

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

PROGRAMA DIGITAL PARA EL ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN

DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

DE POTENCIA

TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE

INGENIERO ELÉCTRICO

MARCO PATRICIO ALZAMORA ALZAMORA

FEBRERO DE 1995

**Dedicado a mis padres, hermanos y
a Eduardo Saavedra**

**Agradecimiento a todas aquellas personas
que de una u otra forma colaboraron para
la realización de este trabajo.**

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado en su totalidad por el señor Marco Patricio Alzamora Alzamora.



Dr. Jesús Játiva Ibarra.

ÍNDICE

Objetivo	1
Introducción	1

Capítulo I: Generalidades

1.1 Fuentes de armónicos	3
1.2 Conceptos de distorsión armónica	3
1.3 Series de Fourier	5
1.4 Sistema de referencia nodal	10

Capítulo II: Efecto de los Armónicos sobre Equipo Eléctrico y Electrónico

2.1 Equipo eléctrico	12
2.1.1 Capacitores	12
2.1.2 Disyuntores y fusibles	14
2.1.3 Relés de protección	15
2.1.4 Máquinas rotativas	15
2.1.5 Transformadores	16
2.1.6 Medidores	18
2.1.7 Paneles eléctricos	19
2.1.8 Alumbrado	20
2.1.9 Circuitos trifásicos	20
2.2 Equipo electrónico	21
2.2.1 Dispositivos para ajuste de velocidad	21
2.2.2 Conversores de potencia	21
2.2.3 Interferencia telefónica	22
2.2.4 Equipo electrónico en general	22
2.2.5 Equipo doméstico	23
2.2.5.1 Televisores	23
2.2.5.2 Lámparas fluorescentes y de arco de mercurio	23
2.2.5.3 Computadoras	23
2.2.6 Efectos misceláneos	23

Capítulo III: Modelos Matemáticos de Elementos No Lineales y Componentes del Sistema de Potencia

3.1	Modelo matemático para armónicos producidos por saturación de transformadores	25
3.2	Modelo matemático de un convertor de 6 pulsos totalmente controlado	30
3.2.1	Análisis sin ángulo de conmutación	31
3.2.2	Análisis del convertor considerando el ángulo de conmutación menor que 60°	37
3.3	Modelo matemático para armónicos producidos por lámparas de descarga en gases	52
3.4	Modelo de línea de transmisión	53
3.5	Modelo de transformadores	55
3.6	Modelo de generadores y Carga	55

Capítulo IV: Método para el Análisis de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia y Estructura del Programa

4.1	Flujo de potencia a la frecuencia fundamental (Newton Rapshon desacoplado rápido)	57
4.2	La transformada rápida de Fourier	59
4.2.1	Transformada continua y discreta de Fourier	59
4.2.2	Matrices de Fourier	64
4.2.2.1	Obtención de las matrices de Fourier	67
4.2.3	Factorización de las matrices de Fourier	68
4.2.4	Algoritmo rápido para el cálculo de la transformada discreta de Fourier	71
4.3	Flujo de potencia de armónicos	76
4.3.1	Ecuaciones de balance de potencia activa y reactiva a la frecuencia fundamental	78
4.3.2	Ecuaciones de equilibrio de la red para las frecuencias armónicas	85
4.4	Estructura del programa	86
4.4.1	Módulo 1 Flujo de potencia Newton Rapshon desacoplado rápido	87
4.4.2	Módulo 2 Factorización de la matriz Y_B	91
4.4.3	Módulo 3 La transformada rápida de Fourier	92
4.4.4	Subrutinas de elementos no lineales y subrutina skinef	93
4.4.5	Subrutina vectori y salida	94
4.5	Estructura de bloques de PROPARM	95

Capítulo V: Aplicaciones

5.1 Sistema de potencia de 5 barras97
5.2 Sistema de potencia de 16 barras136

Capítulo VI: Conclusiones y Recomendaciones

6.1 Conclusiones152
6.2 Recomendaciones154

Bibliografía155

Apéndice A

Limites admisibles de distorsión armónica según normas de varios paises158

Apéndice B

Manual de Usuario160

Apéndice C

Manual del Programador166

PROGRAMA DIGITAL PARA ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

OBJETIVO

El objetivo del presente trabajo es realizar un programa computacional para análisis de propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia. Mediante este programa se podrá obtener formas de onda de voltaje distorsionado, contenido armónico y distorsión armónica total en cualquier barra del sistema debido a la presencia de los siguientes elementos no lineales en la red eléctrica: convertidores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados y saturación de transformadores.

INTRODUCCIÓN

El estudio de la propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia ha aumentado substancialmente en importancia en los últimos años, debido al continuo aumento de cargas no lineales conectadas a la red.

Las cargas no lineales han existido siempre y tradicionalmente han incluido equipo como hornos de arco y lámparas fluorescentes, pero hoy en día las aplicaciones de los elementos de estado sólido (diodos, tiristores, transistores, GTO) en equipo electrónico para controlar motores, equipo de control industrial, de oficina y alumbrado son cada día más comunes y estas aplicaciones son las causantes de la distorsión de las ondas de voltaje y corriente en la red.

Los efectos de la distorsión del voltaje y corriente pueden ser divididos dentro de 3 categorías generales (1) fatiga del aislamiento debido a los picos que se presentan en una onda de voltaje distorsionada (2) fatiga térmica debido al flujo de corriente y (3) interrupción.

En un sistema de potencia, los armónicos se combinan con la frecuencia fundamental distorsionándola. Así en la práctica es muy difícil encontrar una senoide pura, las ondas son deformadas y estas deformaciones son provocadas por la superposición o adición de armónicos a la fundamental. Por tal motivo es necesario contar con una herramienta computacional que permita realizar un análisis de propagación de armónicos dentro de un sistema de potencia. Existen algunos programas para análisis de propagación de armónicos disponibles en el mercado tales como HARMFLO, CYMHARMO, V'HARM y Q'HARM. El flujo de potencia empleado en estos programas

Incluyen las técnicas de Newton-Raphson formal y desacoplado rápido. El método utilizado en el modelo básico del flujo de potencia emplea, la técnica del desacoplado rápido, junto con la modelación de cargas no lineales como son: convertidores AC/DC y el efecto de la saturación de transformadores, siguiendo uno de los métodos propuestos en artículos publicados por la IEEE.

En el presente trabajo se realiza un estudio de la deformación de las ondas de voltaje y corriente en un sistema de potencia debido a la presencia de convertidores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados y a los efectos de la saturación de transformadores. Los espectros de potencia de la corriente de carga de los elementos no lineales muestran que los armónicos producidos por un convertidor AC-DC son de mayor magnitud que los producidos por saturación de transformadores. Los armónicos que presenta la corriente de un convertidor AC-DC son de orden 1, 5, 7, 11, 13, 17.....; es decir no posee armónicos pares ni múltiplos de tres. Los armónicos que presenta la corriente de un transformador saturado son de orden 1, 3, 5, 7, 9.....; es decir no posee armónicos pares. Estos armónicos producidos por los elementos no lineales son los mismos que se propagan y aparecen en los espectros de potencia y fase de los voltajes de barra del sistema y son los causantes de distorsionar las ondas.

CAPÍTULO I

CAPITULO I: GENERALIDADES

1.1 Fuentes de Armónicos

Se consideran fuentes de armónicos a toda carga equipada con elementos de estado sólido o que posee características de saturación. Entre las fuentes de armónicos conocidas se incluyen:

Rectificadores de potencia.

Inversores de potencia.

Transmisión y conversión en HVDC.

Equipo de control para un motor como por ejemplo los controladores de velocidad por tracción.

Interconexión de convertidores de potencia eólica y solar con sistemas de distribución.

Compensadores estáticos de potencia reactiva que tienden a reemplazar a los capacitores sincrónicos.

Desarrollo de vehículos eléctricos que requieren cargar sus baterías con potencia rectificadas.

Cicloconvertidores usados para máquinas de baja velocidad y alto torque.

Soldaduras.

Hornos de arco.

Reguladores de voltaje.

Convertidores de frecuencia.

Máquinas rotativas cuyas formas de onda de voltaje contienen ondulaciones.

Variaciones de la reluctancia en el entre-hierro en máquinas sincrónicas.

Distorsión del flujo en máquinas sincrónicas por súbitos cambios en la carga.

Distribución no sinusoidal de flujo en el entre-hierro en máquinas sincrónicas.

Corrientes de magnetización en transformadores.

1.2 Conceptos de Distorsión Armónica

La no linealidad de un elemento resulta en una corriente no sinusoidal periódica y susceptible de ser expandida en una serie de Fourier, dicha representación se la puede dar a la corriente, voltaje, potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente y potencia de distorsión.

