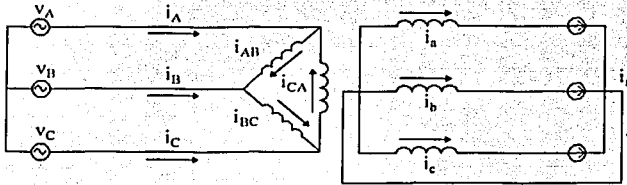


Figura 4.1

Las corrientes en el lado secundario son:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sqrt{2}I_{a1} \cos(\omega t) + \sqrt{2}I_{a3} \cos(3\omega t) + \sqrt{2}I_{a5} \cos(5\omega t) \\
 &\quad + \sqrt{2}I_{a7} \cos(7\omega t) + \sqrt{2}I_{a9} \cos(9\omega t) + \dots \\
 i_b(t) &= \sqrt{2}I_{b1} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{b3} \cos\left(3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sqrt{2}I_{b5} \cos\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad + \sqrt{2}I_{b7} \cos\left(7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sqrt{2}I_{b9} \cos\left(9\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \dots \\
 i_c(t) &= \sqrt{2}I_{c1} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}I_{c3} \cos\left(3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sqrt{2}I_{c5} \cos\left(5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad + \sqrt{2}I_{c7} \cos\left(7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sqrt{2}I_{c9} \cos\left(9\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \dots
 \end{aligned}$$

Este sistema se simplifica del siguiente modo:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sqrt{2}(I_{a1} \cos(\omega t) + I_{a3} \cos(3\omega t) + I_{a5} \cos(5\omega t) + I_{a7} \cos(7\omega t) + I_{a9} \cos(9\omega t) + \dots) \\
 i_b(t) &= \sqrt{2} \left(I_{b1} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{b3} \cos(3\omega t) + I_{b5} \cos\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\
 &\quad \left. + I_{b7} \cos\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{b9} \cos(9\omega t) + \dots \right) \\
 i_c(t) &= \sqrt{2} \left(I_{c1} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_{c3} \cos(3\omega t) + I_{c5} \cos\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\
 &\quad \left. + I_{c7} \cos\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_{c9} \cos(9\omega t) + \dots \right)
 \end{aligned}$$

Se consideró un transformador de relación 1:1 de transformación de voltajes de línea; por lo tanto la relación de transformación es $a = \sqrt{3}$.

Si el devanado por donde circula la corriente $i_a(t)$ está arrollado en la misma columna del transformador en donde se encuentra arrollado el devanado por donde circula $i_{AB}(t)$, haciendo el mismo planteamiento para las otras dos fases, $i_b(t)$ tiene correspondencia con $i_{BC}(t)$ e $i_c(t)$ la tiene con $i_{CA}(t)$ entonces las corrientes en los devanados del primario son:

$$i_{AB}(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{a1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) + \frac{1_{a3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) + \frac{1_{a5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t) + \frac{1_{a7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t) + \frac{1_{a9}}{\sqrt{3}} \cos(9\omega t) + \dots \right)$$

$$i_{BC}(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{b1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1_{b3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) + \frac{1_{b5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t + 2\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{1_{b7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t - 2\pi/3) + \frac{1_{b9}}{\sqrt{3}} \cos(9\omega t) + \dots \right)$$

$$i_{CA}(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{c1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + 2\pi/3) + \frac{1_{c3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) + \frac{1_{c5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t - 2\pi/3) \right. \\ \left. + \frac{1_{c7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t + 2\pi/3) + \frac{1_{c9}}{\sqrt{3}} \cos(9\omega t) + \dots \right)$$

Las corrientes del circuito que alimenta a la delta se calculan como:

$$i_A = i_{AB} - i_{CA}$$

$$i_B = i_{BC} - i_{AB}$$

$$i_C = i_{CA} - i_{BC}$$

Obteniendo las corrientes del circuito que alimenta a la delta mediante el sistema anterior se tiene:

$$i_A(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{a1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) - \frac{1_{c1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + 2\pi/3) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{a3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) - \frac{1_{c3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) \right) \\ + \sqrt{2} \left(\frac{1_{a5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t) - \frac{1_{c5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t - 2\pi/3) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{a7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t) - \frac{1_{c7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t + 2\pi/3) \right) + \dots \\ i_B(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{b1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - 2\pi/3) - \frac{1_{a1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{b3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) - \frac{1_{a3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) \right) \\ + \sqrt{2} \left(\frac{1_{b5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t + 2\pi/3) - \frac{1_{a5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{b7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t - 2\pi/3) - \frac{1_{a7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t) \right) + \dots \\ i_C(t) = \sqrt{2} \left(\frac{1_{c1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + 2\pi/3) - \frac{1_{b1}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - 2\pi/3) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{c3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) - \frac{1_{b3}}{\sqrt{3}} \cos(3\omega t) \right) + \\ \sqrt{2} \left(\frac{1_{c5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t - 2\pi/3) - \frac{1_{b5}}{\sqrt{3}} \cos(5\omega t + 2\pi/3) \right) + \sqrt{2} \left(\frac{1_{c7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t + 2\pi/3) - \frac{1_{b7}}{\sqrt{3}} \cos(7\omega t - 2\pi/3) \right) + \dots$$

Suponiendo que la carga está balanceada, las amplitudes de las componentes armónicas son iguales y se relacionan de la siguiente forma: $1_{a1} = 1_{b1} = 1_{c1} = 1_1$; $1_{a3} = 1_{b3} = 1_{c3} = 1_3$; y así sucesivamente para cada componente armónica. Aplicando esta suposición al sistema anterior de

ecuaciones, y recordando que la diferencia de dos vectores de la misma magnitud con un ángulo de $\frac{2\pi}{3}$ entre ellos, es un vector con un ángulo de $\frac{\pi}{6}$ en adelante con respecto al vector sustraendo y con una magnitud $\sqrt{3}$ mayor, el sistema anterior se simplifica y se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones para las corrientes del circuito alimentador de la delta:

$$\begin{aligned}i_A(t) &= \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t + \frac{\pi}{6}) + \sqrt{2}I_7 \cos(7\omega t - \frac{\pi}{6}) + \dots \\i_B(t) &= \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) + \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t + \frac{5\pi}{6}) + \sqrt{2}I_7 \cos(7\omega t - \frac{5\pi}{6}) + \dots \\i_C(t) &= \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) + \sqrt{2}I_5 \cos(5\omega t - \frac{\pi}{2}) + \sqrt{2}I_7 \cos(7\omega t + \frac{\pi}{2}) + \dots\end{aligned}$$

Se observa la ausencia de componentes de tercera armónica de corriente en el circuito alimentador de la delta. Esto se cumple para todas las componentes armónicas impares múltiplos de tres ya que todas son de secuencia cero, y por lo tanto, se quedan circulando en la delta. Por supuesto que esta situación depende del balanceo de los dispositivos no lineales conectados en el secundario del transformador.

La corriente en el neutro del transformador es:

$$i_n(t) = 3\sqrt{2}I_3 \cos(3\omega t) + 3\sqrt{2}I_9 \cos(9\omega t) + \dots$$

Para que el análisis anterior se cumpla debe los dispositivos no lineales en el secundario del transformador deben de constituir una carga balanceada, si esta condición no se cumple entonces se tendrá presencia de tercera armónica en el alimentador de la delta y el transformador perderá parte de su eficacia como dispositivo mitigador.

También hay que tomar en cuenta que la transformación delta - estrella únicamente impide el paso de las armónicas de secuencia cero al circuito que alimenta a la delta, si el desbalance de corriente en el secundario no es considerable; las componentes armónicas de secuencia positiva y negativa de la corriente pasan a través del transformador sin mayor dificultad, por este motivo es recomendable el uso de un transformador cuando la armónica predominante en la corriente sea la tercera o alguna triple.

Para comprobar la efectividad de la mitigación de la tercera armónica se tomaron mediciones de corriente en un transformador con conexión delta - estrella, clase AA (tipo seco) de 100 kVA, con relación de transformación de 208/220-127 V, de tres fases, 60 Hz, con una elevación de temperatura de 150 °C.

El transformador tiene dispositivos no lineales conectados en el lado en estrella. Las mediciones se realizaron en los puntos 1, 2 y 3 indicados en la figura 4.2.

La figura 4.3 muestra la forma de onda de la corriente en el punto de medición 1, mientras que en el espectro de la figura 4.4 se aprecian las armónicas presentes en la corriente del secundario del transformador. La THD₁ en el secundario del transformador es del 35% y la tercera armónica es aproximadamente el 30% de la componente fundamental.

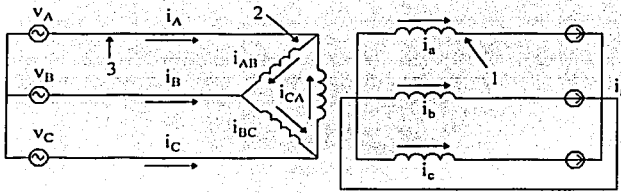


Figura 4.2

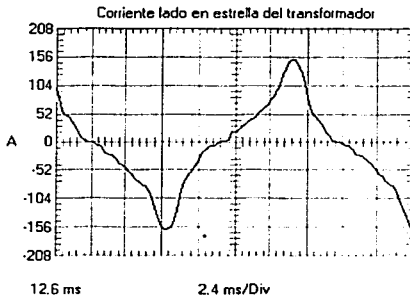


Figura 4.3

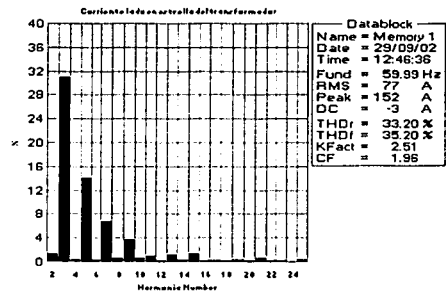


Figura 4.4

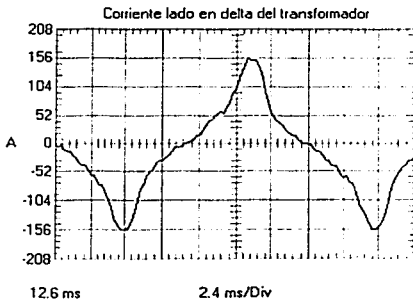


Figura 4.5

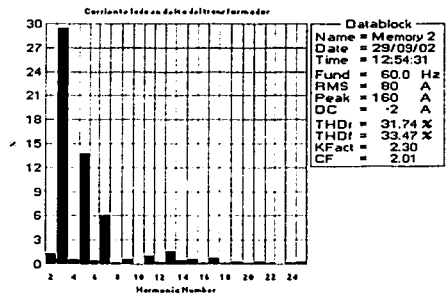


Figura 4.6

La figura 4.5 muestra la forma de onda de la corriente en el punto 2 de medición, donde se aprecia que su forma es similar a la corriente de la figura 4.3. En el espectro de esta corriente, mostrado

en la figura 4.6, se observa que las componentes armónicas presentes en la delta prácticamente son las mismas que en la estrella. Los niveles de distorsión armónica de la corriente medida en el punto 2 son casi iguales a los que tiene la corriente medida en el punto 1.

La corriente que circula por el alimentador de la delta (punto 3) se muestra en la figura 4.7. El espectro de esta corriente, mostrado en la figura 4.8, permite observar la disminución notable del contenido de la tercera armónica sobre el alimentador, que ahora es aproximadamente el 6% de la componente fundamental.

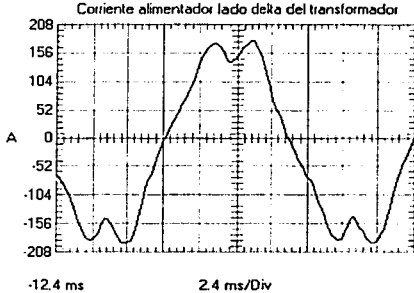


Figura 4.7

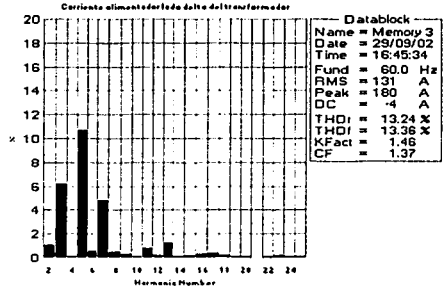


Figura 4.8

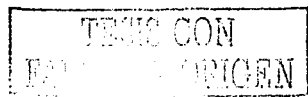
4.4 Soluciones por medio de filtros

4.4.1 Tipos de filtros pasivos

Las componentes armónicas en un sistema eléctrico se pueden atenuar en forma eficaz mediante el uso de un filtro pasivo, que contiene elementos como capacitores, inductores y resistores para realizar el filtrado de las corrientes armónicas. Mediante el arreglo de capacitores e inductores, los filtros se sintonizan a una frecuencia armónica específica. Si la frecuencia de sintonía es de una componente armónica existente en el sistema eléctrico, el filtro absorbe esa componente armónica, recibiendo el nombre de filtro sintonizado; por otro lado, si el filtro está sintonizado a una componente armónica inexistente, el filtro se denomina como desintonizado.

Los filtros pasivos pueden ser de absorción o de rechazo por su comportamiento ante las componentes armónicas. Los filtros de absorción (o sintonizados) se utilizan cuando el nivel de distorsión de la corriente es elevado y se desea atrapar una o varias componentes armónicas, sintonizando los filtros a las frecuencias de las componentes que se desean mitigar y disminuyendo la distorsión armónica de la corriente del sistema eléctrico.

Los filtros de rechazo (o desintonizados) se utilizan cuando se desea proteger un banco de capacitores de las armónicas existentes en el sistema. Para no atraer a las componentes armónicas de la corriente que fluyen en otras partes del sistema eléctrico se inserta, en serie con el banco de capacitores,



un reactor formando un filtro sintonizado a la frecuencia de una componente armónica inexistente en el sistema, ofreciendo una impedancia alta a las demás componentes, protegiendo el banco y aportando la potencia reactiva que requiere el sistema eléctrico.

Por su conexión los filtros pasivos pueden ser serie o paralelo (en derivación). El filtro serie se conecta en serie con la línea de transporte de energía y presenta una impedancia de rechazo a la componente armónica de sintonía [15]. El filtro paralelo se conecta en derivación y presenta una baja impedancia ante la componente armónica de sintonía [15].

En la figura 4.9 se presentan diferentes configuraciones de filtros pasivos en derivación. La figura 4.9a muestra un filtro sintonizado serie, en la figura 4.9b se muestra un filtro paso banda doble, en las figuras 4.9c, d y e se muestran filtros amortiguados de primer, segundo y tercer orden respectivamente [13].

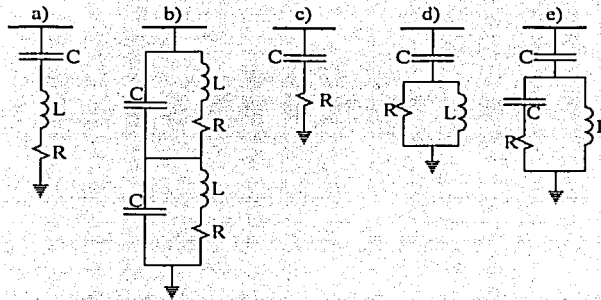


Figura 4.9

La gran variedad de filtros pasivos constituye por sí sola un tema muy amplio y por lo tanto únicamente se analizaron los filtros serie sintonizados en conexión en paralelo.

4.4.2 Filtro serie sintonizado en conexión en paralelo

El filtro sintonizado serie en conexión en paralelo es uno de los más utilizados, y se diseña para atrapar una componente armónica de la corriente ofreciéndole un camino de baja impedancia, evitando su propagación por el resto del sistema eléctrico. La figura 4.9a muestra que el arreglo de los elementos de este filtro es en serie y por lo tanto su impedancia es:

$$Z = R + j(X_L - X_C) \tag{4.4}$$

Para que el filtro constituya una impedancia baja se requiere que la reactancia inductiva sea igual a la reactancia capacitiva, es decir, $X_L = X_C$. Esta condición, conocida como resonancia, se presenta a una frecuencia específica en este filtro y su impedancia, en estas condiciones, es el valor de la resistencia [38].

Para sintonizar el filtro a una componente armónica específica, en términos del orden n de la componente armónica, se requiere que se satisfaga la condición de que [13]:

$$nX_{L1} = \frac{X_{C1}}{n} \quad (4.5)$$

de esta ecuación se despeja el orden de la armónica de sintonía obteniéndose:

$$n = n_{\text{sint}} = \sqrt{\frac{X_{C1}}{X_{L1}}} \quad (4.6)$$

Esta ecuación permite obtener el orden n_{sint} de la armónica de sintonía del filtro, en función de las reactancias capacitiva e inductiva a frecuencia fundamental, pero se necesita primero conocer los requerimientos de potencia reactiva de la instalación en donde se desea agregar.

La figura 4.10 muestra un triángulo de potencias donde se muestran las cantidades requeridas para calcular la potencia del banco de capacitores y realizar la compensación de potencia reactiva. El sistema eléctrico tiene un consumo actual de potencia activa P , su potencia reactiva es Q_1 y su potencia aparente es S_1 , de estas cantidades se puede obtener fácilmente el factor de potencia y el ángulo de desfaseamiento.

Se requiere disminuir la potencia reactiva suministrada por el sistema a una cantidad Q_2 , para esto se necesita que el banco de capacitores aporte la potencia reactiva Q_C , con lo cual el ángulo de fase inicial ϕ_1 entre el voltaje y la corriente disminuye hasta ϕ_2 . En la figura 4.10 se observa que la potencia reactiva actual Q_1 , menos la potencia Q_C que aporta el banco de capacitores, es igual a la potencia Q_2 que suministra el sistema:

$$Q_1 - Q_C = Q_2$$

y la potencia del banco de capacitores es:

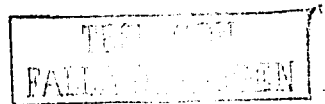
$$Q_C = Q_1 - Q_2$$

En la figura 4.10 se observa que las potencias real y reactivas están relacionadas por la tangente del ángulo; es decir:

$$\begin{aligned} \tan(\phi_1) &= \frac{Q_1}{P} \\ \tan(\phi_2) &= \frac{Q_2}{P} \end{aligned}$$

Despejando las potencias reactivas de las ecuaciones anteriores y sustituyendo en la ecuación de la potencia del banco de capacitores se tiene:

$$Q_C = P(\tan(\phi_1) - \tan(\phi_2)) \quad (4.7)$$



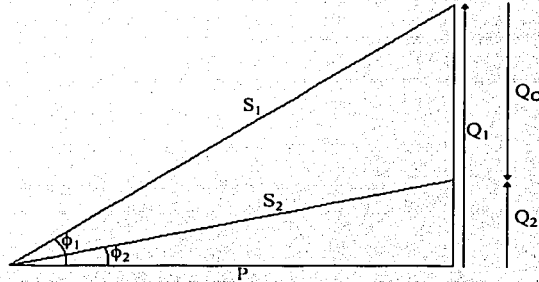


Figura 4.10

Conociendo la potencia del banco y el valor eficaz de su tensión a frecuencia fundamental, la reactancia es:

$$X_{C1} = \frac{V_{rms}^2}{Q_C} \quad (4.8)$$

La ecuación 4.8 puede aplicarse para configuraciones monofásicas y trifásicas; para el caso de una configuración monofásica se utiliza la tensión de fase a neutro y la potencia monofásica, mientras que para la configuración trifásica se utiliza la tensión entre fases y la potencia trifásica.

Existen límites que no se deben exceder en los bancos de capacitores, con el fin de que puedan operar en forma continua sin problemas. El Std. 18 - 1992 "IEEE Standard for Shunt Power Capacitors" establece los límites de voltaje, corriente y potencia para capacitores desde 216 V o mayores y de potencias de 2.5 kVAR o más que son diseñados para conexión en derivación [35].

Corriente eficaz I_{rms}	180 % del valor nominal
Potencia reactiva Q_C	135 % del valor nominal
Voltaje pico V_p	120 % del valor nominal
Voltaje eficaz V_{rms}	110 % del valor nominal

Tabla 4.7 Valores límites de voltaje, corriente y potencia para capacitores utilizados en corrección de factor de potencia y filtrado armónico

La norma IEC 831-1 "Shunt power capacitors of the self-healing type for a.c. systems having a rated voltage up to and including 660 V" también establece ciertos valores máximos o de sobrecarga que no deben exceder los capacitores cuyo voltaje nominal (V_N) sea menor o igual a 660 V [36].

Tipo	Factor de voltaje $\times V_N$ (valor eficaz)	Duración máxima	Observación
Frecuencia de la red	1.00	Continuo	Valor promedio más alto posible durante cualquier periodo de energización del capacitor. Para periodos de energización menores a 24 horas se aplican las excepciones de abajo como se indica.
Frecuencia de la red	1.10	8 h en cada 24 h	Regulación del voltaje del sistema y fluctuaciones.
Frecuencia de la red	1.15	30 min en cada 24 h	Regulación del voltaje del sistema y fluctuaciones.
Frecuencia de la red	1.20	5 min	Elevación de voltaje en condiciones de carga baja.
Frecuencia de la red	1.30	1 min	
Frecuencia de la red y armónicas	La corriente eficaz del capacitor I_{rms} no debe exceder de $1.5I_N$ (corriente que se presenta a voltaje nominal y frecuencia nominal). Sin tomar en cuenta la tolerancia de la capacitancia, la corriente eficaz no puede exceder $1.3I_N$.		

Tabla 4.8 Voltajes máximos permisibles (voltajes de larga duración) [36]

Una vez que se tiene la reactancia capacitiva del banco y se conoce el orden de la armónica de sintonía, la reactancia inductiva del reactor se obtiene de la ecuación 4.5 [13]:

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{n_{sint}^2} \quad (4.9)$$

Para que el filtro sea altamente selectivo a las componentes armónicas que existen en el sistema eléctrico se requiere que el reactor tenga un factor de calidad elevado. Por lo regular los factores de calidad de los reactores están dentro del siguiente intervalo: $20 \leq Q \leq 100$ [13].

Si el factor de calidad del reactor es [13]:

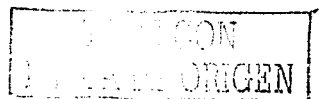
$$Q = \frac{n_{sint} X_{L1}}{R} \quad (4.10)$$

la resistencia R del reactor se calcula como [13]:

$$R = \frac{n_{sint} X_{L1}}{Q} \quad (4.11)$$

La corriente que puede circular por el filtro para cualquier componente armónica es:

$$I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + (nX_{L1} - X_{C1}/n)^2}} \quad (4.12)$$



De la ecuación anterior se puede conocer la corriente de componente fundamental, la cual es de interés ya que la fuente de tensión provoca una corriente de la misma frecuencia en el filtro. Además, el banco de capacitores tiene el propósito de compensar la potencia reactiva requerida y eso lo realiza a frecuencia fundamental.

La otra corriente que interesa conocer es aquella cuya frecuencia corresponde a la de sintonía del filtro, que es precisamente la que se desea filtrar impidiendo su propagación hacia el resto del sistema eléctrico.

En la figura 4.11 se observa una red eléctrica con una fuente de tensión a frecuencia fundamental V_1 que motiva por el filtro una corriente I_1 , también circula una corriente armónica correspondiente a la frecuencia de sintonía I_{nsint} , que es generada por los dispositivos no lineales y por la distorsión de voltaje en la fuente a la frecuencia de sintonía, V_{nsint} . El dispositivo no lineal genera diversas componentes armónicas, las cuales pueden circular en el filtro con magnitudes pequeñas, y por este motivo no son consideradas.

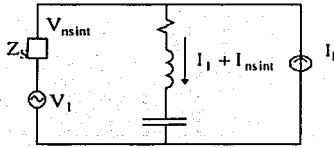


Figura 4.11

No toda la corriente generada por el dispositivo no lineal circula por el filtro, una parte fluye hacia al sistema y esto depende de la impedancia del sistema, Z_s . Si la impedancia del filtro en la componente de sintonía es mayor que la ofrecida por el sistema, la mayor parte de la corriente fluye hacia el sistema y el filtro no es de utilidad.

En la armónica de sintonía, la impedancia del filtro tiene su magnitud mínima y la corriente está limitada únicamente por el valor de la resistencia del inductor. Bajo estas condiciones el voltaje para la componente armónica de sintonía es:

$$V_{nsint} = I_{max} R \quad (4.13)$$

Para cualquier otra componente armónica el voltaje y la corriente en el filtro se relacionan mediante la siguiente expresión:

$$V_n = I_n Z_n \quad (4.14)$$

Si la corriente en el filtro alcanza valores muy elevados, las tensiones que aparecen en el reactor y los capacitores también son muy elevadas. Esto implica una reducción en la vida útil de estos elementos, por los daños que le ocasionan las sobretensiones al aislamiento.

Una forma de limitar la corriente circulante por el filtro es añadiendo un resistor en serie con el reactor y el banco de capacitores, sin embargo, se tiene el inconveniente de reducir el factor de calidad Q del filtro, el cual se hace menos selectivo y permite el paso de una mayor gama de corrientes a distintas frecuencias a la de sintonía.

Al ser el filtro un circuito resonante tiene un cierto ancho de banda, fuera de este rango de frecuencias la impedancia del filtro puede ser lo suficientemente elevada como para limitar por sí sola a la corriente. Una segunda opción puede ser sintonizar al filtro a una frecuencia distinta, de modo que la impedancia del filtro limite la corriente sin disminuir su factor de calidad.

Para limitar la cantidad de corriente del filtro en base a su propia impedancia, se requiere conocer el orden de la componente armónica que provoca que la impedancia del filtro limite la corriente a un cierto valor deseado. Para lograr esto se parte de la consideración de que la corriente I_n es una fracción de la corriente máxima que puede circular por el filtro:

$$I_n = a I_{\max} \quad (4.15)$$

en donde: a es un número tal que $0 < a < 1$.

Si se despeja la corriente máxima y se sustituye en la ecuación 4.13, el voltaje de sintonía V_{nsint} es:

$$V_{nsint} = \frac{I_n}{a} R \quad (4.16)$$

considerando que $V_{nsint} = V_n$, se tiene la siguiente relación de impedancias para el filtro:

$$\frac{R}{a} = Z_n \quad (4.17)$$

La impedancia del filtro para cualquier componente armónica es:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + \left(nX_{L1} - X_{C1/n} \right)^2} \quad (4.18)$$

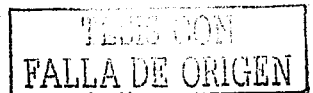
y sustituyendo la ecuación 4.18 en la 4.17 y elevando al cuadrado se tiene:

$$\frac{R^2}{a^2} = R^2 + \left(nX_{L1} - X_{C1/n} \right)^2 \quad (4.19)$$

agrupando las resistencias en el lado izquierdo de la igualdad:

$$\frac{R^2}{a^2} - R^2 = \left(nX_{L1} - X_{C1/n} \right)^2 \quad (4.20)$$

obteniendo la raíz cuadrada en ambos lados de la igualdad y considerando únicamente las raíces positivas:



$$\frac{R}{a} \sqrt{1-a^2} = nX_{L1} - \frac{X_{C1}}{n} \quad (4.21)$$

y finalmente se tiene:

$$nX_{L1} - \frac{X_{C1}}{n} - \frac{R}{a} \sqrt{1-a^2} = 0 \quad (4.22)$$

La ecuación anterior presenta dos casos: cuando $nX_{L1} > \frac{X_{C1}}{n}$ y cuando $nX_{L1} < \frac{X_{C1}}{n}$. Se analizarán ambos casos para conocer el orden de la componente armónica.

Cuando $nX_{L1} > \frac{X_{C1}}{n}$ la ecuación 4.22 no se altera, entonces, tomando a "n" como común denominador se tiene:

$$\frac{X_{L1}n^2 - X_{C1} - \frac{R}{a} \sqrt{1-a^2} n}{n} = 0 \quad (4.23)$$

simplificando la ecuación anterior y reordenando los términos:

$$X_{L1}n^2 - \frac{R}{a} \sqrt{1-a^2} n - X_{C1} = 0 \quad (4.24)$$

normalizando los coeficientes de la ecuación 4.24 se obtiene:

$$n^2 - \frac{R}{a} \frac{\sqrt{1-a^2}}{X_{L1}} n - \frac{X_{C1}}{X_{L1}} = 0 \quad (4.25)$$

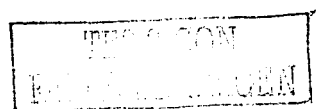
obteniendo las raíces de la ecuación anterior se tiene:

$$n = \frac{\frac{R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} \pm \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}}{2} \quad (4.26)$$

Como el miembro derecho siempre es mayor al izquierdo, se toma la parte positiva para no obtener valores negativos de la componente armónica "n":

$$n = \frac{\frac{R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} + \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}}{2} \quad (4.27)$$

Cuando $nX_{L1} < \frac{X_{C1}}{n}$ la ecuación 4.22 se convierte en:



$$-nX_{L1} + \frac{X_{C1}}{n} - \frac{R}{a} \sqrt{1-a^2} = 0 \quad (4.28)$$

siguiendo un procedimiento similar al anterior se obtiene la ecuación:

$$n = \frac{-\frac{R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} \pm \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}}{2} \quad (4.29)$$

y un razonamiento similar lleva a obtener el valor de la otra componente armónica:

$$n_X = \frac{-\frac{R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} + \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}}{2} \quad (4.30)$$

La corriente por el filtro está limitada al valor asignado a la corriente I_n cuando el filtro se sintoniza a los valores de n_X o n_Y .