Considerando un voltaje $v(t)$ y una corriente $i(t)$ expresada en términos de sus componentes armónicos, el voltaje y la corriente pueden ser expresados por:

$$v(t) = a_o + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(kw_o t + \theta_k) \quad (1.1)$$

$$i(t) = c_o + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(kw_o t + \phi_k) \quad (1.2)$$

La potencia activa está dada por el producto entre el voltaje y la corriente por el coseno de la diferencia de los ángulos de fase de $v(t)$ e $i(t)$ respectivamente y viene expresado por P :

$$P = a_o c_o + \sum_{k=1}^{\infty} a_k c_k \cos(\theta_k - \phi_k) \quad (1.3)$$

El término "voltamperios reactivos" o "Q" es usado como un concepto matemático que no debería ser confundido con la potencia activa. Esta cantidad no posee la propiedad de conservación de P , la potencia reactiva está dada asimismo por el producto entre el voltaje y la corriente por el seno de la diferencia entre el ángulo de fase de $v(t)$ e $i(t)$ y viene expresado por Q :

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} a_k c_k \sin(\theta_k - \phi_k) \quad (1.4)$$

La potencia aparente, S , está dado por:

$$S = \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{\infty} a_k^2 \right) \left(\sum_{l=0}^{\infty} c_l^2 \right)} \quad (1.5)$$

Esta potencia tampoco posee la propiedad de conservación.

En estado puramente sinusoidal, la potencia aparente se la puede hallar usando el triángulo de potencia como muestra la siguiente ecuación:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.6)$$

Pero en el caso en el cual existe distorsión armónica la ecuación anterior no es aplicable, debido a la aparición de la potencia de distorsión D la cual viene definida por:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.7)$$

Teniendo conocidos S, P y Q se puede obtener D.

Un concepto muy usado en estudios de armónicos y que es el parámetro con el cual se establecen las Normas en varios países con respecto a los límites de distorsión armónica permitidos (En el Apéndice A se muestran los límites de las Normas más importantes), es la distorsión armónica total, THD, cuya expresión es la siguiente,

$$THD = \frac{\left[\sum_{k=2}^n \frac{I_{kn}^2}{2} \right]^{1/2}}{I_1} \quad (1.8)$$

esta expresión puede ser usada tanto para voltaje como para corriente e indica la cantidad de distorsión armónica presente en un señal.

1.3 Series de Fourier

Cuando el matemático francés J.B.J. Fourier (1758-1830) estudiaba los problemas del flujo del calor, demostró que las funciones periódicas arbitrarias se podían representar mediante una serie infinita de sinusoides de frecuencia armónicamente relacionadas.

Se dice que una señal $f(t)$ es periódica, con un periodo T, si $f(t) = f(t + T)$ para todos los valores de t, para el caso presente son muy interesantes las sinusoides:

$$f_1(t) = \cos\left(\frac{2n\pi}{T}\right)t = \cos(n\omega_o) \quad (1.9)$$

y

$$f_2(t) = \text{sen}\left(\frac{2n\pi}{T}\right)t = \text{sen}(n\omega_o) \quad (1.10)$$

en donde n es cualquier entero (o cero). Se dice que la frecuencia de las sinusoides, $n\omega_o = 2n\pi / T$, es la enésima armónica de la frecuencia fundamental, ω_o . Por tanto, una onda periódica se puede describir de acuerdo con su frecuencia fundamental, su segunda armónica, su tercera armónica, etc., y cada una de estas frecuencias se relaciona sencillamente con el periodo T.

Si $f(t)$ es periódica y satisface las condiciones de Dirichlet, las cuales indican que, en cada periodo, la función (1) tenga un número finito de discontinuidades, (2) posea un número finito de máximos y mínimos y (3) sea absolutamente convergente, es decir:

$$\int_0^T |f(t)| dt < \infty$$

Entonces la serie de Fourier es:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + b_1 \sin \omega_0 t + \dots + a_n \cos n \omega_0 t + b_n \sin n \omega_0 t + \dots \quad (1.11)$$

El análisis de Fourier consiste de dos operaciones: (1) la determinación de los valores de los coeficientes $a_0, a_1, \dots, b_1, b_2, \dots$, y (2) una decisión en lo que respecta a los términos que se deben incluir en un serie truncada de tal modo que la suma parcial represente la función con un error permisible. Si la convergencia de la serie es rápida, sólo se requerirán unos cuantos términos.

La serie de la ecuación (1.11) se puede escribir en un número de formas aparentemente distintas aunque equivalentes, una de las cuales se obtiene al determinar que para todos los valores de n

$$a_n \cos n \omega_0 t + b_n \sin n \omega_0 t = c_n \cos(n \omega_0 t + \theta_n) \quad (1.12)$$

en donde

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{y} \quad \theta_n = -\tan^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (1.13)$$

Combinando pares de términos de la ecuación (1.11) se obtiene la fórmula equivalente para la serie de Fourier

$$f(t) = c_0 + c_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) + \dots + c_n \cos(n \omega_0 t + \theta_n) + \dots \quad (1.14)$$

con $c_0 = a_0$ y todos los otros valores de c_n y θ_n definidos por las ecuaciones (1.13). El coeficiente c_n es la amplitud y θ_n la fase de la n ésima armónica.

Obsérvese que si se sabe que una serie de Fourier está construida en la forma de la ecuación (1.14), entonces el conjunto de números c_n y θ_n contiene toda la información que se requiere. En la figura

(1.1) se presentan las gráficas mediante las cuales se puede ilustrar esta información. La gráfica de c_n en función de n o $n\omega_0$ (ya que las dos se relacionan mediante una simple escala lineal) se conoce con el nombre de espectro de amplitud o de potencia; la gráfica de θ_n en función de n o $n\omega_0$ es el espectro de fase.

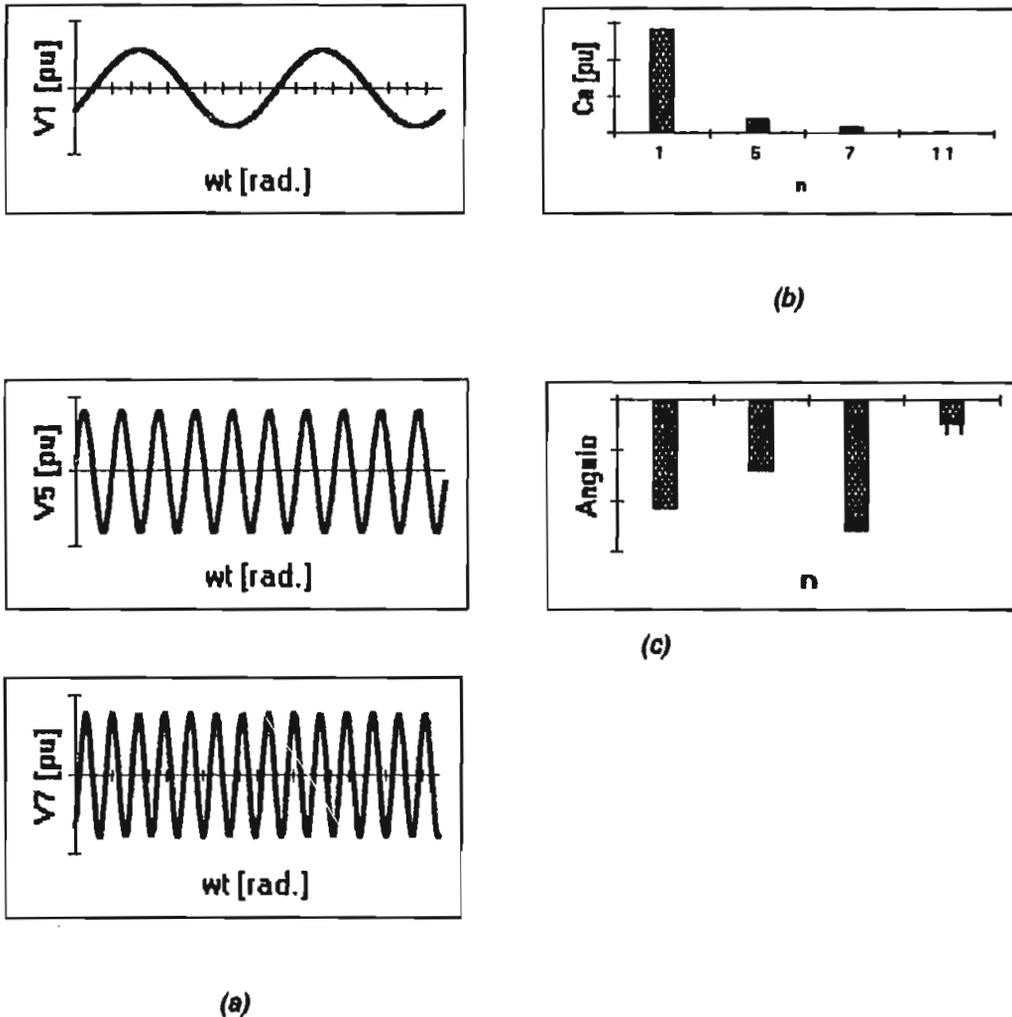


Fig. 1.1 (a) Los términos de la serie de Fourier se ilustran en función del tiempo
Las formas de onda de (a) se pueden describir por el espectro de amplitud de (b) junto con el espectro de fase (c)

La evaluación de los coeficientes a_n y b_n de la ecuación (1.11) se logra al utilizar ecuaciones integrales simples que se pueden derivar aplicando la propiedad de ortogonalidad del conjunto de funciones comprendidas, es decir $\cos n\omega_0 t$ y $\sin m\omega_0 t$ para valores enteros de n y m . Estas funciones son ortogonales en el intervalo de t_0 a $t_0 + T$ para cualquier t_0 .

Das funciones f y g se dicen ortogonales si su producto interior es cero, donde el producto interior esta definido por:

$$(f, g) = \int_a^b f(t)g(t)dt$$

El procedimiento de evaluación sigue el método descrito por los dos pasos siguientes: (1) Se multiplica la ecuación (1.11) en ambos miembros por un factor apropiado, (2) se integra la expresión resultante término por término, para el intervalo de tiempo 0 a T . Se evalúan las integrales la mayoría de las cuales serán cero. Al aplicar este procedimiento a a_0 el factor multiplicativo es 1 y la ecuación integral es

$$\int_0^T f(t)dt = a_0 \int_0^T dt + \int_0^T f_1(t)dt \quad (1.15)$$

en donde $f_1(t)$ se escribe en forma compacta para la siguiente suma:

$$f_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \text{sen} n\omega_0 t) \quad (1.16)$$

Esta división particular se hace debido a que el primer término del segundo miembro de la ecuación (1.15) tiene el valor $a_0 T$, en tanto que cada término de la suma infinita de $f_1(t)$, cuando se integra de 0 a T , tiene un valor cero. Igualando el primer miembro de la ecuación (1.15) a $a_0 T$ se tiene

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t)dt \quad (1.17)$$

lo cual indica que a_0 es simplemente el valor medio de $f(t)$ en un periodo lo que a veces se conoce también como el valor dc de la señal.

El factor multiplicador para evaluar a_n es $\cos n\omega_0 t$ y el producto de este factor y la ecuación (1.11) integrada de 0 a T es

$$\int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt = \int_0^T a_0 \cos n\omega_0 t dt + \int_0^T f_1(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (1.18)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (1.19)$$

Siguiendo el modelo establecido se tiene

$$\int_0^T f(t) \operatorname{sen} n\omega_0 t dt = \int_0^T a_n \operatorname{sen} n\omega_0 t dt + \int_0^T f_1(t) \operatorname{sen} n\omega_0 t dt \quad (1.20)$$

y la única integral distinta de cero es la del segundo término del lado derecho de esta ecuación, el cual tiene un valor de T/2. En consecuencia, el valor b_n está dado por la ecuación

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \operatorname{sen} n\omega_0 t dt \quad (1.21)$$

y se han evaluado todos los coeficientes de Fourier.

Se debe indicar que la elección de un tiempo de referencia parece algo arbitrario y por lo menos al principio sorprende encontrar que en un caso se obtiene una serie en coseno y si se mueve el eje de referencia se puede obtener una serie en seno. ¿Qué sucede cuando se traslada el tiempo de referencia $t=0$ y qué lineamientos se puede utilizar para seleccionar este tiempo?

En primer lugar, el traslado de una forma de onda hacia arriba o hacia abajo con respecto al eje horizontal, se logra cambiando a_0 . Si $f_2 = K_0 + f_1$, en la serie de Fourier para f_1 , K_0 , se combina solo con a_0 . Por tanto la suma de K_0 a una señal f_1 traslada la forma de onda resultante f_2 en sentido ascendente a K_0 unidades para valores positivos, en forma descendente a K_0 unidades para valores negativos. Inversamente, la selección del eje $t=0$ o eje horizontal afecta sólo a a_0 .

Un cambio en el eje $t=0$ o del tiempo de referencia, o bien un desplazamiento en el tiempo de la forma de onda, tiene un efecto diferente. Para un término típico de la ecuación (1.14)

$$f_n(t) = c_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (1.22)$$

un traslado en eje del tiempo tal que $t'=0$ cuando $t = \tau$, hace que t de la ecuación (1.22) se sustituya por $t'+\tau$, de modo que el término trasladado es

$$\begin{aligned}
 f_n(t') &= c_n \cos[n\omega_o(t'+\tau) + \theta_n] \\
 &= c_n \cos(n\omega_o t' + \phi_n)
 \end{aligned}
 \tag{1.23}$$

en donde

$$\phi_n = \theta_n + n\omega_o \tau
 \tag{1.24}$$

Obsérvese que c_n , un término del espectro de magnitud, es igual para $f_n(t')$ que para $f_n(t)$; pero que el término del espectro de fase cambia de θ_n a ϕ_n . Ahora se ve claramente el porque de una representación en senos o cosenos se puede dar para la misma onda, ya que las funciones seno y coseno se relacionan entre sí por un cambio de fase de 90° . La selección de $t = 0$ o el tiempo de referencia no afecta al espectro de magnitud, pero sí determina al espectro de fase.

1.4 Sistema de Referencia Nodal

El sistema de referencia nodal establece las ecuaciones del comportamiento del sistema de potencia tomando en cuenta el comportamiento individual de cada uno de sus componentes así como la interconexión entre ellos. El sistema de referencia nodal es el más utilizado en el análisis de sistemas de potencia.

La teoría del sistema de referencia nodal se la desarrollará en base a un sistema de potencia de ejemplo, un circuito con cuatro nodos principales exige para su solución tres ecuaciones nodales. En notación general el sistema es

$$\begin{aligned}
 Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + Y_{13}V_3 &= I_1 \\
 Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + Y_{23}V_3 &= I_2 \\
 Y_{31}V_1 + Y_{32}V_2 + Y_{33}V_3 &= I_3
 \end{aligned}$$

El coeficiente Y_{11} se llama admitancia propia del nodo 1 y es la suma de todas las admitancias conectadas al nodo 1. De igual forma, Y_{22} e Y_{33} son las admitancias de los nodos 2 y 3 respectivamente e iguales a la suma de las admitancias conectadas a los nodos 2 y 3.

El coeficiente Y_{12} es la coadmitancia de los nodos 1 y 2 y es la suma de todos los elementos que unen los nodos 1 y 2. Y_{12} tiene signo opuesto a la admitancia original del elemento, lo mismo sucede para los demás términos.

En forma general se tiene que la matriz Y_B (matriz de admitancias) puede formarse por inspección, ya que

$Y_{pp} = \sum y_{pq}$ - sumatoria de admitancias de los elementos que concurren al nodo p desde cualquier barra q .

$Y_{pq} = \sum -y_{pq}$ - el negativo de la admitancia del elemento que conecta la barra p con la q .

$Y_{pq} = 0$ - si no existe elemento entre la barra p y la barra q .

Y_{pp} son las admitancias de punto matriz de Y_B

Y_{pq} son las admitancias de transferencia de Y_B

La ecuación equivalente del sistema nodal es :

$$I_B = Y_B V_B \quad (1.25)$$

CAPÍTULO II

CAPITULO II: EFECTO DE LOS ARMÓNICOS SOBRE EQUIPO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO

2.1 Equipo Eléctrico

2.1.1 Capacitores

El uso de capacitores paralelos para aumentar el factor de potencia y los niveles de voltaje también tiene una influencia significativa sobre los niveles de armónicos. Como la reactancia capacitiva es inversamente proporcional a la frecuencia, la impedancia del capacitor se reduce ante la presencia de armónicos y una corriente excesiva fluye a través del equipamiento. Además, los capacitores pueden formar un circuito resonante con los otros elementos inductivos del sistema, cuyo resultado es la amplificación de los niveles de armónicos que elevan considerablemente el voltaje.

La frecuencia de resonancia en un sistema con un banco de capacitores puede ser encontrada por la siguiente expresión

$$n = \sqrt{\frac{Q_s}{Q_c}} \quad (2.1)$$

en donde n es el orden del armónico en el cual puede ocurrir resonancia, Q_s es la potencia de corto circuito en MVAR del sistema de potencia en el punto de aplicación del banco, Q_c son los MVAR nominales del banco.

En la Norma ANSI/IEEE 18-1980 se presentan los límites de voltaje, corriente y potencia reactiva para bancos de capacitores que pueden ser usados para determinar los máximos niveles de armónicos permitidos. Esta norma indica que los capacitores pueden operar continuamente dentro de las siguientes limitaciones, incluyendo componentes armónicos:

110% de voltaje rms nominal

120% de voltaje de pico nominal

180% de corriente rms nominal

135% de potencia reactiva nominal

Cuando un armónico predomina (como en la mayoría de casos), la figura (2.1) ofrece un medio de determinar la máxima corriente armónica admisible para un determinado voltaje, siguiendo las limitaciones dadas por la Norma ANSIMEEE 18.

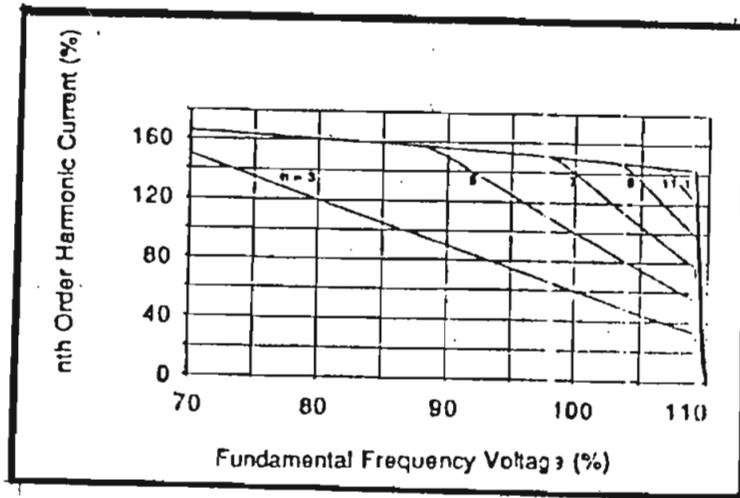


Fig. 2.1 Máxima Corriente Armónica admisible con Respecto al Voltaje a la Frecuencia Fundamental.