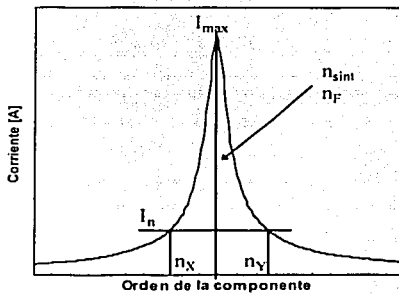


Figura 4.12

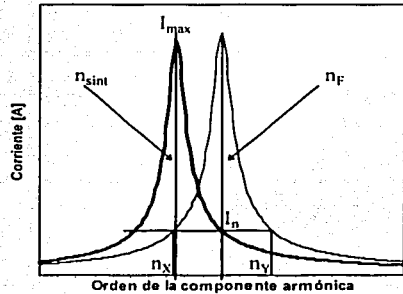


Figura 4.13

Una vez que conocen los valores de "n" en donde la impedancia limita el valor de la corriente a un cierto valor requerido, se puede calcular el valor necesario del reactor para sintonizar el filtro a esta componente. En la figura 4.12 se muestra que, cuando el orden de armónica de sintonía n_{sint} coincide exactamente con el orden de la corriente armónica que se desea filtrar n_F , la corriente en el filtro alcanza su máximo valor posible I_{max} . El ancho de banda del filtro está delimitado por n_X y n_Y y exactamente a esos valores se observa que la corriente en el filtro es igual a I_n .

Al mover la frecuencia de sintonía n_{sint} del filtro a n_X , como se muestra en la figura 4.13, se observa que ahora la corriente máxima se ubica en el orden n_X , y que la corriente I_n coincide con el

orden n_f de la componente que se desea filtrar, pero que también se requiere limitar en magnitud. Al limitar la corriente que pasa por el filtro se limitan las sobretensiones que pueden aparecer en los capacitores o en el reactor motivadas por la circulación de corrientes armónicas cercanas a la frecuencia de sintonía.

El orden de sintonía se puede obtener de n_x o de n_y . Por lo regular, los filtros se sintonizan a una componente por debajo de la que se desea filtrar, debido a que la pérdida de capacitancia del banco hace que la frecuencia del sintonía del filtro se acerque a la frecuencia de la armónica que se desea filtrar. Si la sintonía fuera por encima de la frecuencia de filtrado la pérdida de capacitancia provoca que la frecuencia de sintonía se aleja de la frecuencia de filtrado.

La selección del valor de "a" implica un compromiso entre el valor seleccionado y el orden de sintonía que se obtiene a partir de la ecuación 4.30. Por una parte, un valor muy pequeño de "a" puede provocar que la frecuencia de sintonía esté mucho más cerca de otra componente armónica presente en el sistema, que de la que se pretende filtrar, de forma que el filtro no estaría realizando la función para la cual se concibió originalmente.

Por otra parte, valores de "a" cercanos a la unidad tampoco lograrán el control de corriente que se busca al desplazar la frecuencia de sintonía. En la curva de respuesta en frecuencia del filtro, se puede ver que las corrientes de frecuencias cercanas a la de sintonía tienen valores también muy elevados, lo cual es provocado porque el factor de calidad del filtro es alto.

Una forma de obtener el valor de "a" es sugiriendo el valor que se desea tenga la corriente en la componente armónica n_x . Este valor de corriente debe ser bajo, ya que se parte de la suposición que la corriente armónica de orden n_x tiene un valor pequeño. De esta forma a partir de la ecuación 4.15 se obtiene el valor de "a":

$$a = \frac{I_n}{I_{\max}} \quad (4.31)$$

Considerando ahora n_x como el orden de sintonía, es decir $n_{\text{sint}} = n_x$, y conociendo el valor de X_{C1} , se puede calcular el valor de X_{L1} que hace que el filtro se sintonice a este orden:

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{n_x^2} \quad (4.32)$$

la inductancia puede calcularse a partir de la reactancia obtenida:

$$L = \frac{X_{L1}}{120\pi} \quad (4.33)$$

y la capacitancia se calcula como:

$$C = \frac{1}{120\pi X_{C1}} \quad (4.34)$$

La resistencia del inductor se calcula mediante la ecuación 4.10:

$$R = \frac{n_x X_{L1}}{Q} \quad (4.35)$$

Dado que el filtro está sintonizado en la armónica de orden n_x , la impedancia que ofrece el filtro en la armónica de orden n_f , que es la que se desea filtrar es:

$$Z_{n_f} = \sqrt{R^2 + \left(n_f X_{L1} - \frac{X_{C1}}{n_f} \right)^2} \quad (4.36)$$

La tensión a la que se ve sometido el banco de capacitores principalmente es la motivada por la componente de frecuencia fundamental. La tensión en el banco de capacitores se puede calcular como:

$$V_C = I_1 X_{C1} \quad (4.37)$$

La corriente I_1 motivada por la fuente de voltaje de frecuencia fundamental puede calcularse fácilmente como:

$$I_1 = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3} \sqrt{R^2 + (X_{L1} - X_{C1})^2}} \quad (4.38)$$

Si el resultado obtenido para V_C es mayor al voltaje de los capacitores, se tiene que modificar la capacidad del banco y su tensión de operación, de forma que los capacitores no se vean sometidos a sobretensiones, o bien, si la tensión de los capacitores (diseño del filtro) es mayor a la tensión de operación del sistema en donde se instalarán, la capacidad del banco también se ve afectada.

Si el banco entrega una potencia reactiva (llamada nominal) $Q_{C\text{ oper}}$ cuando se alimenta con una tensión (llamada de operación) V_{oper} , su reactancia es X_{C1} y los tres parámetros se relacionan mediante:

$$\frac{Q_{C\text{ oper}}}{V_{\text{oper}}^2} = \frac{1}{X_{C1}} \quad (4.39)$$

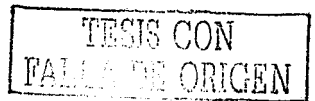
Si los capacitores del banco tienen una tensión nominal V_{nom} (también llamada de diseño), la potencia nominal del banco $Q_{C\text{ nom}}$ se relaciona con la tensión y la reactancia como:

$$\frac{Q_{C\text{ nom}}}{V_{\text{nom}}^2} = \frac{1}{X_{C1}} \quad (4.40)$$

Igualando las ecuaciones 4.39 y 4.40 se tiene:

$$\frac{Q_{C\text{ oper}}}{V_{\text{oper}}^2} = \frac{Q_{C\text{ nom}}}{V_{\text{nom}}^2} \quad (4.41)$$

despejando $Q_{C\text{ nom}}$ se obtiene:



$$Q_{C \text{ nom}} = \frac{V_{\text{nom}}^2}{V_{\text{oper}}^2} Q_{C \text{ oper}} \quad (4.42)$$

en donde: V_{oper} es el voltaje al cual opera el banco de capacitores,
 V_{nom} es el voltaje nominal de los capacitores del banco (tensión de diseño),
 $Q_{C \text{ oper}}$ es la potencia reactiva de operación del banco de capacitores y
 $Q_{C \text{ nom}}$ es la potencia reactiva nominal (potencia de diseño) del banco de capacitores

Aunque los valores de diseño son $Q_{C \text{ nom}}$ y V_{nom} el banco de capacitores entrega una potencia reactiva $Q_{C \text{ oper}}$ cuando se alimenta con un voltaje V_{oper} .

La potencia del reactor se calcula como:

$$Q_L = I_1^2 Z_{L1} + I_n^2 Z_{Ln} \quad (4.43)$$

El reactor, a diferencia del banco de capacitores, no está diseñado para ser sometido a tensión de componente fundamental, por este motivo, la tensión desarrollada por la componente armónica que se requiere filtrar también debe ser considerada:

$$V_L = Z_{L1} I_1 + Z_{Ln} I_n \quad (4.44)$$

Finalmente las especificaciones del filtro sintonizado son:

a) Banco de capacitores.

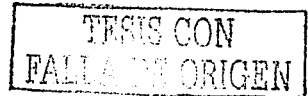
- Potencia nominal: $Q_{C \text{ nom}}$
- Potencia de operación: $Q_{C \text{ oper}}$
- Voltaje nominal: V_{nom}
- Voltaje de operación: V_{oper}
- Reactancia: X_{C1}

b) Inductor.

- Potencia: Q_L
- Voltaje de operación: V_L
- Inductancia: L
- Resistencia: R
- Factor de calidad: Q
- Reactancia: X_{L1}

c) Filtro.

- Potencia: $|Q_L - Q_{C \text{ nom}}|$



4.4.3 Filtros activos

Los filtros activos constituyen otro medio para la atenuación o mitigación de las corrientes armónicas y proporcionan soluciones sobre algunas de las desventajas inherentes a los filtros pasivos como [13]:

- Las características del filtrado con dependencia de la impedancia de la fuente.
- Alteración de la impedancia por debajo de la armónica de sintonía de orden más bajo.
- De uso inadecuado para filtrar armónicas no características, distintas a la de sintonía, como en el caso de ciclo convertidores, o entornos donde el espectro armónico es inestable.

El filtro activo genera un espectro armónico que es opuesto en ángulo de fase (180° de desfaseamiento) a las corrientes armónicas existentes en el sistema eléctrico. La corriente del filtro activo es inyectada al sistema de forma que en el punto de unión, la suma fasorial de las componentes armónicas del sistema y las del filtro activo es nula quedando únicamente en la corriente de componente fundamental [13].

Por ejemplo, un rectificador de seis pulsos con transformador delta - estrella a la entrada tiene una corriente dada por la ecuación:

$$i_A(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} (\cos(13\omega t)) + \dots \right)$$

entonces el filtro activo genera un espectro armónico de la siguiente forma:

$$i_{Fil}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left(-\frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) + \frac{1}{11} \cos(11\omega t) - \frac{1}{13} (\cos(13\omega t)) - \dots \right)$$

al sumarse ambas corrientes en el punto de unión entre el filtro y el sistema eléctrico la corriente resultante es:

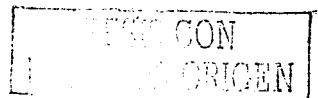
$$i_{Total}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \cos(\omega t)$$

que corresponde únicamente a la componente fundamental de la corriente del rectificador de seis pulsos, desapareciendo las componentes armónicas de la corriente.

Aunque el filtro activo es una solución muy versátil al problema de las componentes armónicas, su principal inconveniente es su costo, el cual puede ser hasta 10 veces mayor al de un filtro pasivo.

4.5 Otras normas sobre los límites de distorsión armónica

Otros organismos, además del IEEE, se han dado la tarea de elaborar normas en donde se especifican los valores límites recomendados para la distorsión en la corriente y el voltaje.



4.5.1 Normas del IEC

La norma IEC 61000-2-4 establece los siguientes límites de distorsión de voltaje en base a una clasificación de instalaciones [13]:

- $THD_v \leq 8\%$ para clase 2 y $THD_v \leq 10\%$ para clase 3.
- Clase 2 aplica al punto de acoplamiento común (PCC) y al punto de acoplamiento dentro de la planta (IPC, In-plant Point of Coupling).
- Clase 3 aplica únicamente al punto de acoplamiento dentro de la planta (IPC) en entornos industriales.

Los valores límites de distorsión del voltaje para redes públicas en baja tensión se muestran en la tabla 4.9 [13]. La norma IEC 61000-3-2 establece los límites para las emisiones de corrientes armónicas, en base a cuatro clasificaciones de equipos de aplicaciones distintas y con diferentes niveles de tensión [13]. En la tabla 4.10 se muestran los valores para un equipo clase D (corriente con forma de onda especial y cuya potencia sea menor o igual a 600 W) [13].

Armónicas impares		Armónicas pares		Armónicas triples	
n	% V_n	n	% V_n	n	% V_n
5	6	2	2	3	5
7	5	4	1	9	1.5
11	3.5	6	0.5	15	0.3
13	3	8	0.5	≥ 21	0.2
17	2	10	0.5		
19	1.5	≥ 12	0.2		
23	1.5				
25	1.5				
≥ 29	x				

$THD_v \leq 8\%$ para todas las armónicas hasta la 40.

$x = 0.2 + 12.5/n$. Para $n = 29, 31, 35, 37$, $V_n = 0.63, 0.60, 0.56, 0.54\%$

Tabla 4.9 Límites de distorsión armónica del voltaje en redes públicas de baja tensión [13]

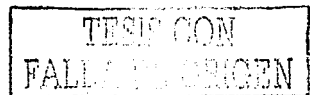
n	3	5	7	9	11	13	15 ... 39
Max $I_{n,A}$	2.3	1.14	0.40	0.33	0.21	0.15	0.15×15/n

Corriente de entrada del equipo ≤ 16 A por fase

Tabla 4.10 Límites de corrientes de corrientes armónicas permisibles para equipos clase D [13]

4.5.2 Norma CFE-L0000-45

La Comisión Federal de Electricidad, en su norma CFE L000045 "Perturbaciones permisibles en las formas de onda de tensión y corriente del suministro de energía eléctrica", establece los valores máximos de distorsión armónica total y de las componentes armónicas para voltajes y corrientes [39].



Técnicas para el control de las armónicas

Tensión en kV	Clasificación de tensión	Distorsión armónica total	Distorsión armónica individual
Menor de 1	Baja tensión	8.0%	5.0%
1 a 69	Distribución	5.0%	3.0%
70 a 138	Subtransmisión	2.5%	1.5%
Mayor de 138	Transmisión	1.5%	1.0%

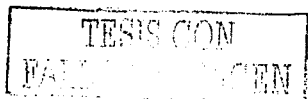
Tabla 4.11 Límites máximos de distorsión armónica total e individual de la tensión en el punto de acoplamiento común [39]

Impedancia relativa I_{sc} / I_L	Distorsión armónica máxima para tensiones hasta de 69 kV					Distorsión total de la demanda
	Para armónicas impares (%)					
	h11	11h17	17h23	23h35	35h	
$(I_{sc} / I_L) < 20$	4	2	1.5	0.6	0.3	5
$20 < (I_{sc} / I_L) < 50$	7	3.5	2.5	1	0.5	8
$50 < (I_{sc} / I_L) < 100$	10	4.5	4	1.5	0.7	12
$100 < (I_{sc} / I_L) < 1000$	12	5.5	5	2	1	15
$(I_{sc} / I_L) > 1000$	15	7	6	2.5	1.4	20
Notas	<ol style="list-style-type: none"> En el caso de armónicas pares los límites se reducen al 25% de los correspondientes a armónicas impares. Los límites mostrados en la tabla deben ser utilizados como el caso más desfavorable de operación normal. Para arranque de hornos eléctricos de arco, que toman un tiempo máximo de un minuto, se permite exceder los límites de la tabla en el 50%. En ningún caso se permiten corrientes de carga con componentes de corriente directa. 					

Tabla 4.12 Distorsión armónica máxima permitida en corriente para tensiones hasta de 69 kV [39]

Impedancia relativa I_{sc} / I_L	Distorsión armónica máxima para tensiones mayores a 69 kV y hasta 161 kV					Distorsión total de la demanda
	Para armónicas impares (%)					
	h11	11h17	17h23	23h35	35h	
$(I_{sc} / I_L) < 20$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 < (I_{sc} / I_L) < 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 < (I_{sc} / I_L) < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 < (I_{sc} / I_L) < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
$(I_{sc} / I_L) > 1000$	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
Notas	<ol style="list-style-type: none"> En el caso de armónicas pares los límites se reducen al 25% de los correspondientes a armónicas impares. Los límites mostrados en la tabla deben ser utilizados como el caso más desfavorable de operación normal. Para arranque de hornos eléctricos de arco, que toman un tiempo máximo de un minuto, se permite exceder los límites de la tabla en el 50%. En ningún caso se permiten corrientes de carga con componentes de corriente directa. 					

Tabla 4.13 Distorsión armónica máxima permitida en corriente para tensiones mayores de 69 kV y hasta 161 kV [39]



Técnicas para el control de las armónicas

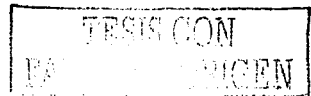
Impedancia relativa I_{sc}/I_L	Distorsión armónica máxima para tensiones mayores a 161 kV					Distorsión total de la demanda
	Para armónicas impares (%)					
	h11	11h17	17h23	23h35	35h	
$(I_{sc}/I_L) < 50$	2	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$(I_{sc}/I_L) > 50$	3	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Notas	<ol style="list-style-type: none"> 1. En el caso de armónicas pares los límites se reducen al 25% de los correspondientes a armónicas impares. 2. Los límites mostrados en la tabla deben ser utilizados como el caso más desfavorable de operación normal. Para arranque de hornos eléctricos de arco, que toman un tiempo máximo de un minuto, se permite exceder los límites de la tabla en el 50%. 3. En ningún caso se permiten corrientes de carga con componentes de corriente directa. 					

Tabla 4.14 Distorsión armónica máxima permitida en corriente para tensiones mayores de 69 kV y hasta 161 kV [39]

El contenido armónico de la tensión en el punto de acoplamiento común debe estar limitado, de forma que los valores máximos de la distorsión armónica total y de las componentes armónicas individuales, para las tensiones entre fases y a tierra no excedan los límites de distorsión establecidos en la tabla 4.11 [39].

Para limitar la distorsión en la tensión a estos valores, la norma recomienda a los consumidores limitar el contenido armónico en la corriente que le demandan al suministro eléctrico, de acuerdo a la impedancia relativa del sistema [39].

Los valores dados en las tablas 4.11, 4.12, 4.13 y 4.14 se consideran como el peor caso de operación en forma continua. Se permite que las distorsiones sean hasta un 50% mayores a lo que marcan las tablas para condiciones de operación excepcionales, por ejemplo el arranque de un horno de arco, que tiene una duración de un minuto. El tiempo total en que la distorsión puede ser entre 100 y 150% de lo indicado en las tablas es de un máximo de una hora en un periodo de 24 horas [39].



5. Simulación de un caso de distorsión armónica

5.1 Introducción

Las simulaciones por computadora, constituyen un medio muy valioso para evaluar la operación de un dispositivo diseñado para mitigar las componentes armónicas en un sistema eléctrico, antes de que sea puesto en operación.

El uso de simuladores, como una parte del diseño de los filtros pasivos sintonizados, permite la evaluación en forma anticipada de la operación del filtro o la verificación de que el filtro realmente cumpla la función para la cual fue diseñado. Las simulaciones, incluso permiten observar el comportamiento que puede tener el sistema eléctrico cuando el filtro es incorporado, permitiendo observar ciertos fenómenos como resonancias, comportamiento sistema durante transitorios y variaciones de la corriente del sistema eléctrico (cambio en el espectro), entre otros.

5.2 Planteamiento del problema

El sistema eléctrico a simular consiste en una planta, cuya tensión de alimentación es 23 kV, la potencia de cortocircuito del alimentador es de 250 MVA. La planta tiene un transformador reductor de 750 kVA, en conexión delta - estrella, con relación de transformación de 23 kV/480 V.

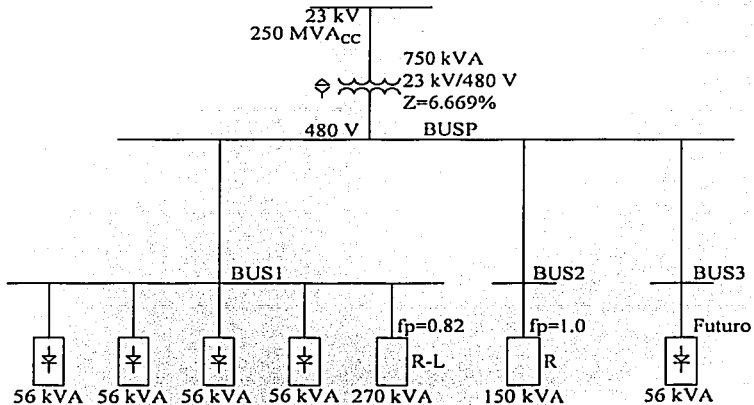


Figura 5.1

Existe un tablero principal de distribución que se ha denominado BUSP. De este tablero se deriva un circuito que alimenta al tablero identificado como BUS1, las cargas conectadas en dicho

Simulación de un caso de distorsión armónica

tablero son cuatro rectificadores, a base de diodos, de 56 kVA cada uno. También existen otras cargas asociadas, las cuales son a base de dispositivos lineales, cuyo consumo total es de 270 kVA con un factor de potencia de 0.82 inductivo en conjunto. Del tablero principal se deriva otro circuito que alimenta al tablero BUS2; de dicho tablero se alimentan cargas a base de dispositivos lineales, cuyo consumo total es de 150 kVA con factor de potencia unitario. Finalmente se tiene un tercer circuito que se deriva del tablero BUSP, dicho circuito alimenta al tablero BUS3. El rectificador de 56 kVA conectado a BUS3 será añadido a futuro. En la figura 5.1 se muestra el diagrama unifilar para la planta.

El diagrama eléctrico para cada uno de los rectificadores se muestra en la figura 5.2.

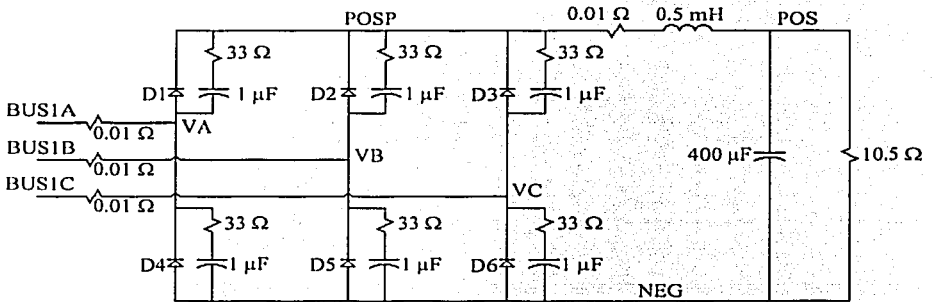


Figura 5.2

El rectificador de seis pulsos que se utilizó se muestra en la figura 5.2. Los diodos fueron numerados del 1 al 6, para identificarlos con facilidad; las resistencias de 0.01Ω son para observar la corriente a la entrada del rectificador.

Se usó una configuración a base de diodos que ofrece un voltaje de salida fijo, sin embargo, los rectificadores a base de tiristores son más utilizados ya que permiten controlar el nivel de tensión en el lado de corriente directa, mediante el retardo del pulso aplicado en su compuerta, de acuerdo a las necesidades de la carga.

Una de las principales ventajas de los rectificadores controlados es su gran eficiencia, superior al 95%. Los rectificadores controlados se utilizan enormemente a nivel industrial, especialmente como manejadores (drives) de velocidad variable [20]. Cuando un rectificador a base de tiristores disminuye su voltaje en el lado de directa, la distorsión en la corriente en el lado de CA aumenta debido a que el intervalo de conducción de la corriente es menor.

5.3 Cálculos previos a la simulación

Se establecieron ciertos parámetros dentro del sistema eléctrico a simular, como la potencia de cortocircuito del alimentador y un conjunto de cargas agrupadas en el modelo de la planta industrial. En

Simulación de un caso de distorsión armónica

esta sección se presenta la memoria de cálculo que permitió incorporar dichos parámetros como elementos programables en el ATP.

5.3.1 Reactancia de Thevenin del alimentador

La potencia que el alimentador entrega al transformador principal de la planta es:

$$S = \sqrt{3}VI \quad (5.1)$$

y por otra parte la potencia de cortocircuito que es capaz de entregar el alimentador se calcula como:

$$S_{CC} = \sqrt{3}VI_{CC} \quad (5.2)$$

Si se divide el miembro izquierdo de la ecuación 5.1 entre el izquierdo de la 5.2, de la misma forma se realiza la división de los miembros derechos de ambas ecuaciones y se tiene que la potencia de cortocircuito en por unidad es:

$$S_{CCpu} = \frac{S_{CC}}{S} = \frac{\sqrt{3}VI_{CC}}{\sqrt{3}VI} = \frac{I_{CC}}{I} \quad (5.3)$$

de donde se observa que la potencia de cortocircuito en por unidad es igual a la corriente de cortocircuito, también en por unidad:

$$S_{CCpu} = \frac{I_{CC}}{I} = I_{CCpu} \quad (5.4)$$

La reactancia de Thevenin en por unidad del sistema es:

$$X_{Thpu} = \frac{V_{Thpu}}{I_{CCpu}} \quad (5.5)$$

si se considera que el voltaje de Thevenin en por unidad es igual a uno entonces se tiene que la reactancia de Thevenin puede calcularse como:

$$X_{Thpu} = \frac{1}{I_{CCpu}} = \frac{1}{S_{CCpu}} \quad (5.6)$$

Para determinar el valor de la reactancia de Thevenin se calcula una reactancia base como:

$$X_{Thbase} = \frac{V^2}{S} \quad (5.7)$$

de esta forma la reactancia de Thevenin en por unidad se determina como:

$$X_{Thpu} = \frac{X_{Th}}{X_{Thbase}} \quad (5.8)$$

y finalmente la reactancia de Thevenin del alimentador es:

$$X_{Th} = X_{Thpu} \times X_{Thbase} \quad (5.9)$$

Para incorporar dicha reactancia como un elemento programable en el ATP se requiere el valor de su inductancia:

$$L = \frac{X_{Th}}{120\pi} \quad (5.10)$$

Los datos utilizados para realizar el cálculo de la reactancia de Thevenin del alimentador, así como el procedimiento de cálculo, se presentan a continuación:

$$S_{CC} = 250 \text{ MVA}$$

$$S = 750 \text{ kVA}$$

$$V = 23 \text{ kV}$$

Potencia de cortocircuito en por unidad:

$$S_{CCpu} = \frac{250 \times 10^6}{750 \times 10^3} = 333.3333 \text{ pu}$$

Reactancia de Thevenin en por unidad:

$$X_{Thpu} = \frac{1}{333.3333} = 0.003 \text{ pu}$$

Reactancia base de Thevenin:

$$X_{Thbase} = \frac{(23 \times 10^3)^2}{750 \times 10^3} = 705.3333 \Omega$$

Reactancia de Thevenin del alimentador:

$$X_{Th} = 705.3333 \times 0.003 = 2.116 \Omega$$

Inductancia del alimentador:

$$L = \frac{2.116}{120\pi} = 5.6128 \text{ mH}$$

5.3.2 Cargas R-L agrupadas en el tablero BUS1

La magnitud de la impedancia equivalente de la carga, considerando que se encuentra conectada entre los conductores de fase y el neutro, es:

Simulación de un caso de distorsión armónica

$$|Z| = \frac{V}{\sqrt{3}I} \quad (5.11)$$

de donde se conoce el valor de la tensión aplicada V , la corriente se calcula como:

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V} \quad (5.12)$$

Para conocer completamente la impedancia se requiere su ángulo de fase, el cual es el ángulo entre el voltaje y la corriente:

$$\theta_z = 0 = \cos^{-1}(fp) \quad (5.13)$$

con lo cual la impedancia en forma polar es:

$$Z = |Z|\angle\theta_z \quad (5.14)$$

y en forma binómica la impedancia es:

$$Z = |Z|\cos(\theta_z) + j|Z|\sin(\theta_z) \quad (5.15)$$

La resistencia de la impedancia es la parte real:

$$R = |Z|\cos(\theta_z) \quad (5.16)$$

mientras que la reactancia de la impedancia corresponde a la parte imaginaria:

$$X_L = |Z|\sin(\theta_z) \quad (5.17)$$

y la inductancia correspondiente es:

$$L = \frac{X_L}{120\pi} \quad (5.18)$$

Los datos utilizados para realizar el cálculo de la resistencia y la inductancia de las cargas agrupadas, así como el procedimiento de cálculo, se presentan a continuación:

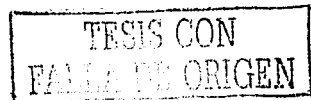
$$S = 270 \text{ kVA}$$

$$V = 480 \text{ V}$$

$$fp = 0.82$$

Corriente de las cargas agrupadas:

$$I = \frac{270 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 480} = 324.7595 \text{ A}$$



Ángulo de la impedancia:

$$\theta_z = \cos^{-1}(0.82) = 76.3543^\circ$$

Magnitud de la impedancia:

$$|Z| = \frac{480}{\sqrt{3}(324.7595)} = 0.8533 \Omega$$

Componente resistiva de la impedancia:

$$R = 0.8533 \cos(76.3543) = 0.2013 \Omega$$

Componente reactiva de la impedancia:

$$X_L = 0.8533 \sin(76.3543) = 0.8292 \Omega$$

Inductancia equivalente de las cargas agrupadas:

$$L = \frac{0.8292}{120\pi} = 2.1995 \text{ mH}$$

5.3.3 Cargas R agrupadas en el tablero BUS2

Debido a que el factor de potencia es unitario, la potencia aparente es igual a la potencia activa, de forma que la corriente es:

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V} \quad (5.19)$$

y la resistencia, considerando que la carga se encuentra conectada en estrella, se calcula como:

$$R = \frac{V}{\sqrt{3}I} \quad (5.20)$$

Los datos utilizados para realizar el cálculo de la resistencia de las cargas agrupadas en el tablero BUS2, así como el procedimiento de cálculo se presentan a continuación:

$$S = 150 \text{ kVA}$$

$$V = 480 \text{ V}$$

Corriente de las cargas agrupadas:

$$I = \frac{150 \times 10^3}{\sqrt{3}(480)} = 180.4219 \text{ A}$$

Resistencia por fase:

$$R = \frac{480}{\sqrt{3}(180.4219)} = 1.5360 \Omega$$

5.3.4 Parámetros eléctricos del transformador

Para determinar los parámetros del circuito equivalente del transformador, se requieren los resultados de las pruebas de circuito abierto (pérdidas magnéticas) y cortocircuito (pérdidas eléctricas). A continuación se presentan los datos principales y los resultados de las pruebas a un transformador.