A pesar de estos intentos de dimensionar los capacitores para condiciones inusuales de operación bajo la presencia de armónicos, muchos problemas relacionados con estos aparecen en los bancos de capacitores como, fundición de los fusibles o fallas en las unidades del banco. La razón para los problemas en los capacitores es, como ya se dijo, que forman parte de un circuito resonante cuyos niveles de corriente y voltaje se incrementan en el punto de conexión del capacitor.

Si las corrientes armónicas están sobre los límites admisibles, uno o más de las siguientes remedios puede ser aconsejables:

1. Reubicación de los capacitores en otras partes del circuito pueden reducir sobrecorrientes debido a que las cargas generadoras de armónicos y los bancos de capacitores deberían no estar cerca del mismo transformador.
2. Para la conexión en estrella utilizada en bancos de capacitores, la conexión del neutro a tierra puede ser suprimida para evitar las terceras armónicas que fluyen a través de los capacitores.
3. Si las medidas anteriores fallan, puede ser necesario agregar un reactor ajustable. El propósito de este reactor es el de ajustar la frecuencia de resonancia lejos de las frecuencias de corrientes y voltajes armónicos (típicamente la 5ta o 7ma. armónica).

La corriente del capacitor está dado por

$$I_n = nV_n \quad (2.2)$$

donde I_n es una corriente armónica porcentual, n es el número del armónico, y V_n es el voltaje armónico porcentual aplicado.

Por ejemplo, si el voltaje de un capacitor tiene 15% de componente de 7ma armónica, la corriente en el capacitor será de 105%. Esto demuestra porque una repentina quema de los fusibles en un banco de capacitores es muchas veces un síntoma de problemas con armónicos. La corriente límite, si bien es 180% dado por la Norma ANSI/IEEE 18-1980, puede ser más baja por causa del voltaje medio individual de cada capacitor, muchas veces existen daños con 125 a 165% de la corriente nominal. Los capacitores de bajo voltaje son frecuentemente fundidos a 200% de su corriente nominal.

2.1.2 Disyuntores y Fusibles

Existe alguna evidencia de que la distorsión armónica puede afectar la capacidad de interrupción de los disyuntores. La corriente de una falla grande no será influenciada por la distorsión de la corriente de carga, pero sí será influenciada la corriente de una falla más pequeña llegando a contener porcentajes muy altos de distorsión. Cuando la carga no lineal esta presente, resulta que la di/dt es muy grande en el cruce por cero lo que hace muy difícil la interrupción para formas de onda sinusoidales.

En algunos interruptores termomagnéticos, el mecanismo de operación instantáneo es un solenoide el cual incrementa su temperatura debido a las pérdidas por frecuencias que están por encima de la fundamental. Ese calor en exceso eleva la temperatura del equipo térmico y reduce el punto de disparo. En los 300 Hz, el punto de disparo de un interruptor puede reducirse en un 10% a 20% [1].

Debido a que los fusibles son un equipo que funcionan térmicamente, tienen una respuesta inherente a las sobrecorrientes rms. Los fusibles consisten de muchas tiras que son susceptibles a calentamiento por efecto piel debido a las corrientes armónicas. En vista de que se están reportando muchos problemas de fusibles relacionados con armónicos, se ha convertido en un problema susceptible de ser medido.

Dependiendo de la forma de onda y el proceso de medición, un amperímetro puede indicar corrientes por encima o debajo del valor rms. Si la corriente distorsionada es medida con otro equipo o método

que no sea un amperímetro rms, puede quedar claro que los fusibles pueden comportarse inapropiadamente. Pruebas internas realizadas a los fusibles manufacturados sobre los 415 Hz muestran que las características de operación no cambian.

2.1.3 Relés de Protección

La distorsión de la forma de onda afectan el rendimiento de los relés de protección y pueden causar la operación inapropiada del relé o simplemente que no opere cuando sea requerido. En muchos casos, la distorsión de la forma de onda de la corriente de carga tiene pequeños efectos sobre las corriente de falla. Sin embargo para fallas de pequeña magnitud la distorsión puede llegar a ser muy significativa. Además, los relés deben funcionar correctamente aún con corriente de carga distorsionadas.

El rendimiento de los relés en presencia de formas de onda distorsionadas no es igual. Distintos modelos manufacturados del mismo tipo de relé responden de diferente manera a la misma distorsión. Relés del mismo tipo y modelo de un mismo fabricante responden de diferente forma a la misma distorsión. La distorsión puede causar que un relé dispare en un punto por debajo del normal bajo condiciones de falla, o puede causar molestias disparándose continuamente cuando no existe falla. Variando el ángulo de fase entre la fundamental y las componentes armónicas de una forma de onda de voltaje o corriente distorsionadas puede alterar significativamente la respuesta de un relé. Para relés de entrada dual, el rendimiento puede verse afectado por la relación de fase entre las respectivas entradas armónicas. Muchos estudios concluyen que es muy difícil predecir el funcionamiento de un determinado relé sin habersele realizado pruebas. Los estudios publicados han evaluado relés electromecánicos y relés electrónicos pero no existe información sobre los nuevos relés digitales.

2.1.4 Máquinas Rotativas

Voltajes no sinusoidales aplicados a máquinas eléctricas pueden causar sobrecalentamientos, torques pulsatorios, o ruido. En adición a las aplicaciones lineales, los dispositivos de ajuste de velocidad en motores son alimentados por inversores que producen gran distorsión del voltaje.

Dependiendo de la frecuencia del armónico, se genera campos rotativos adicionales en el motor que pueden ser sumados o restados al campo generado por la fundamental. Por ejemplo, se puede

mencionar el caso de la quinta armónica que genera un campo opuesto al giro del motor, tal fenómeno provoca mal funcionamiento del motor y una reducción del rendimiento.

Los torques pulsantes son producidos por la interacción entre el flujo en el entre hierro (principalmente la componente fundamental) y los flujos producidos por las corriente armónicas en el rotor.

Para el caso de un inversor que alimente una máquina se tiene la siguiente distribución de pérdidas en dicha máquina:

Enrollamientos del rotor	14.2%
Barras de rotor	41.2%
Flujo remanente	25.8%

El ruido audible se produce por la diferencia que existe en el periodo entre las frecuencias armónicas.

2.1.5 Transformadores

El primer efecto de los armónicos presente en un sistema de potencia sobre los transformadores es el exceso de calor generado por las pérdidas causadas por el contenido armónico de la corriente de carga. Otros problemas incluyen posible resonancia entre la inductancia del transformador y los bancos de capacitores, debilitamiento mecánico del aislamiento (espiras y láminas) debido a la temperatura y posibles vibraciones pequeñas en el núcleo. El calentamiento adicional causado por los armónicos presentes en el sistema reducirán la vida del transformador como resultado de la operación sobre los valores nominales de temperatura.

Los componentes primarios de pérdidas en un transformador vienen dados por las pérdidas I^2R en los devanados, las pérdidas por corrientes de eddy y las pérdidas por dispersión del flujo electromagnético en áreas tales como los devanados, núcleo, y el tanque. Las pérdidas I^2R se deben al calentamiento del conductor y al efecto piel. Las pérdidas por corrientes de eddy se incrementan con el cuadrado de la corriente de carga y el cuadrado de la frecuencia.

Muchas normas dadas por la IEEE proveen lineamientos para la cargabilidad de los transformadores, estos lineamientos están basados en el límite de la corriente de carga distorsionada de 0.05 en por unidad como consta en la norma IEEE/ANSI C57.12.00-1987 y C57.12.01-1989.

La norma IEEE/ANSI C57.110-1986, "IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability when Supplying Nonsinusoidal Load Currents", reconoce que las corrientes de carga, en muchos casos, exceden el factor de distorsión de 0.05 por unidad. Estas normas delinean dos métodos para determinar la capacidad del transformador con corrientes de carga no sinusoidales sin pérdida de la expectativa de vida normal. Ambos métodos requieren el conocimiento de las características de las corrientes de carga. El primer método requiere detalles de los datos del diseño del transformador y el segundo método requiere datos certificados en reportes de pruebas.

Las pérdidas por corrientes de eddy en por unidad están expresados como

$$P_{ec} = P_{ec-r} \sum I_n^2 n^2 \quad n = 1,2,3,4,\dots \quad (2.3)$$

donde

P_{ec} = pérdidas por corrientes de eddy (en por unidad del valor nominal de las pérdidas por el $I^2 R$)

P_{ec-r} = pérdidas por corrientes de eddy a frecuencia y carga nominales (en por unidad del valor nominal de las pérdidas por el $I^2 R$).

I_n = corriente rms de la n ésima armónica (en por unidad de la corriente rms nominal de carga)

n = orden del armónico.

Hwang ha demostrado que para bajos órdenes de armónicos hasta la 9na la ecuación (2.3) es válida. Sin embargo, para los ordenes de armónicos desde la 11ra hasta 25ta, las pérdidas varían con n elevado entre 1.94 y 1.98 [1].