Característica	Lado del transformador		
	Alta tensión	Baja tensión	
Capacidad en kVA	750.0	750.0	
Tensión en kV	23.0	0.480	
Conexión	Delta	Estrella	
BIL en kV	150.0	30.0	
Material del devanado	Cobre	Aluminio	
Material del núcleo: Acero ARMCO orientado M-4 de 0.011" de espesor (0.27 mm)			
Tipo de enfriamiento	OA	Elevación de temperatura	65 °C
Número de fases	3	Frecuencia	60 Hz
Altitud de operación	2300 MSNM	Tipo de núcleo	Rectangular

Tabla 5.1 Características principales del transformador

Prueba realizada en el transformador	Resultado de la medición
Pérdidas de excitación a voltaje nominal, 60 Hz	1445 W
Corriente de excitación a voltaje nominal, 60 Hz	0.824%
Pérdidas de carga a corriente nominal, 60 Hz a 85 °C	8763 W
Impedancia a corriente nominal, 60 Hz	6.669%
Pérdidas totales a 85 °C	10208 W

Tabla 5.2 Resultados de las pruebas de pérdidas magnéticas y eléctricas

a) Determinación de los parámetros en base a la prueba de pérdidas magnéticas

La corriente de nominal del transformador en el lado primario se calcula como:

$$I_1 = \frac{S}{\sqrt{3}V_1} \quad (5.21)$$

y la corriente de excitación se obtiene como una fracción de la corriente nominal de acuerdo al dato de la tabla 5.2:

$$I_0 = aI_1 \quad (5.22)$$

Simulación de un caso de distorsión armónica

en donde: "a" es el valor en por unidad de la corriente de excitación a voltaje nominal indicado en la tabla 5.2.

La componente de pérdidas en el fierro de la corriente de excitación se determina como

$$I_{Fe} = \frac{P_{mag}}{\sqrt{3}V_1} \quad (5.23)$$

La corriente de excitación y sus componentes son corrientes de línea, para obtener su magnitud en la delta entonces se utiliza la siguiente expresión:

$$I_{Fe-D} = \frac{I_{Fe}}{\sqrt{3}} \quad (5.24)$$

En un devanado la tensión, la corriente de pérdidas en el hierro y la resistencia que representa a dichas pérdidas se relacionan mediante:

$$V_1 = R_{Fe} I_{Fe-D} \quad (5.25)$$

finalmente la resistencia que representa a las pérdidas en el núcleo es:

$$R_{Fe} = \frac{V_1}{I_{Fe-D}} \quad (5.26)$$

Los datos utilizados para realizar el cálculo de la resistencia de pérdidas en el núcleo, así como el procedimiento de cálculo, se presentan a continuación:

$$S = 750 \text{ kVA}$$

$$V_1 = 23 \text{ kV}$$

$$a = 0.00824$$

$$P_{mag} = 1445 \text{ W}$$

Corriente nominal del transformador en el lado primario:

$$I_1 = \frac{750 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 23 \times 10^3} = 18.8266 \text{ A}$$

Corriente de excitación del transformador en el lado primario:

$$I_0 = 0.00824 \times 18.8266 = 0.1551 \text{ A}$$

Corriente de pérdidas en el fierro:

$$I_{Fe} = \frac{1445}{\sqrt{3} \times 23 \times 10^3} = 0.03627 \text{ A}$$

Corriente de pérdidas en el fierro en los devanados de la delta:

$$I_{Fe-D} = \frac{0.03627}{\sqrt{3}} = 0.02094 \text{ A}$$

Resistencia de pérdidas en el núcleo:

$$R_{Fe} = \frac{23 \times 10^3}{0.02094} = 1.098376 \text{ M}\Omega$$

b) Determinación de los parámetros en base a la prueba de pérdidas eléctricas

Las pérdidas eléctricas se relacionan con la corriente y con el voltaje reducido (de prueba) en el lado primario como:

$$P_{elec} = \sqrt{3} V_{red1} I_1 \quad (5.27)$$

de forma que el voltaje reducido en el primario es:

$$V_{red1} = \frac{P_{elec}}{\sqrt{3} I_1} \quad (5.28)$$

La resistencia equivalente de pérdidas eléctricas se calcula, en conexión estrella, referida al lado primario como:

$$R_{eq1} = \frac{V_{red1}}{\sqrt{3} I_1} \quad (5.29)$$

de donde se pueden calcular las resistencias de los devanados primario y secundario como [5]:

$$R_1 = \frac{R_{eq1}}{2} \quad (5.30)$$

$$R_2 = \frac{R_{eq1}}{2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2} \quad (5.31)$$

la resistencia del primario se consideró en estrella; la resistencia para la conexión en delta es:

$$R_{i-D} = 3R_1 \quad (5.32)$$

La impedancia en ohms del transformador se obtiene de la impedancia en por unidad y de una impedancia base. La impedancia base del transformador se calcula como:

$$Z_{b1} = \frac{V_1^2}{S} \quad (5.33)$$

Simulación de un caso de distorsión armónica

y la impedancia en ohms del transformador, referida al lado primario, es:

$$Z_1 = Z_{pu} Z_{b1} \quad (5.34)$$

La impedancia, la resistencia equivalente y la reactancia de dispersión equivalente, referidas al lado primario, se relacionan mediante la expresión:

$$Z_1 = \sqrt{R_{eq1}^2 + X_{eq1}^2} \quad (5.35)$$

de donde la reactancia equivalente se puede calcular como:

$$X_{eq1} = \sqrt{Z_1^2 - R_{eq1}^2} \quad (5.36)$$

De la reactancia equivalente se obtienen las reactancias de dispersión en los devanados primario y secundario como [5]:

$$X_{d1} = \frac{X_{eq1}}{2} \quad (5.37)$$

$$X_{d2} = \frac{X_{eq1}}{2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2} \quad (5.38)$$

pero la reactancia del lado primario se consideró en conexión estrella, de forma que la reactancia para la conexión en delta es:

$$X_{d1-D} = 3X_{d1} \quad (5.39)$$

Finalmente las inductancias de dispersión en los devanados se calculan como:

$$L_1 = \frac{X_{d1-D}}{120\pi} \quad (5.40)$$

$$L_2 = \frac{X_{d2}}{120\pi} \quad (5.41)$$

Los datos utilizados para realizar el cálculo de la resistencia de pérdidas eléctricas en los conductores y la reactancia de magnetización, así como el procedimiento de cálculo se presentan a continuación:

S = 750 kVA
V₁ = 23 kV
N₁ = 23000
N₂ = 277

$$P_{\text{elec}} = 8760 \text{ W}$$
$$Z_{\text{pu}} = 0.06669$$

Corriente nominal del transformador en el lado primario:

$$I_1 = \frac{750 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 23 \times 10^3} = 18.8266 \text{ A}$$

Voltaje reducido en el primario:

$$V_{\text{red1}} = \frac{8763}{\sqrt{3} \times 18.8266} = 268.7325 \text{ V}$$

Resistencia equivalente de pérdidas eléctricas, referida al lado primario:

$$R_{\text{eq1}} = \frac{268.7325}{\sqrt{3} \times 18.8266} = 8.2411 \text{ } \Omega$$

Resistencia de pérdidas eléctricas del lado primario:

$$R_1 = \frac{8.2411}{2} = 4.1205 \text{ } \Omega$$

Resistencia de pérdidas del lado secundario:

$$R_2 = \frac{8.2411}{2 \left(\frac{23000}{277} \right)^2} = 0.59766 \text{ m}\Omega$$

Resistencia de pérdidas del lado primario considerando conexión en delta:

$$R_{1-\Delta} = 3 \times 4.1205 = 12.3615 \text{ } \Omega$$

Impedancia base del transformador, referida al lado primario:

$$Z_{\text{b1}} = \frac{23000^2}{750 \times 10^3} = 705.3333 \text{ } \Omega$$

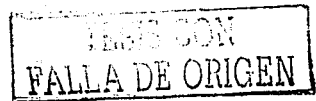
Impedancia en ohms del transformador, referida al lado primario:

$$Z_1 = 0.06669 \times 705.3333 = 47.0386 \text{ } \Omega$$

Reactancia de dispersión equivalente, referida al lado primario:

$$X_{\text{eq1}} = \sqrt{47.0386^2 - 8.2411^2} = 46.311 \text{ } \Omega$$

Reactancia de dispersión del lado primario:



$$X_{d1} = \frac{46.311}{2} = 23.1555 \Omega$$

Reactancia de dispersión del lado secundario:

$$X_{d2} = \frac{46.311}{2 \left(\frac{23000}{277} \right)^2} = 3.3585 \text{ m}\Omega$$

Reactancia de dispersión del lado primario considerando conexión delta:

$$X_{d1-D} = 3 \times 23.1555 = 69.4665 \Omega$$

Inductancia de dispersión del lado primario:

$$L_1 = \frac{69.4665}{120\pi} = 184.2656 \text{ mH}$$

Inductancia de dispersión del lado secundario:

$$L_2 = \frac{3.3585 \times 10^{-3}}{120\pi} = 8.9086 \mu\text{H}$$

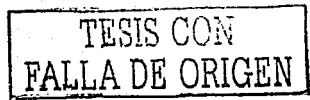
c) Curva de saturación en vacío del transformador

Los datos de la curva de saturación en vacío del transformador se muestran a continuación.

Corriente [A]	Voltaje [kV]	Corriente [A]	Voltaje [kV]
0.010	21.00	9.000	32.20
0.070	22.00	10.000	32.40
0.1551	23.00	11.000	32.60
1.000	27.00	12.000	32.80
2.000	29.00	13.000	33.00
3.000	30.40	14.000	33.20
4.000	31.20	15.000	33.40
5.000	31.40	16.000	33.60
6.000	31.60	17.000	33.80
7.000	31.80	18.000	34.00
8.000	32.00	18.800	34.15

Tabla 5.3 Datos de la curva de saturación en vacío

La curva de saturación correspondiente a los datos mostrados en la tabla 5.3 se muestra en la figura 5.3, donde se aprecia la característica no lineal del material ferromagnético del núcleo del transformador.



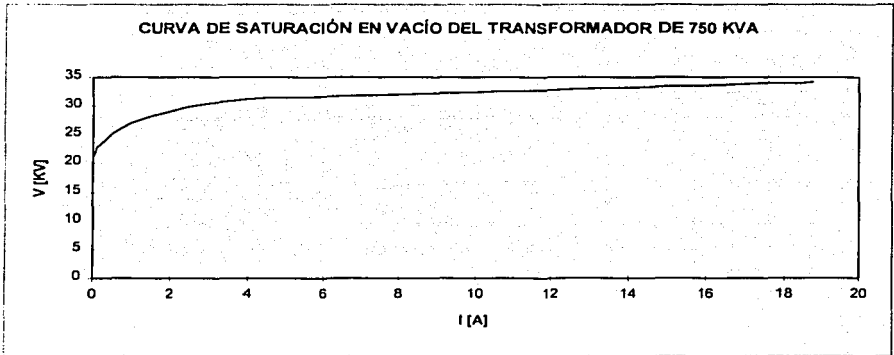


Figura 5.3

El simulador ATP requiere del uso de una rutina de nombre SATURA que convierte los valores de la curva de saturación de voltaje contra corriente en valores de instantáneos de flujo magnético contra corriente. La rutina SATURA requiere de introducir valores en por unidad del voltaje y de la corriente. Las bases de potencia y de voltaje que requiere la rutina son:

$$P_{base} = 0.750 \text{ MVA}$$

$$V_{base} = 23 \text{ kV}$$

La corriente base se calcula como:

$$I_{base} = \frac{P_{base}}{V_{base}}$$

de forma que el valor de la corriente base es:

$$I_{base} = \frac{750 \times 10^3}{23 \times 10^3} = 32.6086 \text{ A}$$

El código utilizado para la rutina SATURA se muestra a continuación, en donde se pueden apreciar los valores en por unidad utilizados para la corriente y el voltaje.

C
C
C
C
C
C
C
C

FACULTAD DE INGENIERIA
 MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRICA
 SANDOVAL RODRIGUEZ GONZALO
 DIRECTOR DE TESIS DR. RAFAEL GUERRERO CEPEDA

TRABAJO DE GRADUACION
 FALLA DE ORIGEN

| COMPONENTES ARMONICAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS |

BEGIN NEW DATA CASE

SATURATION

Pbase [MVA]: 0.750
Vbase [KV]: 23.0

Ibase = Pbase/Vbase
Ibase = 32.6086 A

Irms (pu) = Irms (amps) / Ibase (amps)
Vrms (pu) = Vrms (kv) // Vbase (kv)

1 2 3 4 5 6 7 8
345678901234567890123456789012345678901234567890

FREQ VBASE PBASE IPUNCH K-ESIMO

60.0 23.0 0.750 0

Irms [p.u.] Vrms [p.u.]

0.00030667	0.91304348
0.00214667	0.95652174
0.00475640	1.00000000
0.03066667	1.17391304
0.06133333	1.26086957
0.09200000	1.32173913
0.12266667	1.35652174
0.15333333	1.36521739
0.18400000	1.37391304
0.21466667	1.38260870
0.24533333	1.39130435
0.27600000	1.40000000
0.30666667	1.40869565
0.33733333	1.41739130
0.36800000	1.42608696
0.39866667	1.43478261
0.42933333	1.44347826
0.46000000	1.45217391
0.49066667	1.46086957
0.52133333	1.46956522
0.55200000	1.47826087
0.57653333	1.48478261
9999	

BEGIN NEW DATA CASE

5.4 Simulaciones del sistema eléctrico

Se plantearon casos distintos para evaluar las figuras de mérito, verificar la corrección del factor de potencia, etc. cada uno contiene una explicación acerca de su objetivo y los resultados obtenidos.

5.4.1 Primer caso. Evaluación de las figuras de mérito en el punto de acoplamiento común y cálculo de los requerimientos de potencia reactiva en el tablero 1

La primera tarjeta de datos contiene el paso de tiempo, el tiempo máximo y dos columnas en donde se indica si los inductores y capacitores utilizados en el código son especificados mediante valores de inductancia y capacitancia o reactancias inductiva y capacitiva.

El tiempo máximo se seleccionó de 50 ms para tener un intervalo de tiempo lo suficientemente amplio para que cualquier respuesta transitoria se amortigüe y contar con muestras en el dominio del tiempo, del voltaje y la corriente, para analizar en estado estable.



Simulación de un caso de distorsión armónica

Antes de esta simulación se utilizó un paso de tiempo de 50 ns el cual generó una inestabilidad numérica en el momento en que el ATP simulaba los rectificadores. El paso de tiempo se seleccionó como de una milésima parte del tiempo final por las siguientes razones: el ATP no presentó la inestabilidad numérica y los resultados tienen una precisión suficiente para obtener los análisis de espectro y especificar los filtros.

Aunque en el capítulo cuatro se vió cómo calcular las reactancias del banco de capacitores y del inductor que forman parte del filtro, se prefirió especificar estos elementos mediante sus valores de capacitancia y de inductancia, no sólo porque en el capítulo cuatro también se vió cómo llevarlo a cabo, sino porque la inductancia es un valor que se suele especificar en las hojas técnicas de los reactores.

La segunda tarjeta de datos se utiliza para especificar los pasos de impresión de los resultados numéricos en la salida generada por el ATP y los pasos de impresión de los puntos de solución para el programa de graficación. Con esta tarjeta también se especificó el uso de una tercera tarjeta de datos (cuyo uso se explica más adelante) y la forma en que se graban los puntos para el archivo de graficación.

Se seleccionó un paso de impresión de datos que imprime en el archivo de salida, uno de cada mil resultados numéricos para no hacerlo muy extenso. La salida de puntos de graficación se seleccionó para cada punto calculado con el propósito de obtener gráficas precisas de las tensiones y las corrientes. Se especificó el uso de una tercera tarjeta de datos y se seleccionó que los puntos de solución para la graficación se guarden en un archivo, independientemente de que esté presente alguna tarjeta de procesamiento que permita cambiar la forma en que se deben tratar estos datos.

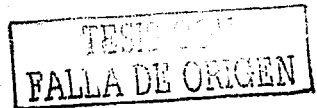
La tercera tarjeta de datos se utiliza para cambiar el paso de salida de los datos numéricos hacia el archivo de salida. Esta tarjeta permite especificar hasta cinco cambios en el paso de salida en los datos numéricos del archivo de salida. Los pasos de impresión se modifican indicando a partir de qué resultado se desea hacer el cambio y cuál es el paso requerido.

Los cambios en el paso de impresión de los datos numéricos hacia el archivo de salida tuvieron como objetivo generar una lista numérica de las variables de salida especificadas en el ATP lo suficientemente exacta para realizar cálculos u obtener gráficas con un programa de hoja de cálculo.

En el paso 250, que corresponde a 12.5 ms, ya no se tienen efectos transitorios, especialmente porque las fuentes de tensión fueron especificadas con un tiempo de inicio negativo para evitar los efectos transitorios de la corriente de irrupción del transformador. El paso 585 corresponde a 29.25 ms. El intervalo que va desde 12.5 ms hasta 29.25 ms corresponde a un ciclo completo de 16.6 ms; en total se tienen 334 de datos numéricos cuya impresión se hace especificando un paso de tres.

La evaluación de las figuras de mérito, para los niveles de distorsión armónica en el punto de acoplamiento común, se llevó a cabo con el código que se muestra a continuación. Este código también permitió evaluar los requerimientos de potencia reactiva.

FACULTAD DE INGENIERIA
MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRICA
SANDOVAL RODRIGUEZ GONZALO



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

C | DIRECTOR DE TESIS DR. RAFAEL GUERRERO CSPEDA |
C | |
C | COMPONENTES ARMONICAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS |
C |-----|

```

BEGIN NEW DATA CASE

PRIMERA TARJETA DE DATOS

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C T-STEP T-MAX XL=OPT XC=OPT
C (SEG 1) [SEG] MH=0 UF=0
C *****//
C 0.000050 0.050 0.0 0.0

```

SEGUNDA TARJETA DE DATOS

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C PRINT PLOT NETWORK PR.SS PR.MAX I FUN PUNCH DUMP MULT. DIAGNOS
C O-EACH O-EACH O= NO O= NO O= NO O= NO O= NO IN TO ENERG. PRINT
C K-K-TH K-K-TH 1=YES 1=YES 1=YES 1=YES 1=YES DISK STUDIES O=NO
C *****//
C 1000 1 -1 1

```

TERCERA TARJETA DE DATOS

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C PRINT PRINT PRINT PRINT
C K-TH STEP K-TH STEP
C *****//
C 250 3 585 50

```

DEFINICION DE CONEXIONES DEL CIRCUITO ELECTRICO

IMPEDANCIA DE THEVENIN DEL ALIMENTADOR ELECTRICO

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBR. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//
C V23A VHA 5.6128 1
C V23B VHB V23A VHA
C V23C VHC V23A VHA

```

CAPACITORES EN LOS VERTICES DE LA DELTA

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBR. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//
C VHA 0.003
C VHB VHA
C VHC VHA

```

LOS VERTICES DE LA DELTA DEL TRANSFORMADOR SE CONECTAN EN VHA, VHB Y VHC
 LAS CAPACITANCIAS DE 0.003 UF SON REQUISITO DEL ATP PARA LA CONEXION EN DELTA

RESISTORES DE 1 TERA OHM (1.0E12) PARA GRAFICAR LOS VOLTAJES

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBR. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//

```

```

C Voltajes en el bus de 23 kv
C V23A V23B 1.0E12 2
C Voltajes de linea en el lado de alta del transformador
C VHA VHB 1.0E12 2
C Voltajes de linea en el lado de baja del transformador

```



Simulación de un caso de distorsión armónica

VXA VXB 1.0E12 2
 C Voltajes al neutro en el lado de baja del transformador
 VXA 1.0E12 2

 C TABLERO BUSP

	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	VXA	BUSPA		0.01				1
C	VXB	BUSPB	VXA	BUSPA				
C	VXC	BUSPC	VXA	BUSPA				
C	BUSPA	BUSPB		1.0E12				2

 C TABLERO BUS1

	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	BUSPA	BUS1A		0.01				1
C	BUSPB	BUS1B	BUSPA	BUS1A				
C	BUSPC	BUS1C	BUSPA	BUS1A				
C	BUS1A	BUS1B		1.0E12				2

 C PRIMER RECTIFICADOR - R1

RESISTENCIAS EN SERIE PARA GRAFICAR LA CORRIENTE DE LINEA DEL RECTIFICADOR

	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	BUS1A	VAR1		0.01				1
C	BUS1B	VBR1	BUS1A	VAR1				
C	BUS1C	VCR1	BUS1A	VAR1				

SNUBBERS DEL RECTIFICADOR

	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	diodos D1, D2 Y D3		33.0		1.0			
C	POSPR1VAR1	POSPR1VAR1	POSPR1VAR1					
C	POSPR1VCR1	POSPR1VAR1						
C	diodos D4, D5 Y D6							
C	VAR1	NEGR1	POSPR1VAR1					
C	VBR1	NEGR1	POSPR1VAR1					
C	VCR1	NEGR1	POSPR1VAR1					

LADO DE DIRECTA DEL RECTIFICADOR

	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	POSPR1	POSRI		0.01	0.5			1
C	POSRI	NEGR1				400.0		3
C	POSRI	NEGR1		10.5				1



Simulación de un caso de distorsión armónica

C-----
 C SEGUNDO RECTIFICADOR - R2
 C-----

C RESISTENCIAS EN SERIE PARA GRAFICAR LA CORRIENTE DE LINEA DEL RECTIFICADOR

1	2	3	4	5	6	7	8
34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
			[OHM]	[OHM]			

C *****
 C BUS1A VAR2 BUS1A VAR1 1
 C BUS1B VBR2 BUS1A VAR2
 C BUS1C VCR2 BUS1A VAR2

C SHUBBERS DEL RECTIFICADOR

1	2	3	4	5	6	7	8
34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
			[OHM]	[OHM]			

C *****
 C diodos D1, D2 Y D3
 C POSPR2VAR2 POSPR1VAR1
 C POSPR2VBR2 POSPR2VAR2
 C POSPR2VCR2 POSPR2VAR2
 C diodos D4, D5 Y D6
 C VAR2 NEGR2 POSPR2VAR2
 C VBR2 NEGR2 POSPR2VAR2
 C VCR2 NEGR2 POSPR2VAR2

C LADO DE DIRECTA DEL RECTIFICADOR

1	2	3	4	5	6	7	8
34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
			[OHM]	[OHM]	[OHM]		

C *****
 C POSPR2POSR2 POSPR1POSR1
 C POSR2 NEGR2 10.5 400.0
 C POSR2 NEGR2

C-----
 C TERCER RECTIFICADOR - R3
 C-----

C RESISTENCIAS EN SERIE PARA GRAFICAR LA CORRIENTE DE LINEA DEL RECTIFICADOR

1	2	3	4	5	6	7	8
34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
			[OHM]	[OHM]	[OHM]		

C *****
 C BUS1A VAR3 BUS1A VAR1 1
 C BUS1B VBR3 BUS1A VAR3
 C BUS1C VCR3 BUS1A VAR3

C SHUBBERS DEL RECTIFICADOR

1	2	3	4	5	6	7	8
34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
			[OHM]	[OHM]			

C *****
 C diodos D1, D2 Y D3
 C POSPR3VAR3 POSPR1VAR1
 C POSPR3VBR3 POSPR3VAR3
 C POSPR3VCR3 POSPR3VAR3
 C diodos D4, D5 Y D6
 C VAR3 NEGR3 POSPR3VAR3
 C VBR3 NEGR3 POSPR3VAR3
 C VCR3 NEGR3 POSPR3VAR3

C LADO DE DIRECTA DEL RECTIFICADOR



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//*****
C POSR3 POSR3 POSPR1 POSR1
C POSR3 NEGR3
C POSR3 NEGR3 10.5 400.0

```

```

C-----
C CUARTO RECTIFICADOR - R4
C-----

```

```

C RESISTENCIAS EN SERIE PARA GRAFICAR LA CORRIENTE DE LINEA DEL RECTIFICADOR

```

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//*****
C BUS1A VAR4 BUSIA VAR1 1
C BUS1B VBR4 BUSIA VAR4
C BUS1C VCR4 BUSIA VAR4

```

```

C SHUBBERS DEL RECTIFICADOR

```

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//*****

```

```

C diodos D1, D2 Y D3
C POSPR4VAR4 POSPR1VAR1
C POSPR4VBR4 POSPR4VAR4
C POSPR4VCR4 POSPR4VAR4
C diodos D4, D5 Y D6
C VAR4 NEGR4 POSPR4VAR4
C VBR4 NEGR4 POSPR4VAR4
C VCR4 NEGR4 POSPR4VAR4

```

```

C LADO DE DIRECTA DEL RECTIFICADOR

```

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//*****
C POSPR4 POSR4 POSPR1 POSR1
C POSR4 NEGR4
C POSR4 NEGR4 10.0 400.0

```

```

C-----
C CARGAS R-L AGRUPADAS EN EL TABLERO BUSI
C-----

```

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****//*****
C BUS1A
C BUS1B BUS1A 0.20132.1995 1
C BUS1C BUS1A

```

```

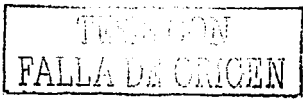
C-----
C TABLERO BUS2
C-----

```

```

C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE, NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]

```



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

C *****
BUSPA BUS2A 0.01 1
BUSPB BUS2B BUSPA BUS2A
BUSPC BUS2C BUSPA BUS2A
BUS2A BUS2B 1.0E12 2

```

```

C -----
C CARGAS R AGRUPADAS EN EL TABLERO BUS2
C -----

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
BUS2A 1.5360 1
BUS2H BUS2A
BUS2C BUS2A

```

```

C -----
C TABLERO BUS3 - LA CARGA SERA AGREGADA POSTERIORMENTE RECTIFICADOR R5
C -----

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
BUSPA BUS3A 0.01 1
BUSPB BUS3B BUSPA BUS3A
BUSPC BUS3C BUSPA BUS3A
BUS3A BUS3B 1.0E12 2

```

```

C -----
C LA CARGA SERA AGREGADA POSTERIORMENTE
C -----
C TRANSFORMACION MEDIANTE UNIDAD TRIFASICA CON NUCLEO TIPO COLUMNAS
C -----

```

```

C DEFINICION DE UNIDAD TRIFASICA Y RELUCTANCIA DEL AIRE
C -----

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SOLICITUD DEL HOMBRE
C DISPOSITIVO DISP. RELUCT
C *****
TRANSFORMER THREE PHASE TRANS 1.00E6

```

```

C DEFINICION DE LA FASE "A" DEL TRANSFORMADOR
C -----

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SOLICITUD BUS3 IEXC FLUJO BUSTOP RMAG IOUTMG
C DISPOSITIVO REFER. REAC. LINEAL
C *****
TRANSFORMER 0.014178.777TR-A 1.09E6

```

```

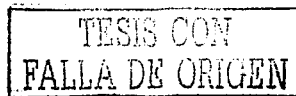
C CURVA DE SATURACION EN VACIO DEL TRANSFORMADOR
C -----

```

```

C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C CORRIENTE EXC. FLUJO MAGNETICO
C *****
0.0141422893 78.7776778138
0.2133677665 82.5289957228
0.4060157910 86.2803136317
2.2000525660 101.2855852676
4.6442545218 108.7882219483
6.8144834518 114.0400666757
9.7609869344 117.0411211755
15.8993579643 117.7913845847
17.9129285452 118.5416479939
20.6359176475 119.2919122659
22.9423768902 120.0421756752
25.2204914940 120.7924390844
27.4020919377 121.5427024936
29.5673723667 122.2929659029

```



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

31. 6212375020 123.0432301749
33. 6575642499 123.7934935841
35. 6574818295 124.5437569934
37. 6280128557 125.2940204026
39. 5730639857 126.0442846746
41. 5013821701 126.7945480839
43. 4002248025 127.5448114931
45. 2606966467 128.1075092657
    9999
    
```

C DEFINICION DE LOS PARAMETROS DE LOS DEVANADOS DE ALTA Y DE BAJA

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C 1 Y 2: NUMERO DEL DEVANADO
C      NODOS      Z DISPERSION VOLTS
C BUS 1 BUS 2      R      L      N
C *****//*****
1 VHA      VHB      12.361184.2623.000
2 VXA      0.5E-30.00890.2770
    
```

C DEFINICION DE LA FASE "B" DEL TRANSFORMADOR

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SOLICITUD      BUS3      IEXC FLUJO BUSTOP RMAG      IOUTMG
C DISPOSITIVO REFER.      REAC.LINEAL
C *****//*****
TRANSFORMER TR-A      TR-B
    
```

C DEFINICION DE LOS PARAMETROS DE LOS DEVANADOS DE ALTA Y DE BAJA

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C 1 Y 2: NUMERO DEL DEVANADO
C      NODOS      Z DISPERSION VOLTS
C BUS 1 BUS 2      R      L      N
C *****//*****
1 VHB      VHC
2 VXB
    
```

C DEFINICION DE LA FASE "C" DEL TRANSFORMADOR

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SOLICITUD      BUS3      IEXC FLUJO BUSTOP RMAG      IOUTMG
C DISPOSITIVO REFER.      REAC.LINEAL
C *****//*****
TRANSFORMER TR-A      TR-C
    
```

C DEFINICION DE LOS PARAMETROS DE LOS DEVANADOS DE ALTA Y DE BAJA

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C 1 Y 2: NUMERO DEL DEVANADO
C      NODOS      Z DISPERSION VOLTS
C BUS 1 BUS 2      R      L      N
C *****//*****
1 VHC      VHA
2 VXC
    
```

C BLANK CARD ENDING BRANCHES

C -----
C DIODOS DEL PRIMER RECTIFICADOR - R1
C -----

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HOMBR. NODO      VIG      Ihold      tDEION      DEFINIR      CLOSED      GRID      PO      DO
C *****//*****
11VAR1      POSPR1      13
11VBR1      POSPR1      13
11VCR1      POSPR1      13
11NEGR1      VAR1      13
11NEGR1      VBR1      13
11NEGR1      VCR1      13
    
```

TIBSE CON
FALLA DE ORIGEN

Simulación de un caso de distorsión armónica

 C DIODOS DEL SEGUNDO RECTIFICADOR - R2
 C -----

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR. NODO				SIN	SAME		PO
C	MOD-I MOD-F	Vig	Ihold	tDEION	DEFINIR	CLOSED	GRID	DO
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	11VAR2	POSPR2						13
C	11VBR2	POSPR2						13
C	11VCR2	POSPR2						13
C	11NEGR2	VAR2						13
C	11NEGR2	VBR2						13
C	11NEGR2	VCR2						13

 C DIODOS DEL TERCER RECTIFICADOR - R3
 C -----

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR. NODO				SIN	SAME		PO
C	MOD-I MOD-F	Vig	Ihold	tDEION	DEFINIR	CLOSED	GRID	DO
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	11VAR3	POSPR3						13
C	11VBR3	POSPR3						13
C	11VCR3	POSPR3						13
C	11NEGR3	VAR3						13
C	11NEGR3	VBR3						13
C	11NEGR3	VCR3						13

 C DIODOS DEL CUARTO RECTIFICADOR - R4
 C -----

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR. NODO				SIN	SAME		PO
C	MOD-I MOD-F	Vig	Ihold	tDEION	DEFINIR	CLOSED	GRID	DO
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	11VAR4	POSPR4						13
C	11VBR4	POSPR4						13
C	11VCR4	POSPR4						13
C	11NEGR4	VAR4						13
C	11NEGR4	VBR4						13
C	11NEGR4	VCR4						13

C BLANK CARD ENDING SWITCHES
 C

 C FUENTE TRIFASICA DE VOLTAJES
 C -----

C COLUMNAS 1 Y 2: TIPO DE FUENTE, 11-13 RAMPAS, 14 COSENO
 C COLUMNAS 9 Y 10: 0-FUENTE DE VOLTAJE, -1-FUENTE DE CORRIENTE
 C

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBRE	AMPLITUD	FRECUENCIA	ANGULO DE	AMPL-A1	TIEMPO T1	T.INICIO	T.FINAL
C	NODO	FUENTE	EN HZ	FASE GRAD	EN SEG	EN SEG	EN SEG	EN SEG
C	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
C	14V23A	0	18779.421	60.0	0.0			-1.0
C	14V23B	0	18779.421	60.0	-120.0			-1.0
C	14V23C	0	18779.421	60.0	120.0			-1.0

C EL TIEMPO DE INICIO SE DEFINIO DESDE -1.0 S PARA EVITAR EL TRANSITORIO
 C GENERADO POR LA CORRIENTE DE IRRUPCION (INRUSH) DEL TRANSFORMADOR
 C

C BLANK CARD ENDING SISTEM SOURCES
 C

 C TARJETA DE CONDICIONES INICIALES
 C -----

C COLUMNA 2: 2 - TARJETA DE VOLTAJES DE NODO
 C 3 - TARJETA DE CORRIENTE BRANCH LINEAL
 C 4 - TARJETA DE CORRIENTE BRANCH NO LINEAL Y VARIABLE EN EL TIEMPO
 C



Simulación de un caso de distorsión armónica

C CONDICIONES INICIALES DEL PRIMER RECTIFICADOR - R1
 C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C NOMBRE Re{E(0)} Im{E(0)} FRECUENCIA [HZ]
 C NODO e(0)
 C +++++-----
 C 2POSR1 324.1
 C 2NEGR1 -324.1

C
 C - 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1ER. 2DO. i(0) e(0)
 C NODO NODO k,m CAP
 C +++++-----
 C 3POGR1 NEGR1 648.3

C CONDICIONES INICIALES DEL SEGUNDO RECTIFICADOR - R2
 C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C NOMBRE Re{E(0)} Im{E(0)} FRECUENCIA [HZ]
 C NODO e(0)
 C +++++-----
 C 2POSR2 324.1
 C 2NEGR2 -324.1

C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1ER. 2DO. i(0) e(0)
 C NODO NODO k,m CAP
 C +++++-----
 C 3POSR2 NEGR2 648.3

C CONDICIONES INICIALES DEL TERCER RECTIFICADOR - R3
 C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C NOMBRE Re{E(0)} Im{E(0)} FRECUENCIA [HZ]
 C NODO e(0)
 C +++++-----
 C 2POSR3 324.1
 C 2NEGR3 -324.1

C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1ER. 2DO. i(0) e(0)
 C NODO NODO k,m CAP
 C +++++-----
 C 3POSR3 NEGR3 648.3

C CONDICIONES INICIALES DEL CUARTO RECTIFICADOR - R4
 C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C NOMBRE Re{E(0)} Im{E(0)} FRECUENCIA [HZ]
 C NODO e(0)
 C +++++-----
 C 2POSR4 324.1
 C 2NEGR4 -324.1

C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C 1ER. 2DO. i(0) e(0)
 C NODO NODO k,m CAP
 C +++++-----
 C 3POSR4 NEGR4 648.3

C -----
 C SALIDA DE VOLTAJES DE NODO O BUSES
 C -----
 C
 C 1 2 3 4 5 6 7 8
 C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
 C BUS-1 BUS-2 BUS-3 BUS-4 BUS-5 BUS-6 BUS-7 BUS-8 BUS-9 BUS10 BUS11 BUS12 BUS13
 C +++++-----
 C V23A VXA VXA BUSPA BUSIA BUS2A

C BLANK CARD ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

C
C -----
C TARJETA PARA ACTIVAR LA GRAFICACION DE LA SERIE DE FOURIER
C -----
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SPECIAL          NUMERO DE
C REQUEST          ARMONICAS
C WORD
C *****
C FOURIER ON      J1      (pag 14B-18)
C
C PLOT CARDS
C COLUMNA 1-2: 1
C COLUMNA 3: 4 - VOLTAJE DE NODO
C           8 - VOLTAJE BRANCH
C           9 - CORRIENTE BRANCH
C COLUMNA 4: UNIDADES DE HPT, HMIN, HMAX
C           1 - GRADOS
C           2 - CICLOS
C           3 - SEGUNDOS
C           4 - MILLISEGUNDOS
C           5 - MICROSEGUNDOS
C           6 - FRECUENCIA EN HZ
C           7 - LOGARITMO BASE 10 DE LA FRECUENCIA EN G
C COLUMNA 5-7: ESCALA HORIZONTAL HPT
C COLUMNA 8-11: TIEMPO INICIAL HMIN
C COLUMNA 12-15: TIEMPO FINAL HMAX
C COLUMNA 25-30: PRIMERA VARIABLE
C COLUMNA 31-36: SEGUNDA VARIABLE
C
C VOLTAJE VAB PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1 BUS2
C *****
C 1841.020.036.6      VHA VHB
C
C CORRIENTE FASE "A" ALIMENTADOR LADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1 BUS2
C *****
C 1941.020.036.6      V23A VHA
C
C VOLTAJE VAB EN EL TABLERO 1
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1 BUS2
C *****
C 1841.020.036.6      BUS1A BUS1B
C
C CORRIENTE FASE "A" EN EL TABLERO 1
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1 BUS2
C *****
C 1941.020.036.6      BUSPA BUS1A
C
C SPECIAL REQUEST WORD
C *****
C FOURIER OFF
C
C BLANK CARD ENDING CASE
C BLANK
C BLANK
C BLANK
C BEGIN NEW DATA CASE
    
```



a) Evaluación de los límites de distorsión de corriente en el punto de acoplamiento común

En la figura 5.4 se muestra la forma de onda de la corriente tomada entre los nodos V23A y V1A, que corresponde a la conexión del primario del transformador con la empresa suministradora.

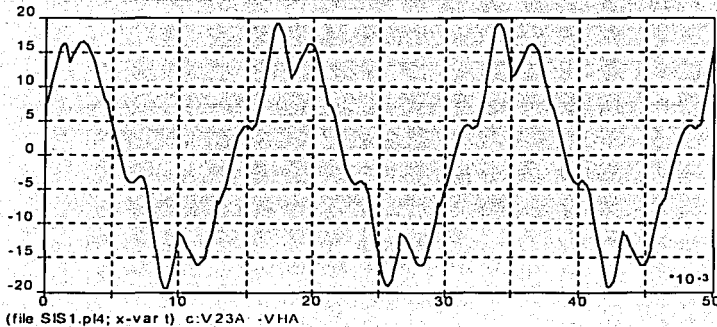


Figura 5.4

Para evaluar si la distorsión armónica máxima de la corriente se mantiene dentro de los límites recomendados en las normas Std IEEE 519 - 1992 y CFE L000045, se requiere la componente fundamental de la demanda máxima de corriente. En el sistema simulado el valor eficaz de la corriente se mantiene constante a lo largo del tiempo, por este motivo la demanda también se mantiene constante y se puede utilizar la componente fundamental de la corriente de carga para efectos de evaluar la distorsión máxima de la corriente.

El uso de la componente fundamental de la corriente de carga en lugar de la fundamental de la demanda máxima permite utilizar como figura de mérito a la distorsión armónica total de la corriente con respecto al valor eficaz de su componente fundamental (THD_i) en lugar de la distorsión armónica total de la demanda (TDD).

El análisis de espectro de la corriente de la figura 5.4, en donde el primario del transformador se conecta con la acometida, se muestra a continuación

```

C CORRIENTE FASE "A" ALIMENTADOR LADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1  BUS2
C +-----+
1941.020.036.6      V23A  V1A
Begin the Fourier series computation using 331 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are: 1.5726769447326660E+01 1.6206287384033200E+01 1.6198041915893560E+01
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      coefficient      Sine      Complex      Fraction of
number        coefficient      amplitude      amplitude      fundamental
0 -1.10767009283E-01 0.00000000000E+00 1.10767009283E-01 0.006845561
    
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

1	1.33483481411E+01	-9.14557557450E+00	1.61808513585E+01	1.0000000000
2	2.50201204089E-02	-9.36899243845E-02	9.6973232583E-02	0.005993086
3	-2.59383855207E-02	-6.66934982331E-02	7.15599227919E-02	0.004422507
4	-8.34698004885E-02	-8.93134530274E-02	1.22246065316E-01	0.007554984
5	1.87986808442E+00	2.32737579562E+00	2.99175234752E+00	0.184894619
6	2.72165602818E-02	1.36305386111E-01	1.38996041082E-01	0.008590156
7	8.42827161710E-01	-1.55856500841E+00	1.77185849039E+00	0.109503416
8	5.67164291733E-02	-6.85812352907E-02	8.89951637572E-02	0.005500030
9	3.57022369152E-02	-4.27365082294E-02	5.56871516276E-02	0.003441546
10	3.18892161285E-02	-4.12108846739E-02	5.21081483157E-02	0.003220359
11	-1.00639373798E-01	1.16822659417E-01	1.54194089743E-01	0.009529418
12	6.40176427731E-03	-2.33797415437E-02	2.42403568561E-02	0.001498089
13	-3.13279950528E-02	2.64716880153E-01	2.66564194730E-01	0.016474052
14	4.87491204866E-03	2.15755253294E-02	2.21194046195E-02	0.001367011
15	5.44949074695E-03	1.51094100483E-02	1.60621051363E-02	0.000992661
16	8.49331460628E-03	2.50272502369E-02	2.64294439025E-02	0.001633359
17	-1.55398007155E-02	-1.16465376902E-01	1.17497529434E-01	0.007261517
18	2.25201985088E-03	-1.15798541098E-03	2.68278118142E-03	0.000165800
19	-3.30346529304E-02	-1.19349804608E-01	1.23837248654E-01	0.007653321
20	-7.96899315634E-03	-2.09585350372E-02	2.24224227690E-02	0.001385738
21	-7.60857178510E-03	-1.65036482019E-02	1.81730781262E-02	0.001123122
22	-2.02712231610E-02	-2.16979729004E-02	2.96938464404E-02	0.001835123
23	7.02410565712E-02	3.59209391251E-02	7.88930915598E-02	0.004875707
24	3.67800325246E-03	-9.88586923852E-03	1.05572693397E-02	0.000652832
25	6.25304525500E-02	5.02802143434E-02	8.02381296550E-02	0.004958832
26	1.73601642545E-02	2.81624343133E-03	1.75871126115E-02	0.001086909
27	1.40418533169E-02	-1.4487871118E-04	1.40426006912E-02	0.000867853
28	2.76272335657E-02	-5.29589460035E-03	2.81302423401E-02	0.001738490
29	-5.13978075606E-02	1.70018433699E-02	5.41368386592E-02	0.003345735
30	5.24048936868E-03	5.52004608206E-03	7.61141495199E-03	0.000470396

Derived from table: 1) RMS value = 1.17077297E+01 2) THD = 2.16722953E+01 %

Distorsión armónica total de la corriente con respecto al valor eficaz de su componente fundamental:

$$THD_1 = 21.67\%$$

Valor eficaz de la componente fundamental de la corriente de carga:

$$I_L = 16.18/\sqrt{2} = 11.44 \text{ A}$$

Corriente de cortocircuito en el punto de acoplamiento común:

$$I_{sc} = \frac{V_{LN}}{X_{Th}} = \frac{23000/\sqrt{3}}{2.116} = 6275.54 \text{ A}$$

Relación de la corriente de cortocircuito con el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente de carga:

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{6275.54}{11.44} = 548.51 \text{ A}$$

Intervalo de los estándares Std. IEEE 519-1992 y CFE L000045 en el cual se ubica la relación I_{sc}/I_L del sistema:

$$100 < \frac{I_{sc}}{I_L} < 1000$$

Los valores máximos permitidos para la distorsión de corriente por el estándar 519 y los valores actuales del sistema se muestran en la siguiente tabla:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Simulación de un caso de distorsión armónica

Parámetro evaluado	Valor máximo Std IEEE 519-1992 Valor máximo CFE L000045	Valor alcanzado en el PCC
THD _I	15%	21.67%
$\frac{I_5}{I_1} \times 100$	12%	18.48%
$\frac{I_7}{I_1} \times 100$	12%	10.95%

Tabla 5.4 Valores máximos y valores actuales de la distorsión de corriente en el PCC

La distorsión armónica de la corriente en el punto de acoplamiento común es superior a lo que recomiendan las normas Std. IEEE 519-1992 y CFE L000045, también el porcentaje del valor eficaz de la quinta armónica de corriente con respecto a la componente fundamental es superior al valor permitido. La séptima armónica tiene un porcentaje, con respecto a la componente fundamental, menor al valor máximo recomendado.

La corriente en el alimentador, cuya distorsión armónica es mayor a la recomendada, requiere de filtrado por parte del usuario para disminuir la distorsión a niveles aceptables. Se hizo el cálculo para filtros de quinta y séptima armónica de corriente ya que son las componentes que alcanzaron las mayores magnitudes.

b) Evaluación de los límites de distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común

La evaluación de los límites de distorsión armónica del voltaje para el punto de acoplamiento común se hizo con la tensión entre los puntos VHA y VHB, que es la tensión entre líneas en el punto en donde el primario del transformador se conecta con el suministro eléctrico.

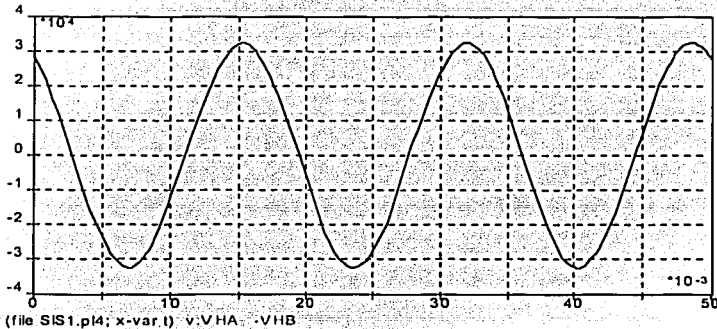
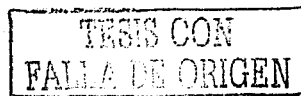


Figura 5.5



Simulación de un caso de distorsión armónica

En la figura 5.5 se muestra la forma de onda de la tensión entre líneas para el punto de acoplamiento común. La forma de onda casi no tiene distorsión debido a la elevada potencia de cortocircuito del suministro y que no se considera la distorsión que otros usuarios podrían aportarle al suministro eléctrico.

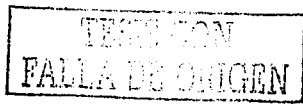
El análisis de espectro, generado por el ATP, para la tensión entre líneas en el punto de acoplamiento común, se muestra a continuación:

```
C VOLTAJE VAB PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1          2          3          4          5          6          7          8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINIMMXX          BUS1 BUS2
C +-----+
C 1841.020.036.6          VHA VHB
Begin the Fourier series computation using 331 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are
-7.3638085937500000E+03 -7.8954213867187500E+03 -4.7374864632812500E+03 -5.310553226562500E+03
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
0  4.4535253565E+01  0.0000000000E+00  4.4535253565E+01  0.001366385
1 -6.5895506040E+03 -3.19204168514E+04  3.25934838447E+04  1.000000000
2 -3.4505294877E+01 -2.95513280818E+02  2.97520948026E+02  0.009128234
3 -1.5283368700E+01 -1.66689307704E+02  1.67388490230E+02  0.005135643
4 -9.120722231E+00 -1.18954235833E+02  1.19203678422E+02  0.003657286
5 -6.3494736073E+01 -8.36032229043E+01  1.04981333526E+02  0.003220930
6 -1.10105397630E+01 -7.56549534800E+01  7.64519716681E+01  0.002345621
7  3.8509639291E+01 -6.69167564275E+01  7.72065062617E+01  0.002368771
8 -4.02755765052E+00 -5.63193598705E+01  5.64631872714E+01  0.001732346
9 -4.4848765041E+00 -4.97097747706E+01  4.99116802462E+01  0.001531339
10 -4.4534109513E+00 -4.44528600736E+01  4.46753806667E+01  0.001370684
11 -6.9635976664E+00 -4.79383044070E+01  4.84414360014E+01  0.001482321
12 -3.9897795405E+07 -3.81998214212E+01  3.84076124928E+01  0.001178383
13 -1.6878558927E+01 -2.95968418802E+01  3.40713780285E+01  0.001045343
14 -6.1719268544E+00 -3.14597365867E+01  3.20594402197E+01  0.000983615
15 -5.7996905986E+00 -2.9574054819E+01  3.01408552813E+01  0.000924751
16 -6.0700049037E+00 -2.77437026773E+01  2.83959664749E+01  0.000871339
17  2.1870471127E+00 -2.27725381969E+01  2.28773178280E+01  0.000701899
18 -4.6316674863E+00 -2.34552142660E+01  2.39081455047E+01  0.000733525
19  1.2328225756E+00 -2.8919281178E+01  2.89455467277E+01  0.000888078
20 -3.3470239049E+00 -2.30168486750E+01  2.32590290903E+01  0.000713610
21 -3.4450426448E+00 -2.15844202529E+01  2.18576191855E+01  0.000670613
22 -3.0037368118E+00 -2.11395932396E+01  2.13519281839E+01  0.000655098
23 -1.0997772739E+01 -1.62581928376E+01  1.96285465475E+01  0.000602223
24 -5.0069578033E+00 -1.8989714577E+01  1.96387088721E+01  0.000602535
25 -6.41843336E+00 -1.3990582348E+01  1.22586510331E+01  0.000576107
26 -4.957632717E+00 -1.4834650765E+01  1.56411312091E+01  0.000479885
27 -5.0194773079E+00 -1.46425211228E+01  1.54789721001E+01  0.000474910
28 -4.7682820291E+00 -1.30254476038E+01  1.38708161094E+01  0.000425570
29 -2.4763309712E+00 -2.07915054226E+01  2.09384553589E+01  0.000642412
30 -3.6540361936E+00 -1.3908441279E+01  1.43804289336E+01  0.000441206
Derived from table: 1) RMS value = 2.30490106E+04 2) THD = 1.28210187E+00 %
```

Distorsión armónica total del voltaje con respecto al valor eficaz de su componente fundamental:

$$THD_v = 1.28\%$$

La tabla 5.5 muestra el valor máximo permitido de distorsión armónica de voltaje para el punto de acoplamiento común, y el valor actual de distorsión. Aunque se está considerando un usuario único y por lo tanto se considera que no existen otras contribuciones a la distorsión, el valor de la distorsión de voltaje está por debajo del máximo indicado por las normas Std. IEEE 519 - 1992 y CFE L000045.



Parámetro evaluado	Valor máximo Std IEEE 519 - 1992 Valor máximo CFE L000045	Valor alcanzado en el PCC
THD _v	5.0%	1.28%

Tabla 5.5 Valores máximos y valores actuales de la distorsión de voltaje en el PCC

c) Cálculo de los requerimientos de potencia reactiva en el tablero 1

La carga en el tablero 2 tiene factor de potencia unitario, de forma que el cálculo de los requerimientos de potencia reactiva se hizo en el tablero 1, el cual tiene los dispositivos no lineales y una carga con factor de potencia de 0.82 inductivo. En la figura 5.6 se muestra la forma de onda del voltaje entre líneas BUS1A - BUS1B, así como la corriente BUSPA - BUS1A para el tablero 1.

Para obtener el factor de potencia del tablero en forma aproximada, se requiere conocer el ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente. Si se considera que un ciclo del voltaje y la corriente son 360°, el ángulo de desfase entre ambos se puede calcular como

$$\phi = \frac{t_d}{T} \times 360^\circ \tag{5.43}$$

en donde: t_d es el tiempo que existe entre el cruce por cero del voltaje y el de la corriente y T es el período del voltaje y la corriente.

Tiempo entre cruces por cero (obtenido de la figura 5.6)

$$t_d = \frac{3.7 \text{ ms}}{16.6 \text{ ms}} \times 360^\circ = 80.24^\circ$$

El valor eficaz del voltaje entre líneas se obtiene del análisis de espectro que entrega el ATP para el voltaje BUS1A - BUS1B

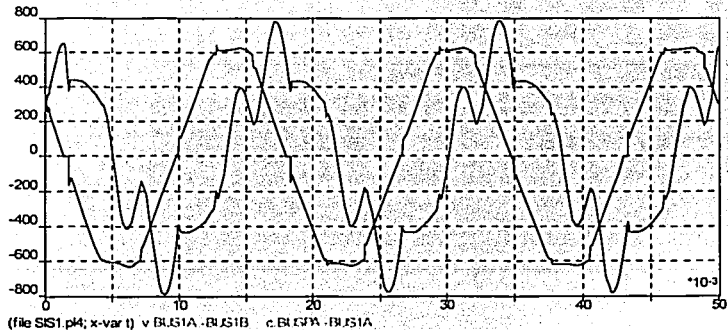
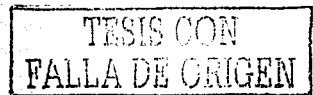


Figura 5.6



Simulación de un caso de distorsión armónica

C VOLTAJE VAB EN EL TABLERO 1

```

C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIIHMHMAX      BUS1      BUS2
C +---+//+---+      -+---+---+
C 1841.020.036.6      BUS1A BUS1B
  
```

Begin the Fourier series computation using 331 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:

-4.4784432983398440E+02 -4.5852136230468750E+02 -4.0121124267578120E+02 -4.1218759155273440E+02

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	3.01309239613E+00	0.00000000000E+00	3.01309239613E+00	0.004653845
1	-4.32098712611E+02	-4.82152650192E+02	6.7441484250E+02	1.000000000
2	-2.01994290829E+00	-4.37853857762E+00	4.82200885819E+00	0.007447751
3	-7.32028798838E-01	-2.30622463379E+00	2.41961530492E+00	0.003737195
4	-1.49988750470E-01	-1.33749499894E+00	1.34587870830E+00	0.002078765
5	-1.54929583309E-01	-1.31465557034E+01	2.03190473737E+01	0.031383604
6	-1.47095050126E+00	-1.32914403765E+00	1.98250327868E+00	0.003062058
7	1.37084933813E+01	-6.68300232666E+00	1.52507478795E+01	0.023555407
8	3.58014460599E-01	-1.25990299049E+01	1.30978238629E+00	0.002203131
9	9.44345584491E-02	-9.67292183001E-01	9.71890967714E-01	0.001501126
10	-4.52455866864E-02	-8.37430014887E-01	8.38651413252E-01	0.001295332
11	8.42562089579E-01	-3.32604419688E+00	3.43110490537E+00	0.005299483
12	2.91838775125E-01	-1.18651151750E+00	1.22187538310E+00	0.001887237
13	-2.97562855233E+00	2.28354838126E+00	3.75086103328E+00	0.005793359
14	-4.16922940403E-01	-4.31618140613E-01	6.00099123096E-01	0.000926878
15	-3.09999944582E-01	-5.63353635422E-01	6.43014217716E-01	0.000993162
16	-2.69803223736E-01	-6.22693215232E-01	6.82523042132E-01	0.001054185
17	1.32010572172E+00	1.8560577198E+00	2.2726851678E+00	0.003517335
18	-6.79291033174E-02	1.92844482740E-01	2.04458694119E-01	0.000315795
19	7.25366061124E-01	-2.79281225311E+00	2.88547330671E+00	0.00456732
20	2.20431604276E-01	-6.97189606332E-01	7.31206837589E-01	0.001129379
21	2.26757077104E-01	-4.81632563347E-01	5.32342651018E-01	0.000822225
22	2.97721805063E-01	-4.18542818865E-01	5.13630571941E-01	0.000944624
23	-2.59092078722E+00	-8.28918107014E-01	2.72028964520E+00	0.004201599
24	-5.28935352808E-01	-8.50901333072E-01	1.00190103607E+01	0.001547477
25	3.48497065980E-01	1.81026717804E+01	1.84350683776E+01	0.002874732
26	-1.82941204427E-01	2.59828666515E-01	3.177741018564E-01	0.000490810
27	-3.09818875000E-01	9.03510451977E-02	3.22724412898E-01	0.000498461
28	-3.56382498251E-01	1.75683125381E-01	3.97332411971E-01	0.000613696
29	1.81872882028E+00	-1.62119509000E+00	2.43640063239E+00	0.003763121
30	6.68226536594E-01	-1.17725828545E-01	6.78517556821E+00	0.001047998

Derived from RMS: 1) RMS value = 4.58227053E+02 2) THD = 4.21699784E+00 %

Valor eficaz del voltaje entre líneas en el tablero 1:

$$V_{ab} = 458.22 \text{ V}$$

El valor eficaz de la corriente se obtiene también del análisis de espectro que el ATP efectúa para la corriente BUSPA - BUS1A.