Los delineamientos de las normas en cuanto a sobrevoltajes establecen que el máximo sobrevoltaje es 5% a plena carga y 10% en vacío. Estos límites incluyen alguna contribución resultante de la distorsión de la forma de onda.

La cargabilidad de un transformador conectado en delta puede llevar a equivocaciones debido a la circulación de corrientes armónicas múltiplos de la tercera. Estas corrientes armónicas de carga múltiplos de tres (3ra, 6ta, 9na, etc.) circularán en un transformador conectado en delta y no aparecerán en los conductores del lado primario. Consecuentemente, la medición de la corriente en el primario no reflejará la verdadera carga del transformador. Cargas monofásicas electrónicas son ricas en terceras armónicas y los transformadores trifásicos que sirven estas cargas son susceptibles de esta condición.

Debido a la presencia de armónicos, los transformadores están siendo desarrollados para que puedan soportar grandes cargas no lineales. Underwriters Laboratories, Inc están realizando investigaciones para transformadores de potencia del tipo seco basados en UL 1561, "Standard for Dry-Type General Purpose and Power Transformers" and IEEE/ANSI C57.110

2.1.6 Medidores

Los voltímetros y amperímetros modernos son relativamente inmunes a la influencia de la distorsión de la forma de onda. En dichos medidores, la entrada de voltaje o corriente es procesada usando un multiplexor electrónico. Comúnmente las técnicas de multiplexión usadas son transconductancia variable, log/antilog, división en el tiempo, térmicos y muestreo digital. Todas estas técnicas pueden ser configuradas para responder a los valores rms del voltaje o la corriente, independientemente de la amplitud o fase de los armónicos.

Resultados de pruebas realizados en voltímetros y amperímetros modernos, usando un troceador para una onda de 60 Hz muestran que el error es menor que 0.2% debido a la señal no sinusoidal usada. Los ángulos de disparo usados para recortar la señal original y hacerla no sinusoidal fueron de 0° a 135° para simular aplicaciones comunes. Los correspondientes valores del factor de distorsión y factor de cresta (CF) se muestran en la tabla (1.1)

Tabla 1.1 Factor de Distorsión y Factor de Cresta para Varios Ángulos de Disparo

Ángulo de Disparo	DF	CF
0	0	1.41
45	0.26	1.48
90	0.65	2.00
135	1.31	4.69

En los instrumentos de medición calibrados inicialmente para medir valores rms absolutos, es decir señales puramente sinusoidales no son aconsejables que se los utilice para la medición en presencia de distorsión armónica. Por ejemplo, con una señal sinusoidal que ha sido segmentada con un ángulo de disparo de 45°, la lectura del valor rms de la señal que está midiendo será 13% menor que el verdadero valor rms. Tal medidor podría indicar que un conductor sobrecargado está con una carga bajo la nominal.

Los errores en la medida de un vatímetro o un medidor de watt-hora son producidos por la frecuencia, las características de los canales de voltaje y corriente del medidor y por las no-linealidades. La linealidad puede verse afectada cuando el factor de potencia es bajo o las formas de onda tienen altos factores de cresta.

En los modernos vatímetros electrónicos la multiplicación del voltaje y la corriente tiene lugar usando división en el tiempo, muestreo digital y otras más. Todas estas técnicas son capaces de un excelente rendimiento. En la señal segmentada de prueba a 60 Hz., con un ángulo de disparo que varía de 0 a 90°, los errores obtenidos debido a la señal no sinusoidal fue menor que el 0.1%[1].

Los medidores de watt-hora de disco de inducción son los más comúnmente usados en la medición de energía. Su registro está sujeto a errores debido a las características que dependen de la frecuencia y a las no linealidades. En una prueba usando señales de voltaje y corriente distorsionadas, los errores en los registros pueden llegar a ser tan grandes como -20% por debajo del valor real con un ángulo de disparo de 90°. Con una onda de voltaje no distorsionada y una onda de corriente distorsionada con el mismo ángulo de disparo de 90° se tiene que los errores en la lectura de la medición son de +5% es decir existe un sobre registro. Las aplicaciones de medidores de inducción deberían ser evitadas en situaciones de gran distorsión de las ondas por presencia de cargas no lineales porque los errores en la lectura de la medición son altas en el rango de 400 - 1000 Hz [1].

2.1.7 Paneles Eléctricos

En un panel eléctrico las partes más afectadas son la barra de neutros y sus conexiones (debido al exceso de corriente). Un indicio de este fenómeno es la decoloración de estos puntos.

La presencia de armónicos afecta a los medidores de energía (Kwh) los cuales pueden indicar valores erróneos provocando perjuicios a los consumidores.

También interfieren en la respuesta de los relés de protección y provocan una actuación indebida de los disyuntores.

Los paneles son construidos de modo que no sean mecánicamente resonantes a la frecuencia fundamental. Entretanto, pueden contener componentes resonantes a altas frecuencias y, así mismo, una presencia de tales componentes, pueden emitir zumbidos

2.1.8 Alumbrado

Las lámparas incandescentes tendrán una pérdida de vida cuando operan con voltajes distorsionados debido a que son muy sensibles al voltaje con el que funcionan. Si el voltaje de operación está por encima del valor nominal debido a la distorsión armónica, la elevación de la temperatura del filamento reducirá la vida de la lámpara.

Estudios realizados han demostrado que la vida útil puede ser expresada por la expresión (2.4) en p.u. tomando la vida útil nominal como base

$$V.U. = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{V_1}{V_n}\right)^2 (1 + THD_{rms}^2(V))\right]^{13}}} \quad (2.4)$$

Obsérvese que grandes factores de distorsión ($THD_{rms}(V)$) así como aumentos en la fundamental V_1 pueden reducir significativamente la vida útil de la lámpara. Para evitar la reducción por encima del 10% de la vida útil, los valores de los índices de $THD_{rms}(V)$ deben ser limitados a 5% [2].

Además del ruido audible, existen otros efectos no conocidos en lámparas de descarga. Las lámparas de descarga tales como las de sodio a baja presión o fluorescentes necesitan balastos inductivos como un elemento serie para limitar la corriente. Se añaden capacitores a menudo para la corrección del factor de potencia junto a la unidad, en tales circunstancias en que el capacitor está junto a la inductancia y en la presencia de frecuencias armónicas se presenta el problema de resonancia. La frecuencia de resonancia de muchas lámparas está en el rango de 75 - 80 Hz [1].

2.1.9 Circuitos Trifásicos

En un sistema trifásico a 4 hilos, el conductor del neutro puede ser severamente afectado por las cargas no lineales. Cuando se trata de voltajes 220/127 V a la cual se instalan cargas como computadoras (especialmente los PC), máquinas electrónicas, aparatos de aire acondicionado cuyo motor tiene control de velocidad por tiristores etc., el neutro recibe una sobrecarga que puede ser de varias veces la nominal de fase. Esa sobrecarga es provocada por la tercera armónica y sus múltiplos impares (9na, 15ta, 21ra, etc.) llamados "triplens".

Ese fenómeno puede causar una ruptura del neutro y, en consecuencia, un sobrevoltaje que irá quemando todos los instrumentos monofásicos. Esa situación se agrava cuando más desbalanceados sean los circuitos.

Otro problema que se presenta con la distorsión de la forma de onda, que puede afectar a la capacidad de los aparatos instalados, es el ciclo térmico que provocan las armónicas que producen esfuerzos de las conexiones que de esa forma vibran, promoviendo ruido tan intenso que dañan los circuitos de señales digitales, causándoles mal funcionamiento.

2.2 Equipo Electrónico

2.2.1 Dispositivos para Ajuste de Velocidad

Los dispositivos de ajuste de velocidad (ASDs) son convertidores electrónicos que permiten la operación con velocidad variable de motores ac o dc. Dentro de la literatura, los ASDs son analizados solamente como cargas perturbadoras y no como cargas perturbadas. Sin embargo, en la práctica, este equipo es vulnerable a una variedad de perturbaciones y el problema necesita ser documentado.

2.2.2 Convertidores de Potencia

Una gran cantidad de equipo utiliza energía proveniente de rectificación o conversión de energía. Distorsiones externas pueden afectar el funcionamiento del convertidor. La severidad de estos efectos se complica por el hecho de que un convertidor generalmente es una fuente de distorsión.

Muchos convertidores son sensibles a la forma de voltaje. El control lógico de ciertos rectificadores controlados conducen a errores en la operación con voltajes distorsionados. En particular, los convertidores que censan el cruce por cero de cada fase para controlar el ángulo de disparo parecen ser los más vulnerables.

Mientras soluciones a este tipo de problemas son viables, ellas no parecen ser universalmente implementadas. Datos empíricos recogidos sobre ondas de voltaje distorsionadas han sido examinadas, y experiencias en la operación con distorsión en estado estable de las ondas en plantas industriales han conducido a recomendaciones para las especificaciones del diseño.

2.2.3 Interferencia Telefónica

La yuxtaposición de líneas telefónicas y líneas de potencia crea las condiciones para que exista interferencia con las líneas telefónicas.

La interferencia puede ser expresada en diversas formas. Una de esas medidas es el factor de influencia telefónica (TIF) que incorpora a la frecuencia, magnitud y un factor que depende de la frecuencia en una sola relación. Una expresión muy utilizada es el producto IT que es producto de la corriente rms y el TIF. Un IT menor que 10.000 no debería causar problemas mientras que un producto sobre los 25.000 probablemente causará problemas de interferencia.

Existen tres mecanismos de acoplamiento de la línea de potencia con la línea telefónica. Uno es un circuito inductivo en el cual el campo magnético de la línea de potencia induce un voltaje en el circuito formado por los dos conductores telefónicos. La práctica normal de la transposición de los conductores de potencia o el enroscar los pares telefónicos limitan este mecanismo.

El segundo mecanismo es similar al primero excepto que el circuito formado es entre un conductor telefónico y la tierra. El camino a través de la tierra es creado por las conexiones a tierra en los terminales opuestos del circuito. De esa forma el área del circuito puede ser muy grande, este mecanismo es el tipo más común de interferencia.

El último mecanismo se da por acoplamiento conductivo, en el cual un potencial a tierra local elevado debido al neutro de potencia es aplicado a la tierra del conductor telefónico. Esto crea una diferencia de potencial entre el punto de la tierra elevada y el punto de una tierra lejana del circuito telefónico. Una mala conexión del neutro de potencia puede causar un anormal potencial de tierra resultando de esta forma en una interferencia.

2.2.4 Equipo Electrónico en General

Existen muchos mecanismos por los cuales la distorsión armónica afecta el equipo electrónico. Múltiples cruces por cero del voltaje como resultado de la distorsión armónica es lo primero a ser considerado. Es común en circuitos electrónicos el uso del cruce por cero del voltaje de la fundamental para diferentes propósitos. Sin embargo, la distorsión armónica que causa más frecuentes cruces por cero que la frecuencia fundamental puede afectar la operación normal del equipo. Un ejemplo cotidiano es en un reloj digital que rápidamente avanza en el tiempo en la presencia de adicionales cruces por cero debido a la distorsión armónica. Cualquier equipo que este

sincronizado a los cruces por cero debería ser considerado como un equipo vulnerable a la distorsión armónica.

El factor de cresta de la forma de onda indica si el voltaje distorsionado es un problema. El factor de cresta es la relación entre el pico de la forma de onda al valor rms y es $\sqrt{2}$ para una senoide perfecta. Los fabricantes de computadoras limitan las desviaciones del factor de cresta a $\sqrt{2} \pm 0.1$.

2.2.5 Equipo Doméstico

2.2.5.1 Televisores

Los armónicos fraccionales y los subarmónicos que afectan al pico del voltaje causan disminución en el tamaño de la imagen y en el brillo de la misma.

Los armónicos fraccionales son aquellos que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental y los subarmónicos son las frecuencia que están por debajo de la fundamental.

2.2.5.2 Lámparas Fluorescentes y de Arco de Mercurio

Si la inductancia y el capacitor entran en resonancia por una de las frecuencias armónicas pueden producir sobrecalentamiento y fallas de operación.

2.2.5.3 Computadoras

Existen límites de fabricación para equipos de computación y procesamiento de datos. Este nivel de armónicas no debe ser mayor que el 5% para computadoras IBM.

2.2.6.- Efectos Misceláneos

Los armónicos en un sistema de potencia pueden tener también efecto en otro tipo de equipo que no se ha discutido, como por ejemplo:

Sistemas portadores de señales que controlan equipo por control remoto pueden operar erróneamente si existen armónicos a la frecuencia de la señal portadora.

Los armónicos pueden saturar el núcleo en los transformadores de potencial. En el caso de transformadores de corriente ellos son influenciados en la relación de transformación.

Ruido debido a los armónicos pueden conducir a errores en la operación de sistemas de control. En muchos de estos casos existe una limitada literatura relacionada a los problemas que ocasionan los armónicos a estos equipos.

CAPÍTULO III

CAPÍTULO III : MODELOS MATEMÁTICOS DE ELEMENTOS NO LINEALES Y COMPONENTES DEL SISTEMA DE POTENCIA

3.1 Modelo Matemático para Armónicos Producidos por Saturación de Transformadores.

Para obtener la solución de estado estable con armónicos directamente por ecuaciones fasoriales, las inductancias no-lineales se reemplazan por fuentes de corriente dependientes del voltaje tanto a la frecuencia fundamental como a la de los armónicos, figura (3.1). La red representada de esta manera se convierte a una lineal, y los voltajes para cualquier frecuencia se calculan fácilmente por resolución de un sistema de ecuaciones nodales de la forma

$$[Y][V] = [I] \quad (3.1)$$

donde los efectos no lineales están representados por corrientes en el vector I . La solución se encuentra con dos lazos iterativos, el primero corresponde a las iteraciones de un flujo de potencia para encontrar la solución a la frecuencia fundamental, mientras el segundo corresponde a las iteraciones para hallar la solución en cada armónico.

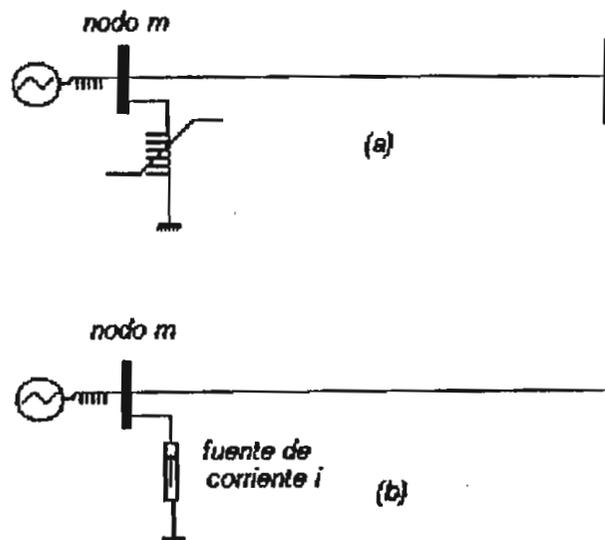


Fig. 3.1 Reemplazo de Inductancias No Lineales por Fuentes de Corriente
(a) Red con Inductancia Lineal, (b) Red con Fuentes de Corriente

El flujo de potencia produce una solución de estado estable a la frecuencia fundamental solamente, sin distorsión armónica. Para obtener los armónicos, el voltaje RMS encontrado mediante el flujo de potencia se usa como una estimación inicial del flujo magnético de los transformadores saturados. Debido a que $v = d\phi / dt$, y asumiendo que el voltaje pico del fasor es $|V|e^{j\phi}$, ó

$$v(t) = |V| \cos(\omega_1 t + \phi) \quad (3.2)$$

como una función del tiempo ($\omega_1 =$ velocidad angular a la frecuencia fundamental), por consiguiente el flujo está dado por

$$\phi(t) = \frac{|V|}{\omega_1} \sin(\omega_1 t + \phi) \quad (3.3)$$

Con $\phi(t)$ conocido, un ciclo completo de la curva de distorsión $i(t)$ se genera punto por punto con la curva $\phi(t)$, figura (3.2). Si se desprecia el lazo de histéresis, entonces es suficiente utilizar un cuarto de ciclo de $\phi(t)$, para generar un medio ciclo de $i(t)$ y puesto que $i(t)$ es simétrica cada medio ciclo, la segunda mitad de la curva de $i(t)$ es el negativo de la primera mitad en cada ciclo.

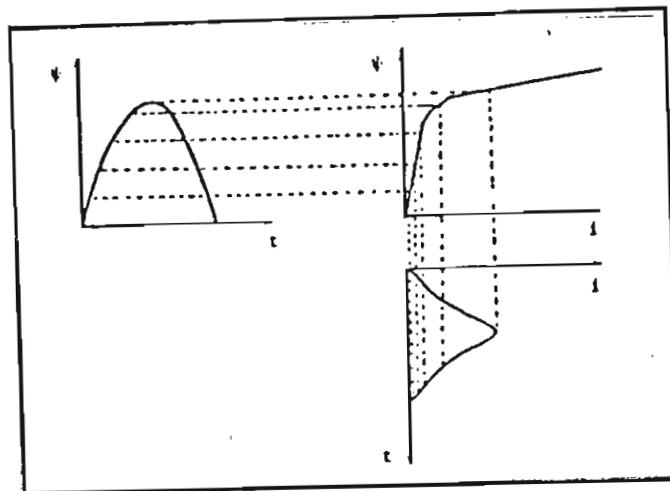


Fig. 3.2 Generación de $i(t)$ Mediante $\phi(t)$

La corriente distorsionada $i(t)$ en cada inductancia no-lineal es analizada con la subrutina de la transformada rápida de Fourier, que da como resultado el contenido armónico de la señal expresado por

$$i(t) = \sum_{n=1}^k |I_n| \sin(\omega_n t + \phi_n) \quad (3.4)$$

con

$$\omega_n = n\omega_1 \quad (3.5)$$

la frecuencia angular de la n -ésima armónica.

La experiencia ha demostrado que es suficiente considerar la fundamental y los armónicos impares de orden 3 a 15, e ignorar los demás armónicos. Sin embargo en este trabajo se analizan los armónicos hasta el orden 64 incluyendo la fundamental debido a que con esto se aumenta la precisión del muestreo de la señal.