C CORRIENTE FASE "A" EN EL TABLERO 1

```

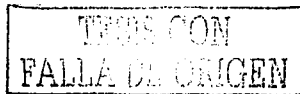
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIIHMHMAX      BUS1      BUS2
C +---+//+---+      -+---+---+
C 1941.020.036.6      BUSPA BUS1A
  
```

Begin the Fourier series computation using 331 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:

3.8951593017578120E+02 3.8557446289062500E+02 4.0409921264648440E+02 4.008012695125500E+02

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	-2.38803663571E+00	0.00000000000E+00	2.38803663571E+00	0.004020089
1	3.77677641937E+02	-4.58504353728E+02	5.94025793722E+02	1.000000000
2	1.508043242221E+00	-4.72392774864E+00	4.95879902746E+00	0.008347784
3	5.41455601676E-01	-3.72294880488E+00	3.76211668777E+00	0.006333255



Simulación de un caso de distorsión armónica

4	-6.49224813625E-01	-5.50429617563E+00	5.54245155573E+00	0.009330321
5	2.74517962061E+01	1.47909484016E+02	1.50435423278E+02	0.253247291
6	1.79013759518E+00	8.20854447414E+00	8.40147576284E+00	0.014143284
7	-9.9965692206E+00	-7.98712393137E+01	8.04943865477E+01	0.135506551
8	-1.62920995485E-02	-3.05871353128E+00	3.05894882791E+00	0.005149522
9	2.59617796628E-01	-1.70720555285E+00	1.72683299714E+00	0.002907000
10	4.25240779351E-01	-1.35513164245E+00	1.42028570675E+00	0.002390950
11	-8.14266229009E+00	3.19794073917E+00	8.74812975108E+00	0.014726852
12	-1.15477893774E+00	-1.12600894172E+00	1.61298887772E+00	0.002715183
13	5.71751222558E+00	1.09846795815E+01	1.23835831470E+01	0.020846878
14	4.27207929103E-01	1.03726690727E+00	1.12179733089E+00	0.001888466
15	1.68228501447E-01	7.34167276963E-01	7.53194808309E-01	0.001267950
16	1.97011865494E-01	9.35566093604E-01	9.56084510201E-01	0.001609500
17	1.05857884259E+00	-5.60844608981E+00	5.70747375888E+00	0.009608124
18	7.48805922001E-01	-2.56794121328E-01	7.91614508187E-01	0.001332626
19	-4.80553574855E+00	-3.25120131876E+00	5.80202411626E+00	0.009767293
20	-8.49404666219E-01	-7.53648121591E-01	1.13554998929E+00	0.001911617
21	-5.79536273775E-01	-6.68454520399E-01	8.84699801325E-01	0.001489329
22	-8.99902775779E-01	-7.76598479650E-01	1.18866740699E+00	0.002001037
23	2.36791700283E+00	2.88293187210E+00	3.73072742390E+00	0.006280413
24	-3.5965644870E-01	2.78409193809E-01	4.54823523505E-01	0.000765663
25	3.76712903653E+00	-2.46936185268E-01	3.77521372341E+00	0.006355303
26	9.63553005993E-01	-1.59660986067E-01	9.76691366722E-01	0.001644190
27	7.19951301133E-01	-5.01578206446E-02	7.21696392519E-01	0.001214924
28	1.10298140366E+00	-2.68503200946E-01	1.13519247079E+00	0.001911015
29	-2.81925918652E+00	-2.36023096523E-01	2.82912164158E+00	0.004762624
30	5.30822959344E-02	-4.91524272335E-01	4.94382281677E-01	0.000832257

Derived from table: 1) RMS value = 4.37314291E+02 2) THD = 2.89674624E+01 %

Valor eficaz de la corriente de la fase A en el tablero 1:

$$I_a = 437.31 \text{ A}$$

Factor de potencia actual de la componente fundamental:

$$fp_1 = \cos(\phi_1) = \cos(80.24^\circ) = 0.1695$$

Factor de potencia deseado de la componente fundamental:

$$fp_2 = 0.99$$

Ángulo de desfaseamiento para el factor de potencia deseado de la componente fundamental:

$$\phi_2 = \cos^{-1}(fp_2) \cos^{-1}(0.99) = 8.1^\circ$$

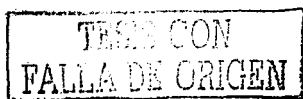
Potencia activa del tablero 1:

$$P = \sqrt{3} V_{LL} I_L \cos(\phi_1) = \sqrt{3} \times 458.22 \times 437.31 \times 0.1695 = 58.829 \text{ kW}$$

Potencia reactiva del banco de capacitores:

$$Q_C = P(\tan(\phi_1) - \tan(\phi_2)) = 58.829 \times (\tan(80.24^\circ) - \tan(8.1^\circ)) = 333.634 \text{ kVAR}$$

Reactancia equivalente del banco:



$$X_C = \frac{458.22^2}{333.634 \times 10^3} = 0.6293 \Omega$$

Corriente de 5ª armónica que se desea filtrar:

$$I_5 = 150.4354/\sqrt{2} = 106.3738 \text{ A}$$

Potencia reactiva provocada por la 5ª armónica en el banco de capacitores:

$$Q_{C5} = I_5^2 X_{C1} n_{\text{siml}} = 106.3738^2 \times 0.6293 \times 5 = 35.604 \text{ kVAR}$$

Corriente de 7ª armónica que se desea filtrar:

$$I_7 = 80.4943/\sqrt{2} = 56.918 \text{ A}$$

Potencia reactiva provocada por la 7ª armónica en el banco de capacitores:

$$Q_{C7} = I_7^2 X_{C1} n_{\text{siml}} = 56.918^2 \times 0.6293 \times 7 = 14.270 \text{ kVAR}$$

Potencia reactiva total provocada por la 5ª y 7ª armónicas:

$$Q_T = Q_{C5} + Q_{C7} = 35.604 + 14.270 = 49.874 \text{ kVAR}$$

Potencia reactiva para el filtro de 5ª armónica:

$$Q_{F5} = \frac{Q_{C5}}{Q_T} Q_C = \frac{35.604}{49.874} \times 333.634 = 238.164 \text{ kVAR}$$

Potencia reactiva para el filtro de 5ª armónica operando a 480 V:

$$Q_5 = Q_{F5} \left(\frac{480}{458.22} \right)^2 = 238.164 \times 10^3 \left(\frac{480}{458.22} \right)^2 = 261.343 \text{ kVAR}$$

Potencia reactiva para el filtro de 7ª armónica:

$$Q_{F7} = \frac{Q_{C7}}{Q_T} Q_C = \frac{14.270}{49.874} \times 333.634 = 95.459 \text{ kVAR}$$

Potencia reactiva para el filtro de 7ª armónica operando a 480 V:

$$Q_7 = Q_{F7} \left(\frac{480}{458.22} \right)^2 = 95.459 \times 10^3 \left(\frac{480}{458.22} \right)^2 = 104.750 \text{ kVAR}$$

Reactancia capacitiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella) del banco de capacitores del filtro de 5ª armónica:

Simulación de un caso de distorsión armónica

$$X_{C1} = \frac{V_{LL}^2}{Q_5} = \frac{480^2}{261.343 \times 10^3} = 0.8815 \Omega$$

Capacitancia por fase (en estrella) del banco de capacitores del filtro de 5ª armónica:

$$C = \frac{1}{120\pi X_{C1}} = \frac{1}{120\pi \times 0.8815} = 3.0088 \text{ mF} = 3008.8 \mu\text{F}$$

Reactancia capacitiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella) del banco de capacitores del filtro de 7ª armónica:

$$X_{C1} = \frac{V_{LL}^2}{Q_7} = \frac{480^2}{104.750 \times 10^3} = 2.1995 \Omega$$

Capacitancia por fase (en estrella) del banco de capacitores del filtro de 7ª armónica:

$$C = \frac{1}{120\pi X_{C1}} = \frac{1}{120\pi \times 2.1995} = 1.2059 \text{ mF} = 1205.9 \mu\text{F}$$

5.4.2 Segundo caso. Verificación de la corrección del factor de potencia con la capacidad calculada para el banco de capacitores y amplificación de corrientes armónicas

Se realizó una simulación con los valores de las capacitancias equivalentes de los bancos de capacitores de los filtros de 5ª y 7ª armónica, con el propósito de verificar la corrección del factor de potencia en el tablero 1. Se agregó una sección para los bancos de capacitores correspondientes a los filtros de las componentes armónicas 5ª y 7ª entre las secciones de las cargas R-L agrupadas en el tablero BUS1 y el tablero BUS2.

```

C -----
C BANCO DE CAPACITORES FILTRO DE 5A ARMONICA EN EL TABLERO BUS1
C -----
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB.R. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C ***** [OHM] [OHM]
C *****
C BUS1A 3008.8
C BUS1B
C BUS1C BUS1B
C

```

```

C -----
C BANCO DE CAPACITORES FILTRO DE 7A ARMONICA EN EL TABLERO BUS1
C -----
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB.R. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C ***** [OHM] [OHM]
C *****
C BUS1A 1205.9
C BUS1B
C BUS1C BUS1B

```



Simulación de un caso de distorsión armónica

En la figura 5.7 se muestran las formas de onda del voltaje entre líneas en el tablero 1 y de la corriente en la fase A del mismo tablero. Se observa que ambas formas de onda están prácticamente en fase. Un factor de potencia de 0.99 inductivo equivale a un desfase de 8.1° entre el voltaje y la corriente, lo cual equivale a una diferencia de 0.37 ms.

Ángulo de desfase real entre el voltaje y la corriente:

$$\phi = \frac{360^\circ}{16.66 \times 10^{-3}} \times 0.37 \times 10^{-3} = 7.99^\circ$$

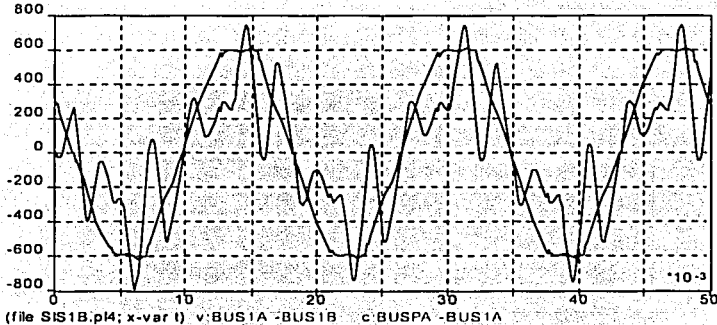


Figura 5.7

Factor de potencia real en el tablero 1:

$$fp = \cos(7.99) = 0.99$$

Se verificó el problema de la amplificación de las corrientes armónicas al realizar la simulación con el banco de capacitores. La 5ª armónica cuya magnitud sin los bancos de capacitores era de 106.37 A aumentó hasta 143.04 A en el tablero 1; de la misma forma la 7ª armónica cuya magnitud sin los bancos de capacitores fue de 56.91 A, aumentó hasta 108.58 A. Las amplitudes de las componentes armónicas sin los bancos de capacitores se presentaron en el primer caso, en donde se obtuvieron los requerimientos de potencia reactiva del tablero 1. Las amplitudes de las corrientes armónicas en la fase A del tablero 1, con los bancos de capacitores se muestran a continuación.

```
C
C CORRIENTE FASE "A" EN EL TABLERO 1
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C  HPIHMINMAX      BUS1  BUS2
C +---+---+---+---+---+---+---+---+
1941.020.036.6      BUSPA BUS1A
Begin the Fourier series computation using 331 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are :
-1.0034999847412110E+02 -1.0526056671142580E+02 -1.0259523010253910E+02 -9.9121627807617180E+01
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

Harmonic number	Cosine coefficient	"Fraction of fundamental" coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	1.08678995212E+00	0.00000000000E+00	0.00000000000E+00	1.08678995212E+00	0.002653951
1	-2.17634590642E+02	-3.46878216644E+02	4.09498854975E+02	4.09498854975E+02	1.000000000
2	-2.92310069796E+00	-3.95001295202E+00	4.91397191806E+00	4.91397191806E+00	0.11199965
3	9.91655377070E+00	1.87398015550E+01	2.12018442792E+01	2.12018442792E+01	0.051775100
4	-2.63959979868E+00	-5.70736008902E+00	6.28819896973E+00	6.28819896973E+00	0.015355840
5	2.39949973392E+01	2.00864229263E+02	2.02292358963E+02	2.02292358963E+02	0.493999816
6	-2.46988959816E+00	1.33022874631E+01	1.35296417683E+01	1.35296417683E+01	0.033039511
7	3.47346542254E+01	-1.49586582194E+02	1.53566408360E+02	1.53566408360E+02	0.375010593
8	-6.80473394000E-01	-8.01379715480E+00	8.04263692525E+00	8.04263692525E+00	0.019640191
9	4.76901006340E+01	4.97257324023E+01	6.88984336645E+01	6.88984336645E+01	0.168250614
10	3.17043943462E+00	2.49550255408E+00	4.03480710872E+00	4.03480710872E+00	0.009853036
11	1.12700344664E+01	-1.03249359947E+01	1.52845667314E+01	1.52845667314E+01	0.037325054
12	3.40904066624E+00	6.15143612968E-01	3.46409582762E+00	3.46409582762E+00	0.008459354
13	-1.53827984926E+01	-8.01717940209E+00	1.73466323830E+01	1.73466323830E+01	0.042360637
14	-7.42960335492E-01	-5.48182798379E-01	9.23306255017E-01	9.23306255017E-01	0.002254722
15	2.44211271521E-01	-4.04713879855E+00	4.05450016647E+00	4.05450016647E+00	0.009901127
16	-1.86847812529E-01	1.04511845412E+00	1.06168954417E+00	1.06168954417E+00	0.002592656
17	9.84020240549E-01	3.55919423470E+00	3.69271708017E+00	3.69271708017E+00	0.009017649
18	-3.24721010109E-01	-7.57530827459E-03	3.248809359012E-01	3.248809359012E-01	9.000793187
19	3.98860083401E+00	6.46881570812E-01	4.04071681508E+00	4.04071681508E+00	0.009867468
20	6.90238181777E-01	-8.74842712094E-02	6.95760192374E-01	6.95760192374E-01	0.001699053
21	1.53189418243E+00	6.7279781122E-01	1.67312056351E+00	1.67312056351E+00	0.004085776
22	8.95387902038E-01	6.37019306435E-02	8.97651063100E-01	8.97651063100E-01	0.002192072
23	-1.51793337124E+00	-7.32608697750E-01	1.68538827778E+00	1.68538827778E+00	0.004115734
24	4.24423895276E-01	-2.58841150247E-01	4.99126124784E-01	4.99126124784E-01	0.001213987
25	-1.87250589965E+00	7.56100309414E-01	2.01939744036E+00	2.01939744036E+00	0.004931387
26	-1.66356060049E-01	2.04027502198E-01	2.63251895279E-01	2.63251895279E-01	0.000642864
27	-8.44256344179E-01	3.00540832543E-01	8.96154878753E-01	8.96154878753E-01	0.002188419
28	-3.44956005995E-01	4.08673956685E-01	5.34798138502E-01	5.34798138502E-01	0.001305982
29	8.58775693286E-01	-7.03838081635E-01	1.11035297835E+00	1.11035297835E+00	0.002711492
30	-1.85052074500E-02	2.76577128072E-01	2.77195509479E-01	2.77195509479E-01	0.000676914

Derived from table: 1) RMS value = 3.45202451E+02 2) THD = 6.49031628E+01 %

5.4.3 Tercer caso. Cálculo de los filtros para 5ª y 7ª armónica sintonizados a 300 y 420 Hz respectivamente y simulación del sistema eléctrico con los filtros

a) Obtención de parámetros del filtro de 5ª armónica sintonizado a 300 Hz

Reactancia capacitiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella) del banco de capacitores:

$$X_{Cl} = \frac{V_{LL}^2}{Q_5} = \frac{480^2}{261.343 \times 10^3} = 0.8815 \Omega$$

Capacitancia por fase (en estrella) del banco de capacitores:

$$C = \frac{1}{120\pi X_{Cl}} = \frac{1}{120\pi \times 0.8815} = 3.0088 \text{ mF} = 3008.8 \mu\text{F}$$

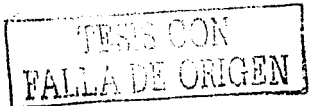
Orden de sintonía del filtro:

$$n_{\text{sint}} = 5$$

Reactancia inductiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella):

$$X_{Ll} = \frac{X_{Cl}}{n_{\text{sint}}^2} = \frac{0.8815}{5^2} = 0.03526 \Omega$$

Inductancia del reactor en serie:



$$L = \frac{X_{L1}}{120\pi} = \frac{0.03526}{120\pi} = 0.09354 \text{ mH}$$

Factor de calidad del reactor (valor supuesto):

$$Q = 30$$

Resistencia del reactor:

$$R = \frac{n_{\text{sin}} X_{L1}}{Q} = \frac{5 \times 0.03526}{30} = 5.8773 \text{ m}\Omega = 0.005877 \Omega$$

b) Obtención de parámetros del filtro de 7ª armónica sintonizado a 420 Hz

Reactancia capacitiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella) del banco de capacitores:

$$X_{C1} = \frac{V_{L1}^2}{Q_7} = \frac{480^2}{104.750 \times 10^3} = 2.1995 \Omega$$

Capacitancia por fase (en estrella) del banco de capacitores:

$$C = \frac{1}{120\pi X_{C1}} = \frac{1}{120\pi \times 2.1995} = 1.2059 \text{ mF} = 1205.9 \mu\text{F}$$

Orden de sintonía del filtro:

$$n_{\text{sin}} = 7$$

Reactancia inductiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella):

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{n_{\text{sin}}^2} = \frac{2.1995}{7^2} = 0.04488 \Omega$$

Inductancia del reactor en serie:

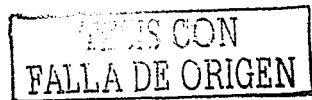
$$L = \frac{X_{L1}}{120\pi} = \frac{0.04488}{120\pi} = 0.1190 \text{ mH}$$

Factor de calidad del reactor (valor supuesto):

$$Q = 30$$

Resistencia del reactor:

$$R = \frac{n_{\text{sin}} X_{L1}}{Q} = \frac{7 \times 0.04488}{30} = 0.01047 \Omega$$



Simulación de un caso de distorsión armónica

c) Análisis de los resultados de la simulación

Se realizó una simulación del sistema eléctrico con los filtros de 5ª y 7ª armónica sintonizados a 300 y 420 Hz respectivamente, para observar el comportamiento de la corriente y del voltaje en el filtro bajo condiciones de sintonía en la frecuencia exacta de las componentes armónicas. El código utilizado para agregar los filtros y obtener su respectivo análisis de espectro se muestra a continuación.

```
C-----
C FILTRO DE 5A. ARMONICA TABLERO BUS 1. ORDEN DE SINTONIA: 5
C-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
C BUSIA F5A 0.00580.0935 3
C BUSIB F5B
C BUSIC F5C BUSIA F5A
C BUSIB F5B
C F5A 3008.8
C F5B 2
C F5C F5B
```

```
C-----
C FILTRO DE 7A. ARMONICA TABLERO BUS 1. ORDEN DE SINTONIA: 7
C-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C NOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
C BUSIA F7A 0.01040.1190 3
C BUSIB F7B
C BUSIC F7C BUSIA F7A
C BUSIB F7B
C F7A 1205.9
C F7B 2
C F7C F7B
```

```
C-----
C TARJETA PARA ACTIVAR LA GRAFICACION DE LA SERIE DE FOURIER
C-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C SPECIAL HUMERO DE
C REQUEST ARMONICAS
C WORD
C ***** (pag 14B-18)
C FOURIER ON 31
```

```
C
C PLOT CARDS
C COLUMNA 1-2: 1
C COLUMNA 3: 4 - VOLTAJE DE NODO
C 8 - VOLTAJE BRANCH
C 9 - CORRIENTE BRANCH
C COLUMNA 4: UNIDADES DE HPI, HMIN, HMAX
C 1 - GRADOS
C 2 - CICLOS
C 3 - SEGUNDOS
C 4 - MILISEGUNDOS
C 5 - MICROSEGUNDOS
C 6 - FRECUENCIA EN HZ
C 7 - LOGARITMO BASE 10 DE LA FRECUENCIA EN 6
C COLUMNA 5-7: ESCALA HORIZONTAL HPI
C COLUMNA 8-11: TIEMPO INICIAL HMIN
C COLUMNA 12-15: TIEMPO FINAL HMAX
C COLUMNA 25-30: PRIMERA VARIABLE
C COLUMNA 31-36: SEGUNDA VARIABLE
C
```

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

VOLTAJE VAB PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      VHA  VHB
    
```

CORRIENTE FASE "A" ALIMENTADOR LADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1941.026.543.1      V23A  VHA
    
```

VOLTAJE VAB EN EL TABLERO 1

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      BUS1A BUS1B
    
```

CORRIENTE FASE "A" EN EL TABLERO 1

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1941.026.543.1      BUSPA BUS1A
    
```

VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 5A ARMONICA

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      F5A
    
```

VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 5A ARMONICA

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      BUS1A F5A
    
```

CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 5A ARMONICA

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1941.026.543.1      BUS1A F5A
    
```

VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 7A ARMONICA

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      F7A
    
```

VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 7A ARMONICA

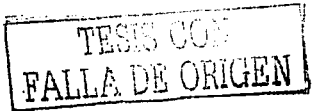
```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1841.026.543.1      BUS1A F7A
    
```

CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 7A ARMONICA

```

      1      2      3      4      5      6      7      8
3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
HPHMINHMAX      BUS1  BUS2
+-----+
+----+//+
1941.026.543.1      BUS1A F7A
    
```



```

C
C SPECIAL REQUEST WORD
C *****
C FOURIER OFF
C
C BLANK CARD ENDING CASE
C BLANK
C BLANK
C BLANK
C BEGIN NEW DATA CASE
    
```

Se observó que la distorsión en la tensión entre líneas en el tablero 1 disminuyó notablemente, de igual forma la distorsión en la corriente en la fase A tuvo una disminución considerable, como se muestra en la figura 5.8.

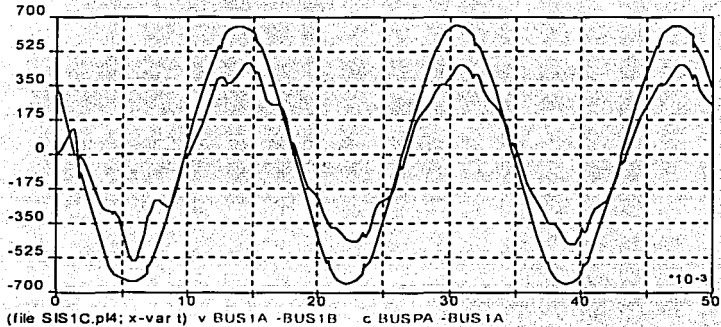


Figura 5.8

La distorsión armónica total del voltaje entre líneas en el tablero 1 disminuyó del 4.21% inicial, hasta el 1.15% con los filtros sintonizados a 300 y 420 Hz. La reducción obtenida en la distorsión armónica del voltaje mejoró notablemente la forma de onda del voltaje, esto se corroboró comparando las formas de onda de la tensión en las figuras 5.7 y 5.8.

Del mismo modo, la forma de onda de la corriente en la fase A del tablero experimentó una mejora notable, al disminuir la distorsión armónica total de un 28.96% inicial hasta un 6.34% con los filtros sintonizados a 300 y 420 Hz. Comparando las figuras 5.7 y 5.9 se corroboró la mejora experimentada en la forma de onda de la corriente.

Los análisis de espectro generados por el ATP para la corriente en la fase A y el voltaje entre las fases A y B en el tablero 1 se muestran a continuación.

```

C
C VOLTAJE VAB EN EL TABLERO 1
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HP1HMINIMAX          BUS1  BUS2
C *****
C 1841.026.543.1      BUS1A BUS1B
    
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

13	-6.51547225255E-02	1.42802791128E-01	1.56964247684E-01	0.000393740
14	3.06252863108E-02	1.46109548694E-01	1.49284655545E-01	0.000374476
15	3.44354759527E-02	1.38874391672E-01	1.43080042866E-01	0.000358912
16	4.15330796798E-02	1.3552729285E-01	1.41747984319E-01	0.000355770
17	-8.60725359066E-02	7.51525404362E-02	1.14264542932E-01	0.000286629
18	2.62545729307E-02	1.056747471167E-01	1.08887349075E-01	0.000273140
19	-3.63337323696E-03	1.48976689730E-01	1.49029900979E-01	0.000373814
20	2.33492344977E-02	1.071265556388E-01	1.09641624556E-01	0.000275033
21	2.4683676430E-02	1.00205551400E-01	1.03200950177E-01	0.000258876
22	2.9781412386E-02	9.51966026504E-02	9.9746866359E-02	0.000250210
23	-1.86225999778E-02	8.12629119031E-02	8.33694313337E-02	0.000209130
24	2.14272508025E-02	8.07122963070E-02	8.35080945304E-02	0.000209477
25	1.40454421471E-02	1.13744476428E-01	1.14608378241E-01	0.000287492
26	2.13847018222E-02	8.35044426700E-02	8.61991574816E-02	0.000216228
27	2.1693181816E-02	7.83950098825E-02	8.13411596598E-02	0.000204042
28	2.51341243271E-02	7.35554025151E-02	7.77310841611E-02	0.000194986
29	4.20702423484E-03	7.42682562162E-02	7.43873170258E-02	0.000186598
30	1.97524215601E-02	6.63588606441E-02	6.92362732134E-02	0.000173677

Derived from table: 1) RMS Value = 2.82871406E+02 2) THD = 8.35778859E+00 %

C VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 5A ARMONICA

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHIMHNMHAX	BUS1	BUS2					
C	++++//++++	-----	-----					
C	1841.026.543.1	BUS1A F5A						

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are

-1.7642694473266600E-01 -1.7433816909790040E+01 -3.213298307072640E-01 -1.817811393777930E+01

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

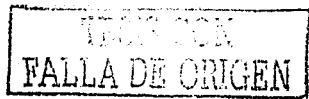
Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	3.84133795546E-02	0.00000000000E+00	3.84133795546E-02	0.002362050
1	1.02820939314E+01	-1.25997973337E+01	1.62627288136E+01	1.000000000
2	2.39773020572E-01	-1.16087604424E-01	2.66397134547E-01	0.016380839
3	3.52408436733E-01	-1.56215627245E-01	3.85480256921E-01	0.023703295
4	9.6180445754E-01	2.18014295289E-02	9.62051352922E-01	0.059156822
5	-3.15902487914E-01	1.1209477263E+01	3.35201769504E+01	0.261165585
6	-1.71567689266E+00	7.57318659036E-02	1.71734752322E+00	0.105600207
7	1.26713132424E+00	1.72854431503E+00	2.14324222660E+00	0.131788598
8	-8.07989671077E-02	4.65684489550E-02	9.32582088813E-02	0.005734475
9	-1.18948101090E-01	1.94272100794E-02	1.20524135527E-01	0.007411065
10	1.85561622888E-01	-7.72178532146E-02	2.00986894719E-01	0.012358741
11	-1.30780335987E+00	8.71979942561E-01	2.46704385207E+00	0.156992555
12	3.98769041431E-02	1.21073967701E-01	1.27471852339E-01	0.007838282
13	6.81358797628E-01	1.77451072024E-01	7.04087135280E-01	0.043294526
14	1.27989474104E-02	7.35249730638E-02	7.46306553559E-02	0.004589061
15	-1.3603212787E-02	5.43389084281E-02	6.38896930522E-02	0.003928596
16	-1.24780170892E-01	1.27958191263E-04	1.24780236500E-01	0.006727274
17	1.35333270649E+00	6.34131379197E-01	1.49453404797E+00	0.091899340
18	1.84177352015E-02	1.95641998749E-01	1.96507009148E-01	0.012083274
19	4.60723346530E-01	-5.17677443007E-01	6.93005050058E-01	0.042613083
20	5.09285784764E-02	1.61815968039E-02	5.34374791766E-02	0.003285886
21	2.21042694773E-02	4.77013279135E-02	5.25739043047E-02	0.003232785
22	-8.72377852317E-02	5.59101670970E-02	1.03616494618E-01	0.006371409
23	9.59661247806E-01	2.78889906319E-01	9.99364443228E-01	0.061451215
24	7.5114400780E-02	2.14101628456E-01	2.27700528437E-01	0.014001373
25	2.75671391547E-01	-7.27050269172E-01	7.7558235374E-01	0.047812286
26	1.8096513453E-02	-9.92918002748E-02	8.34090180059E-02	0.005128848
27	6.71971655184E-02	2.74238826499E-02	7.25777403430E-02	0.004462827
28	-4.9099646854E-02	9.11674478043E-02	1.03548437139E-01	0.006367224
29	6.87395338773E-01	-2.16911567291E-02	6.87737492105E-01	0.042289182
30	1.34845953130E-01	1.77559740077E-01	2.22959396240E-01	0.013709839