Cada armónico considerado se ingresa al vector I en la ecuación (3.1), en coordenadas rectangulares, para todas las inductancias no-lineales que existan en el sistema, y los voltajes a cada frecuencia armónica se encuentran resolviendo el sistema de ecuaciones (3.1). Otras fuentes de corriente armónica como los convertidores y otro tipo de carga no-lineales se los agrega también dentro del vector I en su respectivo número de fila, es decir de acuerdo al número de barra a las que están conectadas.

Haciendo a un lado la fundamental, ya que la solución de esta se la halla con el flujo de potencia, los 63 armónicos restantes requieren de 63 soluciones del sistema de ecuaciones (3.1), con $[Y]$ obviamente diferente para cada frecuencia armónica, puesto que es claro la dependencia de las impedancias inductiva y capacitiva con respecto a la frecuencia dados por $\omega_n L$ y $\omega_n C$.

Una vez que los voltajes han sido encontrados para la fundamental y para los armónicos, una función más exacta del flujo $\varphi(t)$ se encuentra, para cada inductancia no lineal, mediante los valores picos de los fasores de voltaje $|V_1|e^{j\phi_1}$, $|V_3|e^{j\phi_3}$, etc.,

$$\varphi(t) = \sum_{n=1}^k \frac{|V_n|}{\omega_n} \sin(\omega_n t + \phi_n) \quad (3.6)$$

Con $\varphi(t)$ conocido, $i(t)$ se genera nuevamente punto por punto como se muestra en la figura (3.2), para luego ser analizada nuevamente con la subrutina de la transformada rápida de Fourier y así

obtener un mejor conjunto de armónicos expresados por la ecuación (3.4). Estos nuevos valores se usa para obtener valores más exactos de los voltajes armónicos. Este proceso iterativo se repite hasta que los cambios en las corrientes armónicas sea suficientemente pequeño. La experiencia ha demostrado que tres iteraciones son usualmente requeridas para obtener las corrientes armónicas con una aproximación de +/- 5%.

Usualmente el fabricante de transformadores especifica la curva de saturación mediante los voltajes y corrientes rms. El siguiente procedimiento muestra como transformar una curva V_{rms} vs. I_{rms} a una curva ϕ vs. i , asumiendo las siguientes aproximaciones

1. Las pérdidas por histéresis y corrientes de eddy en el núcleo se ignoran,
2. la resistencia de los devanados es despreciable.
3. La curva ϕ / i se genera punto por punto con distancias tales que la interpolación lineal es aceptable entre los puntos

Para la transformación es necesario asumir que el flujo varía sinusoidalmente a la frecuencia fundamental como una función del tiempo, porque es lo más probable que la curva V_{rms}/I_{rms} haya sido medida con un voltaje terminal sinusoidal. Tomando en cuenta la aproximación (2), $v = d\phi / dt$. Por esto, el flujo es sinusoidal y la conversión de valores de V_{rms} a valores de flujo se transforma en una simple reescala:

$$\phi = \frac{V_{rms}\sqrt{2}}{\omega} \tag{3.7}$$

Los valores de la corriente son más complicados de hallar, excepto para el punto i_B figura (3.3), el cual es el final de la región lineal de la curva donde i_B es igual a:

$$i_B = I_{rms1}\sqrt{2} \tag{3.8}$$

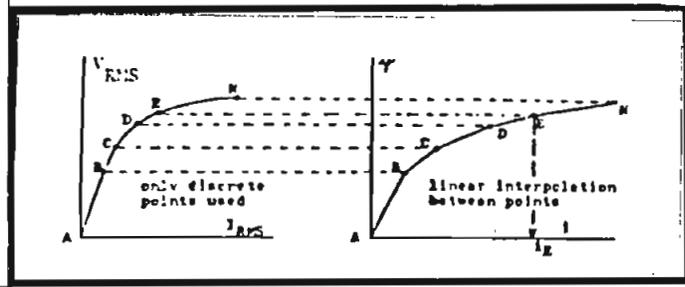


Fig. 3.3 Conversión Recursiva de una Curva Vrms/Irms a una Curva ϕ / i

Para los siguientes segmentos ($k \geq 2$), los picos de la corriente se obtienen evaluando I_{mak} en cada segmento k usando la ecuación (3.9). Si se asume que $\phi_k(\theta) = \phi_k \sin \theta$, se tiene

$$I_{\text{rmsk}}^2 = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} \left(\frac{\phi_k \sin \theta}{L_1} \right)^2 d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(i_1 + \frac{\phi_k \sin \theta - \phi_1}{L_2} \right)^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_{k-1}}^{\pi/2} \left(i_{k-1} + \frac{\phi_k \sin \theta - \phi_{k-1}}{L_k} \right)^2 d\theta \right] \quad (3.9)$$

donde los "puntos de ruptura" $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{k-1}$ vienen dados por

$$\theta_j = \arcsin \left(\frac{V_j}{V_k} \right) \quad \text{para } j = 1, 2, \dots, k-1 \quad (3.10)$$

L_k es la pendiente del segmento lineal buscado.

Resolviendo la ecuación (3.9) se obtiene una nueva expresión cuadrática de la forma

$$a_k Y_k^2 + b_k Y_k + c_k = 0 \quad (3.11)$$

con las constantes a_k, b_k y c_k conocidas se encuentra $Y_k = 1/L_k$. El pico de la corriente i_k se halla mediante la siguiente expresión

$$i_k = i_{k-1} + Y_k (\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (3.12)$$

Este procedimiento se repite para todos los segmentos con los cuales se quiere representar la curva de saturación.

3.2 Modelo Matemático de un Conversor de 6 Pulsos Totalmente Controlado

En esta sección se desarrolla un modelo para el conversor de 6 pulsos totalmente controlado, partiendo de la consideración que los voltajes son sinusoidales, luego se realiza el ajuste respectivo debido a la distorsión de los voltajes de entrada al conversor en el lado de AC.

La técnica usada para el análisis según E.W. Kimbark [4] está basada en las siguientes suposiciones.

- El ángulo de traslape μ es tal que $0^\circ < \mu < 60^\circ$.
- Las pérdidas en el conversor son despreciables.
- La corriente rectificadora I_d es libre de rizado.
- La potencia real, "P" suministrada por el conversor y el ángulo de disparo " α " son conocidos.
- El sistema es completamente balanceado.
- La inductancia del transformador y los voltajes secundarios son conocidos.
- Los tiristores no tienen resistencia directa y tienen resistencia inversa infinita.
- Los tiristores se encienden en intervalos iguales de un sexto de ciclo (60°).

La figura (3.4) muestra el circuito del conversor con la notación adoptada, los voltajes instantáneos fase neutro son tomados como:

$$\begin{aligned}e_a &= E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\e_b &= E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\e_c &= E_m \cos(\omega t - 180^\circ)\end{aligned}\tag{3.13}$$

Los correspondientes voltajes fase-fase son

$$\begin{aligned}e_{ac} &= e_a - e_c = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \\e_{ba} &= e_b - e_a = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t - 90^\circ) = \sqrt{3}E_m \sin \omega t \\e_{cb} &= e_c - e_b = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 150^\circ)\end{aligned}\tag{3.14}$$

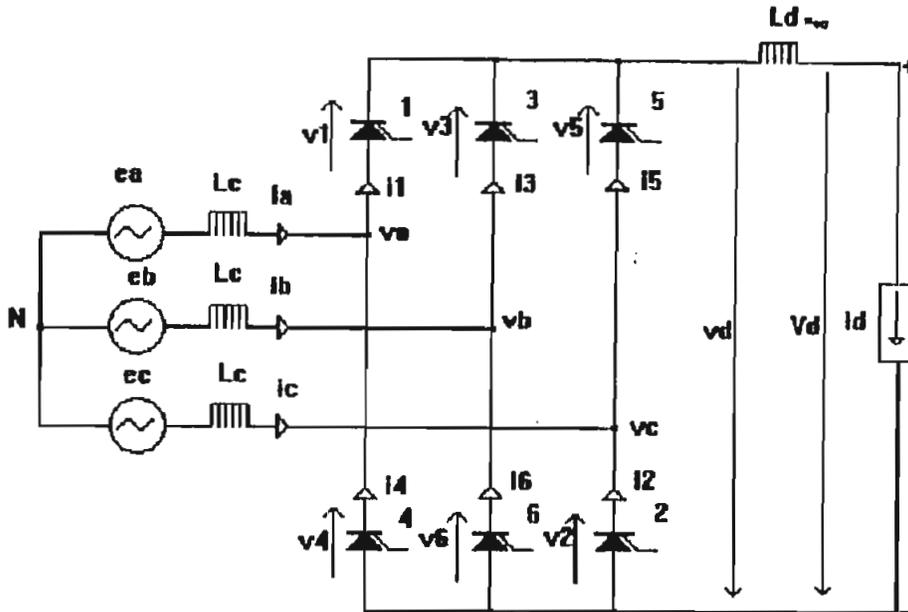


Fig. 3.4 Circuito Esquemático para Análisis de un Conversor AC/DC

El circuito de la figura (3.4), contiene una fuente de voltaje trifásica y una fuente dc, los tiristores están numerados de acuerdo al orden de encendido. En el análisis de este circuito, los efectos de las dos fuentes son superpuestos. La superposición es válida en un circuito lineal. Un circuito con tiristores es lineal por partes. Esto es, con un conjunto de tiristores conduciendo, el circuito es lineal en ese intervalo de tiempo; con otro conjunto de tiristores conduciendo en otro instante de tiempo, es un circuito lineal diferente. En el instante en el cual un tiristor empieza o termina de conducir, el circuito cambia. La solución de dos circuitos consecutivos son puestos juntos en el instante de cambio para satisfacer las condiciones de continuidad debido a las inductancias L_d y L_c .