Derived from table: 1) RMS Value = 2.65370142E+01 2) THD = 2.07974228E+02 %

C CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 5A ARMONICA

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHIMHNMHAX	BUS1	BUS2					
C	++++//++++	-----	-----					
C	1941.026.543.1	BUS1A F5A						

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:



Simulación de un caso de distorsión armónica

J.1319046020507810E+02 3.0285633575976560E+02 3.3786950683593750E+02 3.188449096679690E+02
 Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
 sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	-1.25852461895E+00	0.00000000000E+00	1.25852461895E+00	0.002785351
1	3.9263259441E+02	2.23597267407E+02	4.5183693730E+02	1.000000000
2	-1.752521146E+00	1.95017453884E+00	2.63717687240E+00	0.005835656
3	1.57603591826E+00	2.37140515714E+00	2.84735871203E+00	0.006301740
4	7.31701753234E-02	6.14250249924E+00	6.14293828943E+00	0.013595476
5	-6.91121929402E+01	-1.76644678539E+02	1.89683519762E+02	0.419805257
6	-6.12214539551E-01	-8.48451545678E+00	8.50657446795E+00	0.018826647
7	-7.11585497234E+00	-5.30961015176E+00	8.87847673335E+00	0.019649737
8	-2.00942482541E-01	-6.03036035092E-01	6.35633810389E-01	0.01406777
9	-9.72281487562E-02	-6.57125858867E-01	6.64279841108E-01	0.001470176
10	1.80293734938E-01	-7.83275388817E-01	8.03757529099E-01	0.001778866
11	-2.17156872887E+00	5.70500817798E+00	6.10432871453E+00	0.013510026
12	-3.12440841660E-01	-1.02359749450E-01	4.35651336969E-01	0.000964178
13	-3.92137038995E-01	1.28070327482E+00	1.33932524795E+00	0.002964327
14	-1.73786215032E-01	-1.55742151100E-01	2.33360806830E-01	0.000516471
15	-1.28642019132E-01	-2.32544788482E-01	2.65755240281E-01	0.000588166
16	-2.85187448866E-02	-3.78613453943E-01	3.796860110167E-01	0.000840316
17	1.04938472153E+00	2.08937118799E+00	2.33809508200E+00	0.005174544
18	-3.29584584402E-01	-1.10525684082E-01	3.47623251692E-01	0.000769356
19	7.41700856526E-01	5.36952057078E-01	9.55662422605E-01	0.002026533
20	-4.74888209113E-02	-5.61452506493E-02	7.35355510791E-02	0.000162748
21	-8.84856456748E-02	-9.13638971922E-02	1.27189115889E-01	0.000281493
22	-9.68703453714E-02	-2.25435940648E-01	2.45367534830E-01	0.000453044
23	-3.42653477348E-02	1.05242971343E+00	1.11895293378E+00	0.002472720
24	-2.72264262332E-01	-1.42721621141E-02	2.72638080896E-01	0.000603399
25	7.83202083322E-01	1.99307499639E-01	8.08163957828E-01	0.001786619
26	6.65567566241E-03	1.42337984369E-02	1.57130212392E-02	0.000034776
27	-5.26639799532E-02	-2.44888062278E-02	5.80792253303E-02	0.000128540
28	-1.15071816999E-01	-1.37820806658E-01	1.79544140437E-01	0.000397365
29	-7.24672126421E-04	5.66041928487E-01	5.66042392366E-01	0.001252758
30	-1.86951399163E-01	4.07856418910E-02	1.91348619628E-01	0.000423490

Derived from table: 1) RMS value = 3.46694011E+02 2) THD = 4.21283617E+01 %

Para el filtro de 7ª armónica, aunque la corriente también fue superior al valor nominal, no alcanzó un valor de consideración como para producir sobretensiones en el banco de capacitores del filtro. La corriente tuvo un valor de 154.96 A, y aunque es superior a los 125.94 A de corriente nominal, la tensión en el banco de capacitores fue de 277.68 V. A continuación se presenta el análisis de espectro obtenido con el ATP para la corriente y el voltaje en el filtro de 7ª armónica.

```

C
C VOLTAGE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 7A ARMONICA
C
C      1          2          3          4          5          6          7          8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIRHHHHHMAX      BUS1      BUS2
C - - - - - / / / / / + + + + +
1841.026.543.1      F7A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are:
-2.2760827616718750E+02 -2.2459664944628900E+02 -2.2959808349609380E+02 -2.2800018310546880E+02

```

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	6.77842291723E-01	0.00000000000E+00	6.77842291723E-01	0.001755023
1	-1.91610339621E+02	3.40467158142E+02	3.90681978114E+02	1.000000000
2	-6.97707124740E-01	1.94688879115E+00	2.06813146877E+00	0.005293640
3	-4.48135290160E-01	1.31663854134E+00	1.39081353417E+00	0.003559963
4	-6.08084711014E-01	9.37736347343E-01	1.1763879357E+00	0.002860738
5	-1.18108420347E+00	-9.10368507384E-01	1.49121786300E+00	0.003815961
6	-2.0063901223E+00	1.44271459769E+00	2.47124713590E+00	0.006325470
7	-2.88700924219E+01	-2.70737332929E+01	3.95786466527E+01	0.101306558
8	-1.05687033595E-01	-1.23811652079E+00	1.24261911628E+00	0.003180641
9	4.14370394577E-02	-5.49966732843E-01	5.51525552874E-01	0.001411699
10	9.20235903279E-02	-2.71108846566E-01	2.86301148903E-01	0.000732824
11	-1.25930341499E-01	-4.586923802E-01	4.51526897268E-01	0.003622577
12	-2.87780357992E-03	-2.18161241567E-01	2.18180221550E-01	0.000558460



Simulación de un caso de distorsión armónica

13	-2.47370293600E-01	-1.87041881350E-01	3.10123729397E-01	0.000793801
14	-1.56953537363E-02	-1.28663068381E-01	1.29616855749E-01	0.000331771
15	-2.17602585844E-03	-1.03893769422E-01	1.03916554938E-01	0.000265988
16	1.69831324364E-02	-7.82545791601E-02	8.00762508299E-02	0.000204965
17	-2.55531418938E-01	-1.79251058073E-01	3.12133818561E-01	0.000798945
18	-1.10912770634E-02	-9.13739534220E-02	9.20446402071E-02	0.000235600
19	-7.15959698799E-02	2.02526829717E-02	7.44053630466E-02	0.000190450
20	-1.34851172702E-02	-5.07695984766E-02	5.25299963570E-02	0.000134457
21	-3.6450027846E-03	-4.99285988774E-02	5.07992012955E-02	0.000130027
22	2.29254199702E-03	-4.67758554410E-02	4.68320001890E-02	0.000119872
23	-9.62893588793E-02	-6.29378480346E-02	1.15033966065E-01	0.000294444
24	-1.31300042162E-02	-5.33525591388E-02	5.49444499234E-02	0.000140637
25	-2.71964956757E-02	2.39595121448E-02	3.62451303136E-02	0.000092774
26	-1.17557536431E-02	-2.47059289255E-02	3.10198011272E-02	0.000079399
27	-1.05702698670E-02	-3.08244006336E-02	3.25864124958E-02	0.000083430
28	-3.12077321869E-03	-3.30349180660E-02	3.31819989670E-02	0.000084934
29	-4.48652510089E-02	-2.44746504644E-02	5.11067438157E-02	0.000130814
30	-1.31408882981E-02	-3.39865157822E-02	3.64385263151E-02	0.000093269

Derived from table: 1) RMS value = 2.77686732E+02 2) THD = 1.01952706E+01 %

C
C VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 7A ARMONICA
C

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHIMHIMMAX	BUS1	BUS2					
C	+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----							
C	1841.026.543.1	BUS1A	F7A					

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:
4.7340480804443360E+01 4.9656475067138670E+01 4.0783313751220700E+01 3.4893589019775390E+01
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	1.34403992848E-02	0.00000000000E+00	1.34403992848E-02	0.001624968
1	5.582549992124E+00	-6.10707674526E+00	8.27117944320E+00	0.000000000
2	1.02289751711E-01	-1.78705828768E-01	2.05910093344E-01	0.024894889
3	3.23547670762E-02	-2.75153848213E-02	3.93278466073E-02	0.000134457
4	2.43041971136E-01	-3.47599828848E-01	4.24140355354E-01	0.051279300
5	6.10289074633E-01	4.33649719617E-01	7.48668707734E-01	0.090515351
6	1.55198480018E+00	-1.08851470666E+00	1.89565848364E+00	0.229188412
7	2.82889395995E+01	2.82262462523E+01	3.99622957443E+01	4.831511155
8	1.1864599114E-01	1.53841573705E-01	1.54247744507E-01	0.186488210
9	-7.55132472030E-02	8.04911913968E-01	8.08445312226E-01	0.097742567
10	-1.88098312382E-01	4.30032353167E-01	4.69370642341E-01	0.056747728
11	3.13426020810E-01	1.54531931212E+00	3.94509812330E-01	0.422492322
12	6.03455271512E-03	4.99860662315E-01	4.99897086955E-01	0.060438428
13	8.63575561384E-01	5.07295539529E-01	1.00155544901E+00	0.121089689
14	5.28685848090E-01	-3.88953858314E-01	6.56348870983E-01	0.079353722
15	3.00805544779E-03	2.97106801408E-01	2.97122028534E-01	0.035922571
16	-1.00230501570E-01	2.13909398417E-01	2.36227399291E-01	0.028650304
17	1.52279078817E+00	8.88534769429E-01	1.76306140909E+00	0.213157205
18	5.57631559879E-02	3.92691218480E-01	3.96630711380E-01	0.047953344
19	5.28685848090E-01	-3.88953858314E-01	6.56348870983E-01	0.079353722
20	8.7934130989E-02	1.74077455755E-01	1.94946678843E-01	0.023569756
21	5.61526765464E-02	1.97836669979E-01	2.05651333747E-01	0.024863604
22	-5.97491800730E-02	1.97883109002E-01	2.06706771413E-01	0.024991209
23	1.03732881138E+00	4.23088858000E-01	1.12029248176E+00	0.135445312
24	1.12069625384E-01	3.48166286129E-01	3.65758614021E-01	0.044220853
25	3.1691236439E-01	-6.37265177943E-01	7.11716427114E-01	0.066047556
26	1.11236345044E-01	8.2185402194E-02	1.38740797067E-01	0.016774004
27	9.9460438044E-02	1.36642252268E-01	1.69007348694E-01	0.020433283
28	-2.08435433629E-02	1.9757590033E-01	1.98853005297E-01	0.024041675
29	7.36466914027E-01	7.70519880315E-02	7.40486680714E-01	0.089526129
30	1.67738814105E-01	2.7904459782E-01	3.24603140041E-01	0.039245085

Derived from table: 1) RMS value = 2.90973256E+01 2) THD = 4.87354898E+02 %

C
C CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 7A ARMONICA
C

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHIMHIMMAX	BUS1	BUS2					
C	+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----							
C	1841.026.543.1	BUS1A	F7A					

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are :



Simulación de un caso de distorsión armónica

6.2603450775146480E+01 8.2663574218750000E+01 2.9832788467407220E+01 4.7243568420410160E+01
 Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
 sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	1.36962520430E-01	0.00000000000E+00	1.36962520430E-01	0.000767016
1	1.55681171348E-02	3.74585165938E-01	1.78565448049E+02	1.000000000
2	2.051410495057E+00	6.31812720542E-01	2.14650234443E+00	0.012020816
3	2.07730508006E+00	6.06026190205E-01	2.16390021462E+00	0.012182477
4	1.98682128152E+00	1.10037170975E+00	2.27118398733E+00	0.012719056
5	-1.80526636632E+00	2.68451114764E+00	3.23505591222E+00	0.018116920
6	4.22924472692E+00	5.48513961254E+00	6.9262732752E+00	0.038788432
7	-8.63554275880E+01	9.23590948889E+01	1.26441537015E+02	0.708096322
8	4.25573184902E+00	3.65879044465E-01	4.27143079611E+00	0.023920814
9	-1.99079010977E-01	-1.94016752141E-01	2.00022192801E+00	0.011201618
10	-9.67227696743E-01	-4.47287220605E-01	1.06564312744E+00	0.005967801
11	-2.98059615566E+00	6.31706524023E+00	6.984931140213E+00	0.039116926
12	-9.26168057396E-01	-1.54097552220E-02	9.26296243702E-01	0.005187413
13	-8.41563981950E-01	1.44140719855E+00	1.66909695577E+00	0.009347256
14	-5.53093333465E-01	6.43848605079E-02	5.56828201321E-01	0.003118342
15	-4.42207220495E-01	-2.41475327361E-02	4.42866039786E-01	0.002480133
16	-3.01984021996E-01	-1.66781520863E-01	3.44978876516E-01	0.001931946
17	-1.12908745105E+00	1.95562036160E+00	2.25816063884E+00	0.012646123
18	-4.84136216256E-01	4.49085684753E-02	4.86214618675E-01	0.002722893
19	4.51482059584E-01	5.77891734330E-01	7.33345012074E-01	0.004106870
20	-1.95152167700E-01	7.21263651896E-02	2.08054274442E-01	0.001165143
21	-2.11054785627E-01	3.58003362065E-02	2.14069583567E-01	0.001198830
22	-2.02690844560E-01	-8.12267312111E-02	2.18360620631E-01	0.001222860
23	-3.97429768279E-01	9.66549288815E-01	1.04506839414E+00	0.005852579
24	-3.20781829525E-01	8.30683142380E-02	3.31362832834E-01	0.001855694
25	5.52550825382E-01	2.50216485108E-01	6.06564674251E-01	0.003396876
26	-7.37783384992E-02	7.35972598035E-02	1.04210363603E-01	0.000583598
27	-1.14435734297E-01	1.16247681052E-02	1.29973648592E-01	0.000727877
28	-1.58435294979E-01	-3.34700457812E-02	1.61932043338E-01	0.000906650
29	-5.84193704443E-02	5.32110099849E-01	5.35307370773E-01	0.002997822
30	-2.04370490340E-01	1.05007929083E-01	2.29769368046E-01	0.001286752

Derived from table: 1) RMS value = 1.54968415E+02 2) THD = 7.11571273E+01 %

5.4.4 Cuarto caso. Cálculo de los filtros para 5ª y 7ª armónica con el método propuesto en el capítulo cuatro y simulación del sistema eléctrico con los filtros

a) Obtención de parámetros del filtro de 5ª armónica

Corriente de 5ª armónica que se desea filtrar:

$$I_{max} = 106,3738 \text{ A}$$

Factor de proporción entre la corriente de 5ª armónica y la corriente del orden de sintonía (valor propuesto):

$$a = 0,20$$

Orden de sintonía del filtro:

$$n_x = \frac{-R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} + \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}$$



Simulación de un caso de distorsión armónica

$$n_x = \frac{-\frac{0.005877\sqrt{1-0.20^2}}{0.20 \times 0.03526} + \sqrt{\frac{0.005877^2(1-0.20^2)}{0.20^2 \times 0.03526^2} + 4 \frac{0.8815}{0.03526}}}{2} = 4.6084$$

Frecuencia de sintonía del filtro:

$$f_s = 60 \times 4.6084 = 276.504 \text{ Hz}$$

Porcentaje de la desviación entre la sintonía del filtro y la 5ª armónica:

$$p_s = \frac{300 - 276.504}{300} \times 100 = 7.83\%$$

Reactancia inductiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella):

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{n_x^2} = \frac{0.8815}{4.6084^2} = 0.04151 \Omega$$

Inductancia del reactor en serie:

$$L = \frac{X_{L1}}{120\pi} = \frac{0.04151}{120\pi} = 0.1101 \text{ mH}$$

Factor de calidad del reactor (valor supuesto):

$$Q = 30$$

Resistencia del reactor:

$$R = \frac{n_x X_{L1}}{Q} = \frac{4.6084 \times 0.04151}{30} = 6.376 \text{ m}\Omega = 0.006376 \Omega$$

Corriente de componente fundamental en el filtro:

$$I_1 = \frac{480}{\sqrt{3} \sqrt{0.006376^2 + (0.04151 - 0.8815)^2}} = 329.9088 \text{ A}$$

Tensión en el banco de capacitores:

$$V_C = 329.9088 \times 0.8815 = 290.68 \text{ V}$$

Aunque la tensión en el banco de capacitores queda dentro del 10% máximo permitido, se tendría una tensión permanente del 104% del valor nominal y de acuerdo a la gráfica de la figura 3.27 este voltaje adicional disminuiría la vida útil de los capacitores al 50%. Para que la vida útil del banco de capacitores no se vea disminuida se considera el uso de capacitores con tensión nominal o de diseño de 600 V.

Potencia de operación del banco de capacitores:

$$Q_{C \text{ oper}} = 329.9088^2 \times 0.8815 = 95.942 \text{ kVAR}$$

Potencia de diseño o nominal del banco de capacitores:

$$Q_{C \text{ nom}} = \frac{600^2}{480^2} \times 95.942 = 149.909 \text{ kVAR}$$

Tensión en el reactor:

$$V_L = 329.9088 \times \sqrt{0.006376^2 + 0.04151^2} + 106.3738 \times \sqrt{0.006376^2 + (5 \times 0.04151)^2} = 35.94 \text{ V}$$

Potencia del reactor:

$$Q_L = 329.9088^2 \times 0.04151 + 106.3738^2 \times 5 \times 0.04151 = 2.536 \text{ kVAR}$$

Potencia del filtro:

$$Q_f = |2.536 - 95.942| = 93.406 \text{ kVAR}$$

b) Obtención de parámetros del filtro de 7ª armónica

Corriente de 7ª armónica que se desea filtrar:

$$I_{\text{max}} = 56.918 \text{ A}$$

Factor de proporción entre la corriente de 7ª armónica y la corriente del orden de sintonía (valor propuesto):

$$a = 0.15$$

Orden de sintonía del filtro:

$$n_x = \frac{-\frac{R\sqrt{1-a^2}}{aX_{L1}} + \sqrt{\frac{R^2(1-a^2)}{a^2X_{L1}^2} + 4\frac{X_{C1}}{X_{L1}}}}{2}$$

$$n_x = \frac{-\frac{0.01047\sqrt{1-0.15^2}}{0.15 \times 0.04488} + \sqrt{\frac{0.01047^2(1-0.15^2)}{0.15^2 \times 0.04488^2} + 4\frac{2.1995}{0.04488}}}{2} = 6.2731$$

Frecuencia de sintonía del filtro:

$$f_7 = 60 \times 6.2731 = 376.38 \text{ Hz}$$

Porcentaje de la desviación entre la sintonía del filtro y la 7ª armónica:

$$p_7 = \frac{420 - 376.38}{420} \times 100 = 10.38\%$$

Reactancia inductiva a frecuencia fundamental por fase (en estrella):

$$X_{L1} = \frac{X_{CL}}{n^2} = \frac{2.1995}{6.2731^2} = 0.05589 \Omega$$

Inductancia del reactor en serie:

$$L = \frac{X_{L1}}{120\pi} = \frac{0.05589}{120\pi} = 0.1483 \text{ mH}$$

Factor de calidad del reactor (valor supuesto):

$$Q = 30$$

Resistencia del reactor:

$$R = \frac{n_{\text{sim}} X_{L1}}{Q} = \frac{6.2731 \times 0.05589}{30} = 0.01168 \Omega$$

Corriente de componente fundamental en el filtro:

$$I_1 = \frac{480}{\sqrt{3} \sqrt{0.01168^2 + (0.05589 - 2.1995)^2}} = 129.2193 \text{ A}$$

Tensión en el banco de capacitores:

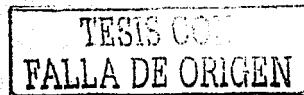
$$V_C = 129.2193 \times 2.1995 = 284.21 \text{ V}$$

Aunque la tensión en el banco de capacitores queda dentro del 10% máximo permitido, se tendría una tensión permanente del 102% del valor nominal y de acuerdo a la gráfica de la figura 3.27 este voltaje adicional disminuiría la vida útil de los capacitores al 75%. Para que la vida útil del banco de capacitores no se vea disminuida se considera el uso de capacitores de 600 V.

Potencia de operación del banco de capacitores:

$$Q_C = 129.2193^2 \times 2.1995 = 36.726 \text{ kVAR}$$

Potencia de diseño o nominal del banco de capacitores:



Simulación de un caso de distorsión armónica

$$Q_{C-nom} = \frac{600^2}{480^2} \times 36.726 = 57.384 \text{ kVAR}$$

Tensión en el reactor:

$$V_L = 129.2193 \times \sqrt{0.01168^2 + 0.05589^2} + 56.918 \times \sqrt{0.01168^2 + (5 \times 0.05589)^2} = 232.9 \text{ V}$$

Potencia del reactor:

$$Q_L = 129.2193^2 \times 0.05589 + 56.918^2 \times 7 \times 0.05589 = 2.2 \text{ kVAR}$$

Potencia del filtro:

$$Q_F = |2.2 - 36.726| = 34.526 \text{ kVAR}$$

c) Análisis de los resultados de la simulación

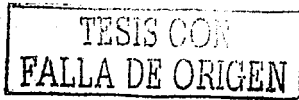
Se realizó la simulación del sistema eléctrico con los valores calculados para los elementos del filtro. El código utilizado para realizar la simulación es igual al código anterior en la sección donde se especifica el cálculo de la serie de Fourier, la diferencia radica en la parte en donde se implementa el filtro, misma que se muestra a continuación.

```

-----
C FILTRO DE 5A. ARMONICA TABLERO BUS 1. ORDEN DE SINTONIA: 4.6084
-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C MOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
C BUS1A F5A 0.00630.1101 3
C BUS1B F5B BUS1A F5A
C BUS1C F5C BUS1B F5B
C F5A 3008.8 2
C F5B
C F5C F5B
-----
C
C FILTRO DE 7A. ARMONICA TABLERO BUS 1. ORDEN DE SINTONIA: 6.2688
-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE. NODO REFERENCIAS RES IND CAP
C MOD-I NOD-F BRANCH [OHM] [MH] [UF]
C [OHM] [OHM]
C *****
C BUS1A F7A 0.01160.1483 3
C BUS1B F7B BUS1A F7A
C BUS1C F7C BUS1B F7B
C F7A 1205.9 2
C F7B
C F7C F7B
-----
C

```

Se analizaron los valores de voltaje y de corriente en los elementos del filtro de quinta armónica. El análisis de espectro del voltaje al neutro en el banco de capacitores del filtro muestra que la tensión aumentó ligeramente subiendo a 284.47 V (contra 282.87 V en el caso de sintonía a 300 Hz),



Simulación de un caso de distorsión armónica

mientras que el análisis de espectro de la corriente en la fase A del filtro muestra que la corriente eficaz total a través del filtro disminuyó a 338.61 A (contra 346.69 A en el caso de sintonía a 300 Hz). La tensión desarrollada en el reactor es de 26.35 V

Comparando el contenido de la 5ª armónica en el filtro para los casos de sintonía a 300 y 261.46 Hz ($n = 4.6084$) se observa una disminución notable en el contenido de 5ª armónica, desde 134.124 A hasta 104.97 A. Se mantuvo la componente de 5ª armónica de corriente dentro del valor esperado de 106.3738 A. Se presentan a continuación los análisis de espectro generados por el ATP para el voltaje en el banco de capacitores y la corriente de la fase A del filtro de 5ª armónica.

```

C
C VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 5A ARMONICA
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1  BUS2
C +-----+-----+
1841.026.543.1      F5A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are :
-1.6868214416503900E+02 -1.6256346130371100E+02 -1.9034922790527340E+02 -1.8380368041992190E+02
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
0      7.00342754643E-01      0.00000000000E+00      7.00342754643E-01      0.001744597
1      -1.97542598157E-02      3.49466717295E-02      4.01435195662E-02      1.000000000
2      -7.35320288945E-01      1.86566580025E+00      2.00534406164E+00      0.004995437
3      5.25458709257E-01      1.08474566371E+00      1.20531324118E+00      0.003002510
4      -1.40841728793E+00      1.70980996809E-01      1.41875782226E+00      0.003534214
5      2.60191915614E+01      2.31370749509E+00      2.61218600387E+01      0.065071175
6      8.1914940873E-01      1.5833868201E+00      1.73861073163E+00      0.004430630
7      3.22414964775E-01      -2.67203896675E+00      2.69141893211E+00      0.006704940
8      5.99008383219E-02      3.79043543812E-01      3.83747467141E-01      0.00955939
9      7.39955701601E-02      3.33668619126E-01      3.41774913931E-01      0.000851383
10      6.60313668563E-02      3.30095539693E-01      3.36635124035E-01      0.000838579
11      -5.56194684453E-02      -4.90688233954E-02      7.41705783891E-02      0.001084764
12      4.79054058539E-02      2.46559956350E-01      2.51170738713E-01      0.000625682
13      -2.30807415162E-03      6.34847402541E-02      6.35266829877E-02      0.000158249
14      3.65523053538E-02      1.98733619161E-01      2.02067123530E-01      0.000503362
15      3.69768735540E-02      1.89076814084E-01      1.922658586110E-01      0.000479925
16      3.5583724421E-02      1.87980342981E-01      1.91313897030E-01      0.000476575
17      4.08043275472E-02      6.83969341899E-02      7.96437929935E-02      0.000198398
18      3.77681451921E-02      1.55281332942E-01      1.59808401377E-01      0.000398093
19      1.89076174839E-03      1.14250259113E-01      1.14265903433E-01      0.000284643
20      3.02368148452E-02      1.38585173912E-01      1.41845920183E-01      0.000353347
21      3.06007527230E-02      1.32629854898E-01      1.36114242185E-01      0.000339069
22      2.98991258651E-02      1.31653411292E-01      1.34992570647E-01      0.000326275
23      4.25569396113E-02      8.21040285115E-02      9.24779141574E-02      0.000230368
24      3.38418340195E-02      1.14770606228E-01      1.19656014407E-01      0.000298071
25      1.05715916672E-02      9.63893934954E-02      9.74142576376E-02      0.000242665
26      2.78632970690E-02      1.05764964626E-01      1.09373630578E-01      0.000272457
27      2.86424737368E-02      1.01631114930E-01      1.05590121645E-01      0.000263032
28      2.83613464576E-02      1.01066895213E-01      1.04970806375E-01      0.000261489
29      3.68882443177E-02      7.68617689228E-02      8.52553464058E-02      0.000212376
30      3.14520782182E-02      9.11674989370E-02      9.64403758115E-02      0.000240239
Derived from table: 1) RMS value = 2.84475125E+02      2) THD = 6.59541446E+00 %
    
```

```

C
C VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 5A ARMONICA
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINHMAX      BUS1  BUS2
C +-----+-----+
1841.026.543.1      BUSIA F5A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are :
-2.314558200836180E+08 -1.0868329048156740E+01 -2.2735311508178710E+01 -2.3597293853759760E+01
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
    
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

cosine and the sine coefficients.		"Fraction of fundamental"		applies to this amplitude.	
Harmonic number	coefficient	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	6.20392630079E-02	0.000000000000E+00	6.20392630079E-02	6.20392630079E-02	0.003223869
1	1.20086176845E+01	-1.50379789578E+01	1.92437175408E+01	1.92437175408E+01	1.000000000
2	2.95523431683E+01	-7.950868600536E-02	3.06032235030E+01	3.06032235030E+01	0.015902957
3	8.83511572476E+01	-5.59134352478E-02	3.87407307628E+01	3.87407307628E+01	0.020131610
4	1.21969201713E+00	4.39066344549E-01	1.29631318422E+00	1.29631318422E+00	0.067362880
5	-3.06789360252E+01	-3.02248319767E+00	3.08274637347E+01	3.08274637347E+01	1.601948319
6	-1.14935189756E+00	-1.95267339251E+00	2.26582063770E+00	2.26582063770E+00	0.011743308
7	8.03635550221E+01	7.17425355947E+00	7.21912350865E+00	7.21912350865E+00	0.037614158
8	2.45485304234E+01	-1.00478166564E-01	1.09788797063E+01	1.09788797063E+01	0.005705172
9	3.75281286084E-02	-1.02082313705E-01	1.08761938233E-01	1.08761938233E-01	0.005651811
10	-4.05741768054E-02	-2.55980096114E-01	2.59175757798E-01	2.59175757798E-01	0.013468061
11	5.9559398904E-01	1.74642323349E+00	1.84519003101E+00	1.84519003101E+00	0.095885250
12	-1.68272439175E-02	-1.11918657740E-01	1.11931307111E-01	1.11931307111E-01	0.005816507
13	3.62006503292E-01	1.21165021735E+00	1.26514704850E+00	1.26514704850E+00	0.065743332
14	5.01964786953E-02	-1.41111820013E-02	5.21422279049E-02	5.21422279049E-02	0.002709569
15	3.19163970450E-02	-5.58106836363E-02	6.42922142121E-02	6.42922142121E-02	0.003340943
16	3.49196284987E-02	-1.93736098522E-01	1.96857959771E-01	1.96857959771E-01	0.010229719
17	-6.61697139062E-02	1.30542937700E+00	1.30710530922E+00	1.30710530922E+00	0.067923692
18	-3.12625342767E-02	-3.88564319497E-02	4.98715200159E-02	4.98715200159E-02	0.005917200
19	5.71942678906E-01	5.36318213195E-01	7.84063552118E-01	7.84063552118E-01	0.040743841
20	7.28895152368E-02	-2.57336427158E-02	7.72987826481E-02	7.72987826481E-02	0.004016829
21	5.76797745929E-02	-4.44800152019E-02	7.28383700406E-02	7.28383700406E-02	0.003785044
22	6.7822831132E-02	-1.69929689793E-01	1.82964372378E-01	1.82964372378E-01	0.009507739
23	-2.76563429086E-01	9.51457257492E-01	9.9083371425293E-01	9.9083371425293E-01	0.051488825
24	-4.1665597277E-02	-8.841963621E-02	6.80771973073E-02	6.80771973073E-02	0.003537630
25	6.34573490118E-01	3.80042358648E-01	7.39672703787E-01	7.39672703787E-01	0.038437072
26	1.00995939221E-01	-3.51148617172E-01	1.06926298227E-01	1.06926298227E-01	0.005556422
27	6.92309768925E-02	-3.48296081306E-02	7.74985791097E-02	7.74985791097E-02	0.004027212
28	7.49389859712E-02	-1.62251021333E-01	1.78721139046E-01	1.78721139046E-01	0.009372739
29	-2.9296367377E-01	6.40029732073E-02	7.52384026308E-01	7.52384026308E-01	0.039097618
30	-7.60739635720E-02	-4.77900602149E-02	8.98395113751E-02	8.98395113751E-02	0.004668508

Derived from table: 1) RMS value = 2.63582754E+01 2) THD = 1.65896779E+02 %

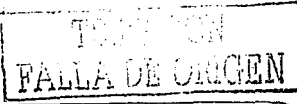
C CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 5A ARMONICA

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	PRINMINMAX	BUS1	BUS2					
C	+-+****/+/+*	-----*						

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are: 1941.026,543.1 BUS1A F5A 3.9970907592773440E+02 3.8806158447265620E+02

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients.

cosine and the sine coefficients.		"Fraction of fundamental"		applies to this amplitude.	
Harmonic number	coefficient	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	-1.59883278034E+02	0.000000000000E+00	1.59883278034E+02	1.59883278034E+02	0.003518398
1	3.94803079324E+02	2.25000003960E+02	4.54206204166E+02	4.54206204166E+02	1.000000000
2	1.05227359324E+02	1.7155451539E+00	2.02963062075E+00	2.02963062075E+00	0.004466414
3	5.09406706949E+01	1.88653265571E+00	1.95409842488E+00	1.95409842488E+00	0.004300198
4	-2.41840508189E+00	6.54004022898E+00	6.97286234891E+00	6.97286234891E+00	0.015344511
5	9.98695871131E+00	-1.48118540562E+02	1.48454846342E+02	1.48454846342E+02	0.326690383
6	7.6337988073E+00	-5.36002784007E+00	9.32729257876E+00	9.32729257876E+00	0.020255681
7	-2.45301436023E-01	2.78615711137E+00	2.46878663751E+00	2.46878663751E+00	0.054328221
8	6.2322597493E-01	-3.04261740458E-01	4.01731691384E-01	4.01731691384E-01	0.000884053
9	2.30604045174E-01	-4.87286780048E-01	5.390597979648E-01	5.390597979648E-01	0.001186341
10	5.72876322238E-01	-4.50754129695E-01	7.28948946098E-01	7.28948946098E-01	0.001604128
11	-3.81458954947E+00	1.03324385858E+00	3.95206942213E+00	3.95206942213E+00	0.008696941
12	1.86416640162E-01	-2.92848303224E-01	4.54206204166E-01	4.54206204166E-01	0.000763934
13	-2.25301476375E-01	4.29706402937E-01	2.93626630121E+00	2.93626630121E+00	0.005047365
14	-1.04227790486E-02	-1.60106946271E-01	1.60444843097E-01	1.60444843097E-01	0.000353078
15	5.4141153811E-02	-1.78997476500E-01	1.87006312949E-01	1.87006312949E-01	0.000411527
16	2.5403789281E-01	-1.65058155428E-01	3.02951226549E-01	3.02951226549E-01	0.000666876
17	-1.86193748839E+00	-2.77997611733E-01	1.88257639449E+00	1.88257639449E+00	0.004142806
18	1.66235441383E-02	-4.2550908004E-01	4.27410954787E+00	4.27410954787E+00	0.000511445
19	-6.98529896472E-01	5.39854638982E-01	8.82829002409E-01	8.82829002409E-01	0.001942757
20	-2.87364772444E-03	-8.45411792071E-02	8.45900043341E-02	8.45900043341E-02	0.000186149
21	1.67126802396E-02	-9.77051218617E-02	9.91241873550E-02	9.91241873550E-02	0.000218133
22	-1.93500201789E-01	-8.31387445804E-01	1.70931213822E-01	1.70931213822E-01	0.000376152
23	1.01244202670E+00	-4.2550908004E-01	1.098822440087E+00	1.098822440087E+00	0.002416717
24	-5.6602526630E-03	-0.02279538938E-01	3.02439935361E-01	3.02439935361E-01	0.000445292
25	3.87945485350E-01	4.64148210958E-01	6.04925831271E-01	6.04925831271E-01	0.001331202
26	-2.11831557461E-03	-3.90880879372E-02	3.90999871646E-02	3.90999871646E-02	0.000086043



Simulación de un caso de distorsión armónica

27	-2.82687274949E-03	-6.51771255934E-02	6.52384005794E-02	0.000143564
28	1.02724302116E-01	-5.85223628657E-02	1.18224993976E-01	0.000260166
29	-5.93485263325E-01	-3.49609981512E-01	6.88804687090E-01	0.001515877
30	3.60519584747E-03	-1.71468167576E-01	1.71506063825E-01	0.000377417

Derived from table: 1) RMS value = 3.38617630E+2 2) THD = 3.32433942E+01 %

El análisis de espectro del voltaje al neutro en el banco de capacitores del filtro de séptima armónica muestra que la tensión tuvo un aumento de poca consideración llegando a 278.05 V (contra 277.68 V en el caso de sintonía a 420 Hz), mientras que el análisis de espectro de la corriente en la fase A del filtro muestra que la corriente eficaz total a través del filtro disminuyó a 135.41 A (contra 154.96 A en el caso de sintonía a 420 Hz). La tensión desarrollada en el reactor es de 19.08 V

Comparando el contenido de la 7ª armónica en el filtro para los casos de sintonía a 420 y 376.38 Hz ($\eta = 6.2731$) se observa una disminución notable en el contenido de 7ª armónica, desde 89.4065 A hasta 40.3899 A. Se mantuvo la componente de 7ª armónica de corriente dentro del valor esperado de 56.91 A. Se presentan a continuación los análisis de espectro generados por el ATP para el voltaje en el banco de capacitores y la corriente de la fase A del filtro de 7ª armónica.

```

C
C VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 7A ARMONICA
C
C      1          2          3          4          5          6          7          8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPHHMHXAX          BUS1 BUS2
C +-----+
C 1841.026.543.1          F7A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are
-2.156046752929680E+02 -2.1235476684570310E+02 -2.1790512084960940E+02 -2.1522445678710940E+02
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
0 7.35820187144E-01 0.000000000000E+00 7.35820187144E-01 0.001874466
1 -1.923207076249E+02 3.42206245842E+02 3.92549129348E+02 1.000000000
2 -5.72216242182E-01 2.04310191021E+00 2.12172025567E+00 0.005404980
3 -2.80525525803E-01 1.436065672322E+00 1.46319974130E+00 0.003727431
4 -4.46511578368E-01 1.20025654689E+00 1.28062602314E+00 0.003262333
5 -1.29389153305E-01 2.55932751939E+00 3.1896052739E+01 0.033598084
6 -3.32194253348E+00 -4.15120516391E+00 5.31674773792E+00 0.013544159
7 -4.20588496185E+00 -1.74977652739E+01 1.79961456399E+01 0.045844314
8 -1.5320628411E-01 -7.53404278298E-01 7.68823888938E-01 0.001958542
9 -2.24490033019E-02 -4.34889731359E-01 4.35566621617E-01 0.001109590
10 -5.62992753045E-03 -2.17073987693E-01 2.171446982221E-01 0.000553171
11 -2.69289008417E-01 -9.31502051908E-01 9.69645627414E-01 0.002470126
12 -1.46696476889E-02 -1.67732591718E-01 1.68372862682E-01 0.000428922
13 -1.13866759426E-01 -4.79304534508E-01 4.92644370416E-01 0.001254988
14 -2.28304747380E-02 -1.37234946772E-01 1.39121030734E-01 0.000354404
15 -1.67953231409E-02 -1.10747725958E-01 1.12014024495E-01 0.000285350
16 -1.56183001220E-02 -7.50311080217E-02 7.66394054627E-02 0.000195235
17 -3.07642394385E-03 -2.80496135904E-01 2.80513006189E-01 0.000714593
18 -5.80235525801E-03 -8.07251551701E-02 8.09433913725E-02 0.000206199
19 -7.41087926179E-02 -1.36937737505E-01 1.55705032341E-01 0.000396651
20 -1.67676108901E-02 -6.87667218599E-02 7.07814509968E-02 0.00180312
21 -1.45950916489E-02 -6.19086841248E-02 6.36058320463E-02 0.000162033
22 -1.47908622469E-02 -4.74012814690E-02 4.96553228860E-02 0.000126495
23 1.04284017640E-01 -1.27814077686E-01 1.28238800751E-01 0.000326282
24 -5.1848858181E-03 -5.17705708137E-02 5.20295593222E-02 0.000133543
25 -4.88409157033E-02 -3.34119591708E-02 8.8494860872E-02 0.000225321
26 -1.50951145584E-02 -4.570201953621E-02 4.81478645630E-02 0.000122654
27 -2.9882679107E-02 -4.34157092672E-02 4.53168722938E-02 0.000115443
28 -1.29559196992E-02 -3.51231828334E-02 3.74365306565E-02 0.000095368
29 3.58607235416E-03 -7.22961205011E-02 7.23850050386E-02 0.000184397
30 -6.19570832977E-03 -3.71659045987E-02 3.76789790670E-02 0.000095985
    
```

Derived from table: 1) RMS value = 2.78058013E+02 2) THD = 5.90115894E+00 %

C
C VOLTAJE VAN EN EL REACTOR DEL FILTRO DE 7A ARMONICA
C



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

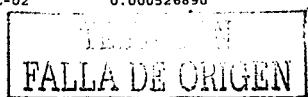
C      2      3      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINMAX      BUS1  BUS2
C *****//+++++ -----*****
1841.026.543.1      BUSIA F7A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are :
4.4609073638916020E+01 3.8922981262207030E+01 4.8205780982971190E+00 7.8234796524047850E+00
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
0 2.65600282295E-02 0.00000000000E+00 2.65600282295E-02 0.002572265
1 6.79270911655E+00 -7.77662604111E+00 1.03255416190E+01 1.000000000
2 1.32419999759E-01 -2.56943336990E-01 2.89058704695E-01 0.027994320
3 1.38418468876E-01 -4.07223953894E-01 4.30105824238E-01 0.041654553
4 2.57789070748E-01 -5.90215086556E-01 6.44055475183E-01 0.062734982
5 8.27917081407E-01 1.85055218502E-01 8.48346702463E+00 0.821600197
6 2.98274064745E+00 3.78191880615E+00 4.81660166786E+00 0.466474481
7 4.68710587468E+00 2.19999827108E+01 2.24937369229E+01 2.178455887
8 2.57352936502E-01 1.03196928886E+00 1.06357470216E+00 0.103004253
9 5.89171339116E-02 6.66575376993E-01 6.69174009368E-01 0.029279884
10 3.10859363830E-02 2.91189413384E-01 2.92844002693E-01 0.028361128
11 8.09264315278E-01 2.62885703736E+00 2.75059958121E+00 0.266387923
12 6.08935710875E-02 3.02374625022E-01 3.08445199115E-01 0.029872060
13 4.75564923571E-01 1.75443833643E+00 1.81775022291E+00 1.760440556
14 0.95800662292E-01 7.87855276268E-01 1.39999271310E-01 0.098764500
15 8.56888132548E-02 2.44013937257E-01 2.58621842912E-01 0.025046806
16 6.60959480663E-02 6.92742251021E-02 1.10505341667E-01 0.010720133
17 -2.22887340222E-02 1.65432205953E+00 1.65447220113E+00 1.602310335
18 1.23072394611E-02 1.97159391391E-01 1.97543144039E-01 0.019131504
19 4.47950846466E-01 7.87855276268E-01 1.01979962720E+00 1.035146433
20 1.19894122615E-01 1.81619335860E-01 2.17623950419E-01 0.021076275
21 1.02875250761E-01 1.50059190942E-01 1.81937016589E-01 0.017620094
22 1.12452962595E-01 9.12557498106E-01 1.12822625901E-01 0.010926558
23 -2.4443515843E-01 1.16137637122E+00 1.18682080327E+00 0.114940295
24 -2.66301496041E-01 1.37697421288E+00 1.39546004213E-01 0.013514643
25 6.9398573267E-01 5.0623025293E-01 5.85890463350E-01 0.057960299
26 1.43953863514E-01 1.16370070936E-01 1.85107288434E-01 0.017927126
27 1.10861866508E-01 1.10217271007E-01 1.56327221791E-01 0.015139857
28 1.16255997610E-01 -2.60609210576E-02 1.19141212797E-01 0.011538495
29 -2.59662599774E-01 8.42161578581E-01 8.81283600758E-01 0.085349867
30 -3.84254529733E-02 8.05454231082E-02 8.92416975927E-02 0.008642810
Derived from table: 1) RMS value = 1.908196866E+01 2) THD = 2.41463414E+02 %

```

```

C      2      3      5      6      7      8
C CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 7A ARMONICA
C
C      2      3      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HPIHMINMAX      BUS1  BUS2
C *****//+++++ -----*****
1941.026.543.1      BUSIA F7A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
by the last two, are :
7.1493522644042970E+01 8.5268569946289060E+01 6.3713085174560550E+01 6.5591728210449220E+01
Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
sum of the squares of the
cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
0 2.34074645014E-01 0.00000000000E+00 2.34074645014E-01 0.001303410
1 1.56659206224E+02 8.77838348060E+01 1.79586307474E+02 0.000000000
2 2.3347571746E+00 5.13565036046E-01 2.38932165483E+00 0.013045877
3 2.43509517698E+00 3.70593878549E-01 2.46318576309E+00 0.013715888
4 2.66058486123E+00 7.97881410158E-01 2.77764766457E+00 0.015466923
5 -5.37710378592E+00 2.95290380310E+01 3.00146189066E+01 0.167132001
6 -1.09127224370E+00 9.08077136345E+00 1.04196757360E+01 0.079052560
7 -5.5204397780E-01 1.34267561309E+01 5.1720892190E+01 0.318069340
8 -2.28818498160E+00 5.24998368851E-01 2.34764004805E+00 0.013072489
9 -1.32309869318E+00 5.24778308030E-02 1.32413998370E+00 0.007737324
10 -5.25629686383E-01 -1.86609458927E-02 5.25960833246E-01 0.002928736
11 -4.22573238759E-01 1.30805190935E+00 4.42355219355E+00 0.024631901
12 -4.54541325268E-01 2.73125284135E-02 4.55361164994E+00 0.002535612
13 -2.903367378E+00 6.21201054304E-02 2.46973692001E+00 0.013073668
14 -4.13966499992E-01 8.43695529315E-02 4.22476608319E-01 0.002352499
15 -2.95229924946E-01 4.886661134140E-02 2.99246730348E-01 0.001666312
16 -8.40239902717E-02 4.35126092280E-02 9.46222917869E-02 0.000526890

```



Simulación de un caso de distorsión armónica

17	-1.72732183691E+00	-5.18835682009E-02	1.72810087463E+00	0.009622676
18	-2.01650250927E-01	-3.23865183881E-02	2.04234449279E-01	0.001137250
19	-7.32383729570E-01	5.64617968465E-01	9.24759091684E-01	0.005149385
20	-1.67214724653E-01	6.52534777685E-02	1.79495906643E-01	0.000999497
21	-1.33198712522E-01	4.74918549335E-02	1.41412069154E-01	0.000787432
22	-1.48417177598E-02	5.18214707923E-02	5.39049294697E-02	0.000300162
23	-8.95254728214E-01	-2.14769704315E-01	9.20655774044E-01	0.005126537
24	-1.08914313349E-01	-5.03814496064E-02	1.20002575459E-01	0.000668217
25	-3.89375746297E-01	4.55086761519E-01	5.98930239939E-01	0.003335055
26	-8.56517761573E-02	6.52908687012E-02	1.07699230706E-01	0.000599707
27	-7.88635905735E-02	4.13615379096E-02	8.90519103467E-02	0.000495872
28	8.45800754585E-03	4.25389156608E-02	4.33716178767E-02	0.000241508
29	-5.13591170578E-01	-1.80479595158E-01	5.44379256368E-01	0.003031296
30	-5.49094289502E-02	-4.93889244051E-02	7.38533089410E-02	0.000411241

Derived from table: 1) RMS value = 1.35416470E+02 2) THD = 3.70364113E+01 %

En la figura 5.9 se muestran las formas de onda del voltaje entre líneas y la corriente en la fase A del tablero 1. Aunque se observa que la corriente de la fase A tiene una mayor distorsión en este caso con respecto al caso donde los filtros se sintonizaron a 300 y 420 Hz, la forma de onda del voltaje no tuvo un aumento apreciable de distorsión.

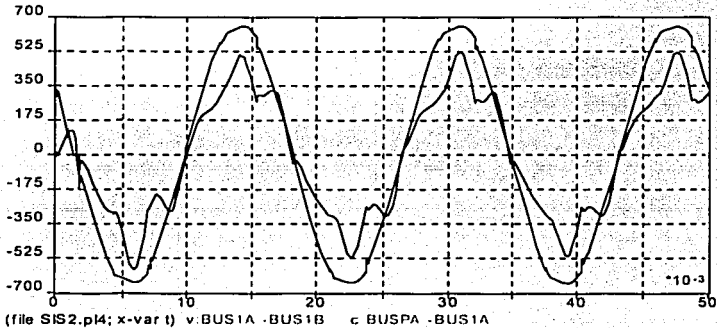
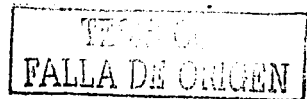


Figura 5.9

El análisis del espectro de la corriente en el PCC, generado por el ATP, muestra que la distorsión armónica disminuyó del 21.67% (caso sin filtrado) hasta el 11.78% (caso con filtrado mediante el método propuesto). La relación de la componente de quinta armónica con la fundamental disminuyó del 18.48% a 9.66%, del mismo modo, la relación entre la componente de séptima armónica con la componente fundamental disminuyó del 10.95% hasta el 6.22%. El filtrado disminuyó efectivamente la distorsión en la corriente hasta alcanzar valores por debajo de los recomendados por el Std. IEEE 519-1992 y la norma CFE L000045. A continuación se muestra el análisis de espectro para la corriente y el voltaje entre líneas en el punto de acoplamiento común.

```

C
C VOLTAJE VAB PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C  HPZHM1NHXAH
C - - - - - / / / + + +
C 1841.026.543.1          VHA  VHB
    
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:
 -1.4519180664062500E+04 -1.3972250975652500E+04 -1.6398482421875000E+04 -1.5925726562500000E+04
 Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients.

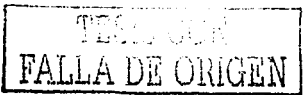
Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	6.11236277201E+01	0.0000000000E+00	6.11236277201E+01	0.001876503
1	-1.4904400181E+04	2.89633781536E+04	3.2573150639E+04	1.000000000
2	-3.7300599678E+01	1.5381090882E+02	1.58269170822E+02	0.004858893
3	-1.26125169418E+01	8.67719581764E+01	8.76837973042E+01	0.002691903
4	-6.53579893134E+00	6.13896675434E+01	6.17366013029E+01	0.001895321
5	2.6991860314E+01	4.98462050147E+01	5.67730913685E+01	0.001742941
6	-1.95213889494E+00	1.59644720070E+01	1.63181273917E+01	0.001110668
7	6.13127876754E+00	5.44447145428E+01	5.47888631108E+01	0.001682025
8	6.35150580093E-01	2.89727103840E+01	2.89796715519E+01	0.000898680
9	6.76110474683E-01	2.56363492007E+01	2.56452632218E+01	0.000787313
10	7.89256132222E-01	2.23183206348E+01	2.23222891648E+01	0.000685604
11	4.89635905735E-01	2.83829791504E+01	2.88002193151E+01	0.000684232
12	1.34758329123E+00	1.88772732991E+01	1.89252759233E+01	0.000581008
13	3.71873543399E+00	2.34561440250E+01	2.37490986302E+01	0.000729100
14	1.81586865768E+00	1.65012402575E+01	1.66008526593E+01	0.000509648
15	1.78091416747E+00	1.51829613557E+01	1.52870523908E+01	0.000469314
16	7.87747363087E+00	1.35239390257E+01	1.36415891326E+01	0.000418798
17	1.91390272001E+00	1.99302669027E+01	2.00219520136E+01	0.000614676
18	1.60283931292E+00	1.26442863222E+01	1.27454725476E+01	0.000391288
19	4.85247159773E+00	1.46560808606E+01	1.54384969086E+01	0.000473964
20	2.18714434867E+00	1.13726639023E+01	1.15810687711E+01	0.000335540
21	2.14105777947E+00	1.07250002290E+01	1.09366246255E+01	0.000312556
22	2.17670546762E+00	9.58911828899E+00	9.83306406837E+00	0.000301876
23	3.65326208522E-01	1.48294028987E+01	1.48439197796E+01	0.000455710
24)	1.57117700115E+00	9.43589287944E+00	9.56580742025E+00	0.000293671
25	5.27174075111E+00	1.08475604649E+01	1.20607138506E+01	0.000370265
26	2.4422513145E+00	8.5855470610E+00	8.9261639740E+00	0.000274035
27	2.29466426186E+00	8.26084961216E+00	8.57362495923E+00	0.000263211
28	2.30796106168E+00	7.29483725585E+00	7.65123093702E+00	0.000234894
29	5.09356223618E-01	1.14803124473E+01	1.14916064004E+01	0.000352794
30	1.54932848094E+00	7.36746709352E+00	7.52861141864E+00	0.000231129

Derived from table: 1 RMS value, 2.3033310E+04 2) THD = 90.47340E-01
 Summary statistics RMS and THD of the preceding line now will be explained briefly this one time only (the present explanation will not be repeated). RMS and THD are acronyms for the Root Mean Square (or effective) value and the Total Harmonic Distortion, respectively. Each of these two statistics is produced by taking the square root of the sum of the squares of printed entries only. For THD, the column labeled "Fraction of fundamental" is used, but the first two rows are ignored, and the result is multiplied by 100 to convert per unit to percent. For every entry of the "Complex amplitude" column is used, and the result is divided by the square root of 2.

```
C
C CORRIENTE FASE "A" ALIMENTADOR LADO PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HP1R1M1HMAX      RUS1  RUS2
C +---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+---+
C 1941.026.543.1      V23A  V4A
Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are:
```

-5.7378055572509770E+00 -7.6266727447509770E+00 -8.744589805603270E+00 -8.2221279144287110E+00
 Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	4.70659619770E-02	0.0000000000E+00	4.70659619770E-02	0.003424744
1	9.76731920594E-00	9.66784040355E-00	1.37429131715E+01	1.000000000
2	-2.4090084678E-02	5.654800779775E-02	6.14655019173E-02	0.004472529
3	-5.10048488402E-03	2.53311183790E-02	2.58395143992E-02	0.001880206
4	-1.69805551724E-03	6.98360198668E-02	6.98566608393E-02	0.005083104
5	7.34616114692E-01	1.10646451058E+00	1.32812821261E+00	0.096640952
6	-1.32990936731E-01	1.56977393756E-01	2.05738891323E-01	0.014970544
7	8.2585153015E-01	2.23307099138E-01	8.55531862822E-01	0.062526800
8	-1.13722640961E-03	1.22172774587E-02	1.22700917849E-02	0.000892830
9	-2.91372886419E-03	2.14752990831E-02	2.16720623523E-02	0.001576963
10	-1.85323690455E-02	2.76596084336E-02	3.32941832928E-02	0.002422644
11	1.09134893673E-01	-1.586660315144E-01	1.92570819748E-01	0.014012373
12	-1.26770330815E-02	8.50487696788E-03	1.52665509847E-02	0.001108002
13	-2.26236682E-01	8.8523493101E-02	2.5822391012E-01	0.001616040
14	2.32973199923E-01	8.69769546545E-03	8.70081507234E-01	0.000633113



Simulación de un caso de distorsión armónica

15	-2.06835479273E-03	9.31509011799E-03	9.54195972822E-03	0.000694319
16	-1.31282252531E-02	1.26433065219E-02	1.82264505075E-02	0.001326244
17	8.54344343120E-02	-4.54619032490E-02	9.6772039958E-02	0.007041972
18	-4.94856443833E-03	7.05647498556E-03	8.61870809473E-03	0.000627138
19	5.17068757329E-02	-1.34614182915E-02	5.34304293495E-02	0.003887853
20	-9.08033577702E-04	4.06342496972E-03	4.16364593389E-03	0.000302967
21	-8.00914155316E-04	4.71431984395E-03	4.78186941219E-03	0.000347952
22	-9.52852348182E-03	6.15635287685E-03	1.1344311342E-02	0.000825466
23	5.59698494810E-02	-1.04092501156E-02	5.69295752566E-02	0.004142468
24	-3.33368995660E-03	6.29399541920E-03	7.12234701903E-03	0.000518256
25	3.36513937370E-02	-1.78896548800E-02	3.81111014294E-02	0.002773146
26	-6.50533301978E-04	1.28583719603E-03	1.44103118345E-03	0.000104856
27	4.20150465974E-04	2.84731177561E-03	2.87814363116E-03	0.000209427
28	-7.05738640491E-03	3.77503798952E-03	8.00360010811E-03	0.000582380
29	3.55850411435E-02	-1.17936772779E-03	3.56204579219E-02	0.002590759
30	-2.77463089157E-03	4.65602344350E-03	5.42006742494E-03	0.000394390

Derived from table: 1) RMS value = 9.78502900E+00 2) THD = 1.17813611E+01 %

En la figura 5.10 se muestra la forma de onda de la corriente en el punto de acoplamiento común donde se puede apreciar la disminución en la distorsión de la corriente con respecto al caso sin filtrado armónico.

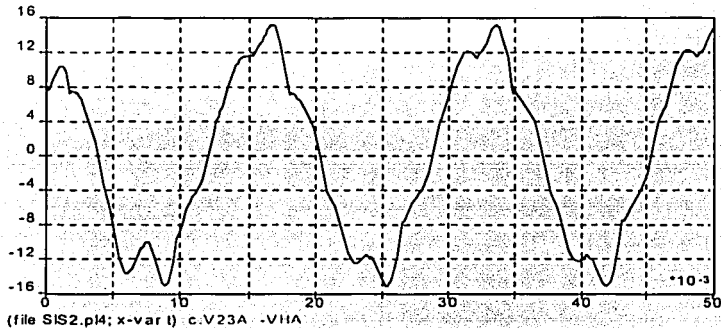


Figura 5.10

La tabla 5.6 muestra un resumen de los resultados principales obtenidos en las simulaciones con los filtros sintonizados a 300 y 420 Hz, así como con frecuencias de sintonía de 276.504 y 376.386 Hz, así como los valores límites de distorsión recomendados por el Std. IEEE 519 - 1992 y CFE L000045.

El valor de la tensión eficaz en los reactores del filtro de 5ª armónica se mantuvo prácticamente sin cambio entre las simulaciones con el filtro sintonizado a 300 Hz y 276.504 Hz. Al mover la sintonía del filtro hacia abajo de la armónica que se desea filtrar, el resto de las componentes armónicas se ubican en la zona de operación de tipo inductivo del filtro y por lo tanto prácticamente no contribuyen a crear caída de tensión.

El caso del filtro de 7ª armónica es diferente debido a que la quinta armónica se ubica en la zona de operación capacitiva del filtro y la cantidad de 5ª armónica de corriente que puede circular en el filtro puede ser considerable ya que el filtro presenta una baja impedancia. Al sintonizar el filtro a 376.386 Hz la reactancia necesaria del reactor es de 0.05589 Ω , mientras que si el filtro se sintonizara a

Simulación de un caso de distorsión armónica

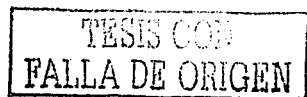
420 Hz la reactancia sería de 0.04488 Ω . La sintonía del filtro hacia abajo aumenta el valor de la reactancia del reactor y por lo tanto la componente de 5ª armónica de corriente en el filtro de séptima disminuye considerablemente, y la consecuencia es que se tiene una menor caída de tensión a través del reactor.

Valores en el punto de acoplamiento común			
Parámetro eléctrico	IEEE Std. 519 - 1992 CFE L000045	Valor sin filtrado	Valor con filtrado
THD _v	5.0%	1.28%	0.69%
THD _i	15.0%	21.67%	11.78%
$(I_5/I_1) \times 100$	12.0%	18.48%	9.66%
$(I_7/I_1) \times 100$	12.0%	10.95%	6.22%
Valores en el tablero 1 (lado de baja tensión)			
Parámetro eléctrico	Valor sin filtrado		Valor con filtrado
Voltaje entre líneas	458.22 V		468.97 V
THD _v	4.21%		1.97%
V ₅	14.3677 V		5.3514 V
V ₇	10.7838 V		5.6186 V
Corriente de línea	437.31 A		304.45 A
THD _i	28.96%		18.99%
I ₅	106.3738 A		48.8459 A
I ₇	56.918 A		52.5716 A
Valores en el filtro de 5ª armónica			
Parámetro eléctrico	Filtro sintonizado con n = 5	Filtro sintonizado con n = 4.6084	
I _{rms}	346.694 A	338.617 A	
I ₅	134.126 A	104.973 A	
V _{rms} en capacitores	282.871 V	284.475 V	
V _{rms} en reactores	26.53	26.35 V	
Valores en el filtro de 7ª armónica			
Parámetro eléctrico	Filtro sintonizado con n = 7	Filtro sintonizado con n = 6.2731	
I _{rms}	154.968 A	135.416 A	
I ₇	89.407 A	40.390 A	
V _{rms} en capacitores	277.686 V	278.058 V	
V _{rms} en reactores	29.07 V	19.08 V	

Tabla 5.6 Resultados obtenidos en las simulaciones

5.4.5 Quinto caso. Simulación al agregar otros dispositivos no lineales en el sistema eléctrico

En esta parte se procedió a agregar un rectificador de 56 KVA en el tablero 3, tal y como se muestra en la figura 5.1. Esto se hizo con el objetivo de observar el comportamiento de los filtros cuando se agregan dispositivos no lineales en otras partes del sistema.



Simulación de un caso de distorsión armónica

Un filtro constituye una trayectoria de baja impedancia para las componentes armónicas que se desean filtrar, por ese motivo existe la posibilidad de que un filtro pueda absorber armónicas del mismo orden de otras partes del sistema eléctrico, corriendo el riesgo de sobrecargarse y dañarse.

Esto requirió agregar un rectificador adicional. Los cambios al código para llevar a cabo esta simulación se muestran a continuación.

C QUINTO RECTIFICADOR - R5 (CONECTADO EN EL TABLERO 3 O BUS 3)

C RESISTENCIAS EN SERIE PARA GRAFICAR LA CORRIENTE DE LINEA DEL RECTIFICADOR

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	////////	*****	*****	*****	*****	*****
C	BUS3A	VAR5	BUS3A	VAR1				1
C	BUS3B	VBR5	BUS3A	VAR5				
C	BUS3C	VCR5	BUS3A	VAR5				

C SNUBBERS DEL RECTIFICADOR

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	////////	*****	*****	*****	*****	*****
C	diodos D1, D2 Y D3							
C	POSPR5VAR5	POSPR1VAR1						
C	POSPR5VBR5	POSPR5VAR5						
C	POSPR5VCR5	POSPR5VAR5						
C	diodos D4, D5 Y D6							
C	VAR5	NEGR5	POSPR5VAR5					
C	VBR5	NEGR5	POSPR5VAR5					
C	VCR5	NEGR5	POSPR5VAR5					

C LADO DE DIRECTA DEL RECTIFICADOR

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]	[OHM]		
C	*****	*****	////////	*****	*****	*****	*****	*****
C	POSPR5POSR5	POSPR1POSR1						
C	POSR5	NEGR5			400.0			
C	POSR5	NEGR5		10.0				

C TABLERO BUS3 - CARGA AGREGADA RECTIFICADOR R5

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	NOMBR.	NODO	REFERENCIAS	RES	IND	CAP		
C	NOD-I	NOD-F	BRANCH	[OHM]	[MH]	[UF]		
C				[OHM]	[OHM]			
C	*****	*****	////////	*****	*****	*****	*****	*****
C	BUSPA	BUS3A		0.01				1
C	BUSPB	BUS3B	BUSPA	BUS3A				
C	BUSPC	BUS3C	BUSPA	BUS3A				
C	BUS3A	BUS3B		1.0E12				2

C DIODOS DEL QUINTO RECTIFICADOR - R5



Simulación de un caso de distorsión armónica

```

C-----
C
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMB.R. NODO          SIN          SAME          PO
C NOD-I NOD-F      Vig      Ihold      tDETON  DEFINIR  CLOSED  GRID      DO
C ++++++-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+
C 11VAR5  POSPR5          13
C 11VBR5  POSPR5          13
C 11VCR5  POSPR5          13
C 11NEGR5  VAR5          13
C 11NEGR5  VBR5          13
C 11NEGR5  VCR5          13
C
C BLANK CARD ENDING SWITCHES
    
```

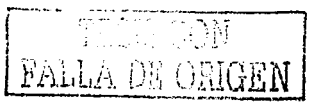
```

C CONDICIONES INICIALES DEL QUINTO RECTIFICADOR - R5
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C NOMBRE Re(E(0))      Im(E(0))      FRECUENCIA [HZ]
C NODO      e(0)
C +-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+
C 2POSRS          324.1
C 2NEGR5         -324.1
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C 1ER. 2DO.      i(0)      e(0)
C NODO NODO      k,m      CAP
C +-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+
C 3POSRS NEGR5          648.3
C
    
```

Los análisis de espectro obtenidos por el ATP para los voltajes al neutro en los bancos de capacitores y para las corrientes a través de los filtros de 5ª y 7ª armónica se muestran a continuación.

```

C
C VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 5A ARMONICA
C
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C HP1HP1HP1HP1MAX      BUS1  BUS2
C +-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+
C 1841.0265543.1          F5A
C
C Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed
C by the last two, are :
C -1.6270046997070310E+02 -1.5666618347167970E+02 -1.8488613891601560E+02 -1.7811734008789060E+02
C Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the
C sum of the squares of the cosine and sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
C cosine and the sine coefficients. "Fraction of fundamental" applies to this amplitude.
C Harmonic      Cosine      Sine      Complex      Fraction of
C number      coefficient      coefficient      amplitude      fundamental
C 0      6.65840504624E-01      0.000000000000E+00      6.65840504624E-01      0.001663037
C 1      -1.97784656981E-02      3.48112691420E-02      4.00376343538E-02      1.000000000
C 2      -8.13414939880E-01      1.84938162100E+00      2.02036042441E+00      0.005046153
C 3      -6.19887348594E-01      1.05461180594E+00      1.22330142900E+00      0.003055379
C 4      -1.70141548841E+00      3.51729362442E-02      1.70177901022E+00      0.004250448
C 5      3.18193121018E+01      4.22810602556E+00      3.20989953612E+01      0.080172058
C 6      9.5503378134E-01      1.75904082498E+00      2.00157788425E+00      0.00499241
C 7      -6.72852235615E-02      -3.31068121191E+00      3.31136488298E+00      0.008270631
C 8      8.68668300198E-02      3.84576804041E-01      3.94265347658E-01      0.000984737
C 9      9.76009766829E-02      3.40980084704E-01      3.54673608849E-01      0.000885851
C 10      7.90418027539E-02      3.42828571530E-01      3.51822449596E-01      0.000878729
C 11      2.96126765224E-02      -8.31445142147E-02      8.82605282944E-02      0.00220444
C 12      5.87260133709E-02      2.55768481713E-01      2.62423819202E-01      0.000654443
C 13      4.52429205566E-02      1.32663087750E-02      4.71478187088E-02      0.000117759
C 14      4.57190312490E-02      1.99137283099E-01      2.04318103306E-01      0.000510315
C 15      4.38427345949E-02      1.92073279536E-01      1.97013527679E-01      0.000492071
C 16      3.86322824577E-02      1.91994810561E-01      1.95842948635E-01      0.000489147
C 17      8.29805291119E-02      6.56946504161E-02      1.05837400313E-01      0.000254345
C 18      30125852234E-02      1.59356520330E-01      1.6059331936E-01      0.000412260
C 19      1.94596526441E-02      9.88388054398E-02      1.00736227554E-01      0.000251604
C 20      3.48738649942E-02      1.38835021656E-01      1.43147999280E-01      0.000357534
    
```



Simulación de un caso de distorsión armónica

21	3.39612944114E-02	1.34413647210E-01	1.38637650278E-01	0.000346268
22	3.07495984513E-02	1.33644946913E-01	1.37136828170E-01	0.000342520
23	6.68424402968E-02	8.6930076246E-02	1.09718422272E-01	0.000274038
24	3.73281721138E-02	1.1764998791E-01	1.23297890894E-01	0.000302884
25	2.00932056738E-02	8.84353071501E-02	9.06892522021E-02	0.000226510
26	3.09309773671E-02	1.05676164981E-01	1.10109841549E-01	0.000275016
27	3.08511012007E-02	1.02731924613E-01	1.07264340673E-01	0.000267909
28	2.85693932396E-02	1.02077068500E-01	1.05999708249E-01	0.000264750
29	5.1927154316E-02	1.3623937070E-02	9.8532717006E-02	0.000346152
30	3.39437132853E-02	9.36811799932E-02	9.96410515626E-02	0.000248868

Derived from table: 1) RMS Value = 2.84039341E+02 2) THD = 8.11098642E+00 %

C CORRIENTE FASE "A" EN EL FILTRO DE 5A ARMONICA

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHMHMMAX	BUS1	BUS2					
C	++++//+/++++	-----*****						

1941.026.543.1 BUSIA FSA
 Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are :
 3.6821627807617190E+02 3.5802316284179690E+02 4.1483987426757810E+02 3.9979882812500000E+02

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	-1.63770523236E+00	0.00000000000E+00	1.63770523236E+00	0.003614037
1	3.9318326110E+02	2.25284035946E+02	4.53151159845E+02	1.000000000
2	9.37415343591E-01	1.91482547010E-01	2.13206115491E-01	0.004704967
3	3.28675754362E-01	2.21144676635E+00	2.23573803293E+00	0.004933759
4	-3.11511129526E+00	7.87834205662E+00	8.47184702075E+00	0.018695411
5	2.08183912666E+01	-1.81166755608E+02	1.82358983197E+02	0.402441778
6	8.75718579753E+00	-6.34667310470E+00	1.08152005349E+01	0.023866651
7	-2.97065813628E+01	7.54451809094E-01	2.97161601455E+01	0.065576705
8	2.35091843638E-01	-5.44514184544E-01	5.93096848849E-01	0.001308828
9	2.27969073841E-01	-7.32172589084E-01	7.58253804027E-01	0.001673291
10	6.40575748954E-01	-5.91966527959E-01	8.72236912971E-01	0.001924826
11	-4.32075366776E+00	-3.01295510599E-02	4.32085871642E+00	0.009535138
12	2.0562036999E-01	1.32485934179E-01	4.82325210172E-01	0.001098249
13	-3.07801577795E+00	-2.6825955358E-01	3.08668353045E+00	0.006819218
14	-8.16815897282E-02	-2.96757243631E-01	3.07793345865E-01	0.000679229
15	2.79437293202E-02	-2.85954540669E-01	2.87316639507E-01	0.000634041
16	2.50013000856E-01	-2.09643131966E-01	3.26277096006E-01	0.000720018
17	-1.99245903160E+00	-1.08909556330E+00	2.27066844002E+00	0.005010841
18	2.32260449749E-02	3.26995857454E-01	3.27819675977E-01	0.000723422
19	-1.11338650662E+00	1.69651400277E-01	1.12623759071E+00	0.002485346
20	7.48508444500E-02	-1.76543011894E-01	1.91755271019E-01	0.000423160
21	-1.78288578639E-02	-1.63495516054E-01	1.64464743767E-01	0.000362936
22	1.22256119484E-01	-8.98507539299E-02	1.51722499100E-01	0.000334817
23	-9.61762736748E-01	-1.05732620373E+00	1.42930971552E+00	0.003154157
24	-3.1180883000E-03	-2.8128355824E-01	2.81303125626E-01	0.000000771
25	-7.09517411486E-01	2.06635936534E-01	7.38994483588E-01	0.001630791
26	-8.16218380854E-02	-1.12318924910E-01	1.38844032444E-01	0.000360397
27	-4.59461517733E-02	-1.14280810525E-01	1.23178000735E-01	0.000271825
28	5.79284508302E-02	-4.42156727276E-02	7.28747633296E-02	0.000160818
29	-4.37368048009E-01	-8.37259404151E-01	9.44613211457E-01	0.002094543
30	1.40980037693E-02	-2.36253038035E-01	2.36673301602E-01	0.000552283

Derived from table: 1) RMS value = 3.46213934E+02 2) THD = 4.09156891E+01 %

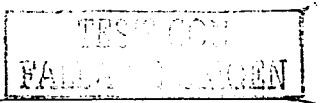
C C VOLTAJE VAN EN EL BANCO DE CAPACITORES DEL FILTRO DE 7A ARMONICA

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	HPHMHMMAX	BUS1	BUS2					
C	++++//+/++++	-----*****						

1841.026.543.3 F7A
 Begin the Fourier series computation using 332 equidistant points. The first two points, followed by the last two, are :
 -2.1857666015625000E+02 -2.1621551513671880E+02 -2.1760209655761720E+02 -2.1556938171386720E+02

Coefficients of the resultant Fourier series follow. "Complex amplitude" is the square root of the sum of the squares of the cosine and the sine coefficients.

Harmonic number	Cosine coefficient	Sine coefficient	Complex amplitude	Fraction of fundamental
0	7.23854584866E-01	0.00000000000E+00	7.23854584866E-01	0.001848892
1	-1.92519780893E+02	3.40901816705E+02	3.915072334503E+02	1.000000000



Simulación de un caso de distorsión armónica

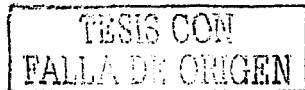
La tabla 5.7 muestra una comparación entre los resultados obtenidos en los filtros para los casos de cuatro y cinco rectificadores en el sistema eléctrico.

Los voltajes en los bancos de capacitores de los filtros no tuvieron grandes variaciones entre ambos casos, ya que el aumento de la tensión al neutro en ambos filtros estuvo alrededor del 0.1%. La corriente eficaz en el filtro de 5ª armónica aumentó un 2.24%, mientras que la corriente eficaz en el filtro de 7ª armónica aumentó un 2.45%. En donde sí se observaron cambios significativos fue en la corriente de las componentes armónicas de los filtros. Para el filtro de 5ª armónica la magnitud de esta componente tuvo un incremento del 22.8%, mientras que en el filtro de 7ª armónica el incremento de la corriente fue de 19.7%.

Valores en el filtro de 5ª armónica		
Parámetro eléctrico	Sistema con 4 rectificadores	Sistema con 5 rectificadores
I_{rms}	338.617 A	346.213 A
I_5	104.973 A	128.947 A
V_{rms} en capacitores	284.475 V	284.039 V
Valores en el filtro de 7ª armónica		
Parámetro eléctrico	Sistema con 4 rectificadores	Sistema con 5 rectificadores
I_{rms}	135.416 A	138.740 A
I_7	40.390 A	48.366 A
V_{rms} en capacitores	278.058 V	277.535 V

Tabla 5.7 Parámetros eléctricos en los filtros en sistema con cuatro y cinco rectificadores

El incremento en las corrientes armónicas en los filtros fue considerable. Una forma de disminuir este aumento en las componentes armónicas que se desean filtrar es asignando un valor menor a la constante "a" de proporcionalidad, sin embargo, valores muy bajos para esta constante pueden provocar que el filtro no absorba una cantidad suficiente de corriente armónica en el tablero 1, de forma que la distorsión en el PCC, a pesar de los filtros, no disminuya por debajo del valor máximo permitido por Std. IEEE 519 - 1992 y CFE L000045.



Conclusiones

El conocimiento de las propiedades de simetría de la serie de Fourier, especialmente de la simetría de media onda, permite determinar rápidamente el tipo de componentes armónicas que se encuentran presentes en una forma de onda. Esto es particularmente útil para el diagnóstico de convertidores electrónicos de potencia, donde una falla en uno de los dispositivos semiconductores propicia que la corriente pierda simetría de media onda, generando componentes armónicas pares y una componente de corriente directa, además de las componentes impares características.

El análisis de las componentes armónicas del voltaje y la corriente mediante la teoría de circuitos permitió conocer su comportamiento en el sistema eléctrico, como la secuencia de fases, la suma de corrientes en el conductor neutro y la ausencia de terceras armónicas en las tensiones entre fases. La determinación del valor eficaz de un voltaje o corriente con distorsión establece las bases para el cálculo de las figuras de mérito básicas, como la distorsión armónica total de la corriente y del voltaje, que permiten evaluar el grado de distorsión armónica que contiene un voltaje o una corriente.

El estudio de los dispositivos no lineales como los transformadores permitió conocer sus componentes armónicas características en su corriente de excitación, en función de la configuración y del tipo de conexión de los devanados, así como las configuraciones que generan distorsión armónica en el voltaje y bajo qué condiciones.

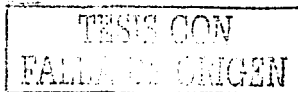
El análisis de los convertidores electrónicos de potencia permitió conocer las formas de onda de la corriente de los dispositivos estudiados y sus componentes armónicas características; esto constituye una herramienta muy valiosa para los estudios de distorsión armónica, ya que en base al espectro se puede determinar el tipo de convertidor de potencia y si existe alguna anomalía en su operación. Este conocimiento también se puede utilizar en forma inversa; sabiendo el tipo de dispositivos presentes en una instalación se puede conocer de antemano el contenido armónico.

Los dispositivos a base de arco eléctrico tienen un espectro que cambia en función del tiempo, debido al comportamiento irregular del arco, su análisis permitió conocer sus principios básicos de funcionamiento, saber porqué su espectro es variable y conocer la forma de onda que puede adoptar de su corriente.

Las componentes armónicas del voltaje y la corriente generan una serie de efectos no deseados en los componentes del sistema eléctrico. El uso de las figuras de mérito permite evaluar el grado de afectación que pueden provocar las armónicas en el equipo que forma parte del sistema eléctrico, del mismo modo, el conocimiento de los efectos de las armónicas permite diagnosticar las causas de la operación incorrecta o anormal de ciertos equipos.

Una de las figuras de mérito que recibe mayor atención es la denominada factor K, ya que no sólo proporciona el valor de cuánto aumentan las pérdidas en los conductores de los devanados de un transformador bajo condiciones de distorsión armónica en la corriente, también informa de la capacidad del medio de mitigación correspondiente (transformador con factor K).

De los equipos analizados los que resultan afectados en mayor medida son los bancos de capacitores, ya que constituyen una ruta de baja impedancia para las componentes armónicas de la



corriente. Si se instalan en sistemas en donde existe distorsión armónica pueden provocar problemas de resonancia en paralelo con la reactancia de un transformador, bajo un esquema de compensación centralizada, dando origen a tensiones con una alta distorsión y amplificación de componentes armónicas de la corriente. También pueden provocar resonancia en serie cuando por algún motivo se desconecta la carga del transformador y en su secundario únicamente queda conectado el banco de capacitores, dando lugar a corrientes de magnitudes sumamente elevadas generadas por la distorsión presente en el lado primario del transformador.

Los transformadores en conexión delta - estrella con factor K ciertamente ofrecen una solución al problema de las armónicas triples, especialmente la tercera, sin embargo, debe tomarse en cuenta que el transformador constituye una buena alternativa en la medida que las armónicas triples se encuentren balanceadas entre las tres fases, de otro modo habrá un cierto contenido de tercera armónica en el alimentador del lado primario.

Uno de los dispositivos de mitigación más económico es el filtro pasivo sintonizado. Aunque existen otros medios de mitigación de armónicas como los transformadores con factor K en conexión delta - estrella, los filtros pasivos tienen la ventaja de compensar potencia reactiva en forma simultánea al filtrado armónico, liberando potencia en el sistema eléctrico, reduciendo las pérdidas en conductores y mejorando el nivel de tensión. El transformador con factor K únicamente es útil para mitigar armónicas de secuencia cero.

No es recomendable la sintonización de un filtro exactamente a la frecuencia de la componente armónica que se desea filtrar ya que se pueden producir corrientes sumamente elevadas en el filtro que pueden ocasionar potenciales peligrosos para los componentes que lo integran. La sintonía del filtro por debajo de la frecuencia de la armónica de interés limita la magnitud de tal componente armónica dentro del filtro de forma que el potencial desarrollado en los elementos del filtro no se eleve en forma desmesurada.

La instalación de un banco de capacitores debe ir acompañada de un estudio de calidad de la energía si se sospecha la existencia de componentes armónicas en la corriente, ya que el banco puede generar una serie de efectos que pueden dañar al mismo banco y a otros equipos que forman parte del sistema eléctrico.

El filtro pasivo sintonizado, además de mitigar la armónica de interés en el sistema eléctrico, proporciona compensación de potencia reactiva porque tiene un comportamiento de tipo capacitivo a frecuencia fundamental. La impedancia relativamente baja del filtro a frecuencias cercanas a la de sintonía puede hacer que absorba ciertas cantidades de otras armónicas, por ejemplo un filtro de séptima armónica puede absorber quinta y novena.

El grado de corrientes armónicas de un orden distinto al de sintonía que un filtro puede absorber depende del factor de calidad Q del reactor. Un factor de calidad bajo motiva que el ancho de banda del filtro sea grande y que puedan circular cantidades considerables de corriente armónica a través de él. Por otra parte, si el factor de calidad es alto, el ancho de banda del filtro es pequeño y las corrientes armónicas de frecuencias cercanas que circulan a través de él son de magnitudes pequeñas, ya que el filtro se les presenta como una impedancia de valor elevado.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Referencias bibliográficas

- [1] Johnson, David E., Hilburn, John L., Johnson, Johnny R. y Scott, Peter D. *Análisis básico de circuitos eléctricos*. Quinta edición. Prentice-Hall Hispanoamericana. México, 1995.
- [2] Hayt Jr, William H., Kemmerly, Jack E. *Análisis de circuitos en Ingeniería*. Tercera edición en español. McGraw-Hill. México, 1993.
- [3] IEEE Course Text 84 EHO221-2-PWR. *IEEE Tutorial course. Power system harmonics*. IEEE Power Engineering Education Committee & IEEE Transmission and Distribution Committee General Systems Subcommittee of the IEEE Power Engineering Society. United States, 1984.
- [4] Scott, Donald E. *Introducción al análisis de circuitos. Un enfoque sistémico*. Primera edición en español. McGraw-Hill. España, 1987.
- [5] Gourishankar, Vembu. *Conversión de energía electromecánica*. Primera edición en español. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. México, 1975.
- [6] Quintana Castañeda, Jorge. *Armónicas en sistemas eléctricos de distribución. Causas, efectos y medios de atenuación*. Tesis para obtener el título de Ingeniero Mecánico Electricista. Facultad de Ingeniería, U.N.A.M. México, 1996.
- [7] Waller, Mark. *Harmonics. A field handbook for the professional and the novice*. First edition. Prompt Publications. United States, 1994.
- [8] Ras, Enrique. *Transformadores de potencia, de medida y de protección*. Séptima edición. Boixareu Editores, Alfaomega Marcombo. México, 1991.
- [9] Ras, Enrique. *Teoría de circuitos. Fundamentos*. Cuarta edición. Boixareu Editores, Alfaomega Marcombo. México, 1995
- [10] IEEE Std. 1100-1999. *IEEE Recommended practice for powering and grounding electronic equipment*. IEEE Emerald Book. Power Systems Engineering Committee of the Industrial and Commercial Power Systems Department of the IEEE Industry Applications Society. United States, 1984.
- [11] *Power harmonics tester. 39/41B*. Users Manual. Fluke Corporation. United States, 1995, 1996.
- [12] IEEE Std 519-1992. *IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*. Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society & Static Power Converter Committee of the IEEE Industry Applications Society. United States, 1992.
- [13] Wakileh, George J. *Power systems harmonics. Fundamentals, analysis and filter design*. First Edition. Springer-Verlag. Germany, 2001.
- [14] Paice, Derek A. *Power electronic converter harmonics. Multipulse methods for clean power*. First Edition. IEEE Press Marketing. United States, 1996.
- [15] Llamas Terrés, Armando. *Armónicos en sistemas eléctricos industriales. Curso tutorial*. Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey. Monterrey, Nuevo León, México, 1996.
- [16] Chapman, Stephen J. *Máquinas eléctricas*. Segunda edición. McGraw-Hill. México, 1997.
- [17] Sandoval Rodríguez, Gonzalo. *Diseño y construcción de un transformador de potencia*. Tesis para obtener el título de Ingeniero Mecánico Electricista. Facultad de Ingeniería, U.N.A.M. México, 1998.
- [18] McPherson, George. *Introducción a máquinas eléctricas y transformadores*. Primera edición. Limusa. México, 1987.
- [19] Espinoza y Lara, Roberto. *Sistemas de distribución*. Primera edición. Limusa-Noriega. México, 1990.



- [20] Rashid, Muhammad H. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Segunda edición. Prentice-Hall. México, 1995.
- [21] Arrillaga, J., Smith, Bruce C., Watson, Neville C., Wood, Alan R. *Power system harmonic analysis*. First Edition. John Wiley & Sons Ltd. West Sussex, England, 1997.
- [22] David Irwin, J. *Análisis básico de circuitos en Ingeniería*. Primera edición en español. Prentice-Hall Hispanoamericana. México, 1997.
- [23] Conelec. *Manual eléctrico*. Tercera edición. México, 1981.
- [24] IEEE Std 1159-1995. *IEEE Recommended practice for monitoring electric power quality*. IEEE Standards Coordinating Committee 22 on Power Quality. United States, 1995.
- [25] Rodríguez Benito, Francisco y Fayos Álvarez, Antonio. *El transporte de la energía eléctrica en alta tensión*. Universidad Politécnica de Valencia. España, 1998.
- [26] NOM-001-SEDE-1999. *Norma Oficial Mexicana. Instalaciones eléctricas (utilización)*. Instituto Politécnico Nacional. México, 1999.
- [27] Pohlmann, Ken C. *Principios de audio digital*. Cuarta Edición. McGraw-Hill Profesional (Serie de Audio - Video). Madrid, España, 2002.
- [28] Cogdell, J. R. *Fundamentos de máquinas eléctricas*. Primera edición en español. Prentice-Hall. México, 2002.
- [29] G. de Abreu, José Policarpo y Eigeles Emanuel, Alexander. *Induction motor thermal aging caused by voltage distortion and imbalance: Loss of useful life and its estimated cost*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 18, No. 1. January/February 2002.
- [30] Enriquez Harper, Gilberto. *El ABC de las instalaciones eléctricas industriales*. Limusa - Noriega Editores. México, 1994.
- [31] Square D. Groupe Schneider. *EPS 2000. Three phase on-line UPS*. EPE Technologies. Costa Mesa, California, 1993.
- [32] Square D. Groupe Schneider. *EPS 3000. Three phase UPS*. EPE Technologies. Costa Mesa, California, 1994.
- [33] Square D. Groupe Schneider. *EPS 6000*. EPE Technologies. Costa Mesa, California, 1993.
- [34] Wolf, Stanley y F. M. Smitch, Richard. *Guía para mediciones electrónicas y prácticas de laboratorio*. Primera edición en español. Prentice-Hall. México, 1992.
- [35] IEEE Std 18-1992. *IEEE Standard for shunt power capacitors*. Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society. United States, 1992.
- [36] IEC 831-1. *Shunt power capacitors of the self-healing type for a.c. systems having a rated voltage up to and including 660 V*. IEC Technical Committee. EEC, 1988.
- [37] *Power Platform 4300. TASKCard PQLite*. User's Guide. Dranetz - BMI. Edison, New Jersey. Revision B, May 1, 2002.
- [38] Boylestad, Robert L. *Análisis introductorio de circuitos*. Octava edición. Pearson Educación. México, 1998.
- [39] CFE L000045. *Perturbaciones permisibles en las formas de onda de tensión y corriente del suministro de energía eléctrica*. Comisión Federal de Electricidad. México.