La continuidad de la corriente se obtiene en la solución de dos circuitos haciendo que el valor final de la corriente de uno determine el correspondiente valor inicial del siguiente circuito.

3.2.1 Análisis sin Ángulo de Conmutación

La transferencia de corriente de un tiristor a otro en la misma fila (figura 3.4) se llama conmutación. Si se supone que siempre conducen dos tiristores a la vez, la conmutación ocurre instantáneamente, que es el caso cuando no existe traslape. Tal tipo de conmutación es imposible si la fuente de ac tiene alguna inductancia.

La figura (3.5) muestra el circuito de la figura (3.4), donde solamente los tiristores 1 y 2 están conduciendo. La corriente I_d , representada como una fuente de corriente no provoca caídas de voltaje en el circuito serie n2N1pn, porque la $di/dt = 0$. Resolviendo el circuito mediante el principio de superposición se tiene:

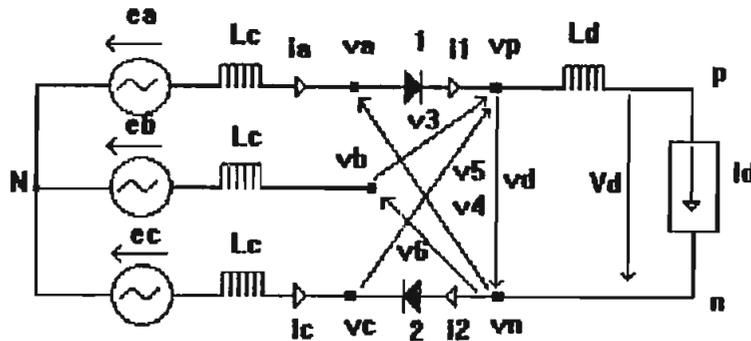


Fig. 3.5 Conversor Rectificador con los Tiristores 1 y 2 Conduciendo

$$i_a = i_1 = i_2 = -i_b = I_d \quad (3.15.a)$$

$$i_b = i_3 = i_4 = i_5 = i_6 = 0 \quad (3.15.b)$$

$$v_a = v_p = e_a = E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \quad (3.15.c)$$

$$v_b = e_b = E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \quad (3.15.d)$$

$$v_c = v_n = e_c = E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (3.15.e)$$

$$v_d = v_p - v_n = e_a - e_c = e_{ac} = \sqrt{3} E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \quad (3.15.f)$$

$$v_1 = v_2 = 0 \quad (3.15.g)$$

$$v_3 = e_{ba} = \sqrt{3} E_m \sin \omega t \quad (3.15.h)$$

$$v_4 = v_5 = -v_d = -\sqrt{3} E_m \cos(\omega t - 150^\circ) \quad (3.15.i)$$

$$v_6 = e_{cb} = \sqrt{3} E_m (\omega t + 150^\circ) \quad (3.15.j)$$

La condición de conducción de este circuito permanece por solamente un sexto de ciclo (60°) y es seguido por uno en el cual conducen los tiristores 2 y 3; luego los tiristores 3 y 4, luego 4 y 5, luego 5 y 6, luego 6 y 1, y se regresa a 1 y 2. Las ecuaciones para estos intervalos pueden ser encontrados mediante las ecuaciones (3.15) con los cambios apropiados de subíndices y ángulos de fase.

Si los tiristores 1 y 2 están conduciendo, el tiristor 3 se enciende tan pronto como e_b llega a ser mayor que e_a ; esto es en el punto R, figura (3.6). Este instante se toma como $\omega t = 0$. En el mismo instante, bajo las suposiciones asumidas, el tiristor 1 deja de conducir. Los tiristores son controlados por el ángulo de disparo de los mismos denotado por α y corresponde al tiempo de retardo α / ω segundos. El tiristor 3 empezará a conducir tan pronto como $\omega t = \alpha$; el tiristor 4, cuando $\omega t = \alpha + 60^\circ$; el tiristor 5, cuando $\omega t = \alpha + 120^\circ$; y así sucesivamente. El ángulo de disparo α no puede excederse de 180° ; debido a que el punto T, 180° después de R en la figura (3.6), marca el final del intervalo sobre el cual el tiristor 3 puede encenderse, ya que solo para este intervalo e_b es mayor que e_a .

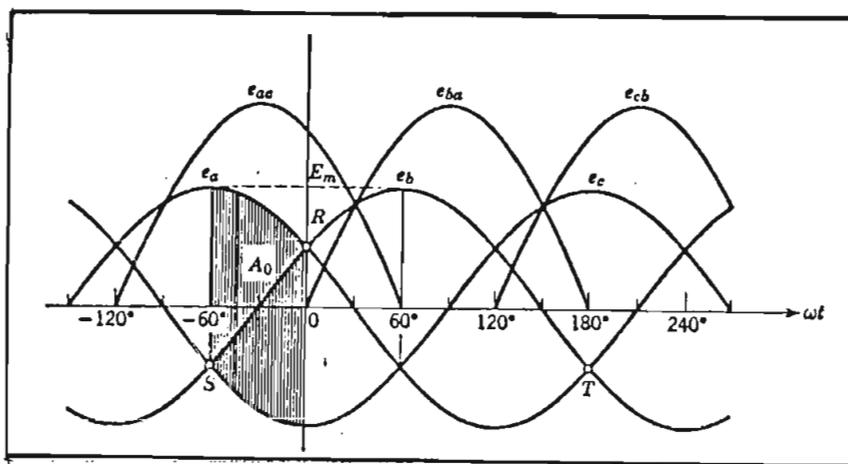


Fig. 3.6 Ondas de los Voltajes ac: Línea-Neutro, e_a , e_b , e_c ; Línea-Línea, e_{ac} , e_{bc} , e_{cb}

El voltaje directo instantáneo v_d está compuesto de arcos de 60° del voltaje alterno línea-línea, como muestran las rayas verticales del área A_0 en la figura (3.6) para el período en el cual los tiristores 1 y 2 conducen con $\omega t = \alpha$, o como se muestra en diferentes formas en la figura (3.7).

El voltaje directo medio V_d se encuentra por integración de los voltajes instantáneos sobre cualquier intervalo de 60° . Para $\alpha = 0$ (sin ángulo de disparo) y con ωt llamado θ , es

$$\begin{aligned}
 V_{do} &= \frac{3}{\pi} A_o = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^0 e_{ac} d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{-60^\circ}^0 \sqrt{3} E_m \cos(\theta + 30^\circ) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} \sin(\theta + 30^\circ) \Big|_{-60^\circ}^0 = \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} [\sin 30^\circ - \sin(-30^\circ)] \\
 &= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} 2 \sin 30^\circ = \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} = 1.65 E_m
 \end{aligned}$$

$$V_{do} = 1.65 E_m \quad (3.16)$$

donde E_m es el valor pico del voltaje alterno línea-neutro. En términos de los voltajes rms línea-neutro y línea-línea (E_{LN} y E_{LL} , respectivamente),

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{LN} = 2.34 E_{LN} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} = 1.35 E_{LL} \quad (3.17)$$

V_{do} es usualmente llamado el voltaje directo ideal.

Por el ángulo de disparo α , ambos límites de integración son simplemente incrementados por α , como se muestra en la figura (3.7b a g), dando

$$\begin{aligned}
 V_d &= V_{do} \int_{\alpha-60^\circ}^{\alpha} \cos(\theta + 30^\circ) d\theta = V_{do} \sin(\theta + 30^\circ) \Big|_{\alpha-60^\circ}^{\alpha} \\
 &= V_{do} [\sin(\alpha + 30^\circ) - \sin(\alpha - 30^\circ)]
 \end{aligned}$$

$$V_d = (2 \sin 30^\circ) \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha \quad (3.18)$$

Así se observa que un efecto del ángulo de disparo es el de reducir el voltaje directo medio por el factor $\cos \alpha$. Puesto que α puede variar en el intervalo de 0 a 180° , $\cos \alpha$ varía en un rango de 1 a -1, y V_d varía de V_{do} a $-V_{do}$. Debido a que la corriente I_d no puede invertirse por las propiedades unidireccionales de los tiristores, el voltaje negativo V_d en unión con la corriente positiva I_d representa un flujo de potencia reverso; esto es, la conversión de potencia se da desde el lado dc al ac y no del lado de ac al dc. En otras palabras, esto representa la inversión como proceso opuesto a la rectificación.

La figura (3.7) muestra las ondas del voltaje directo instantáneo v_d para varios ángulos de disparo. Es notorio que el rizado y los armónicos en el voltaje directo se incrementan con ángulos de disparo hasta 90° y decrecen para ángulos de 90° a 180° .

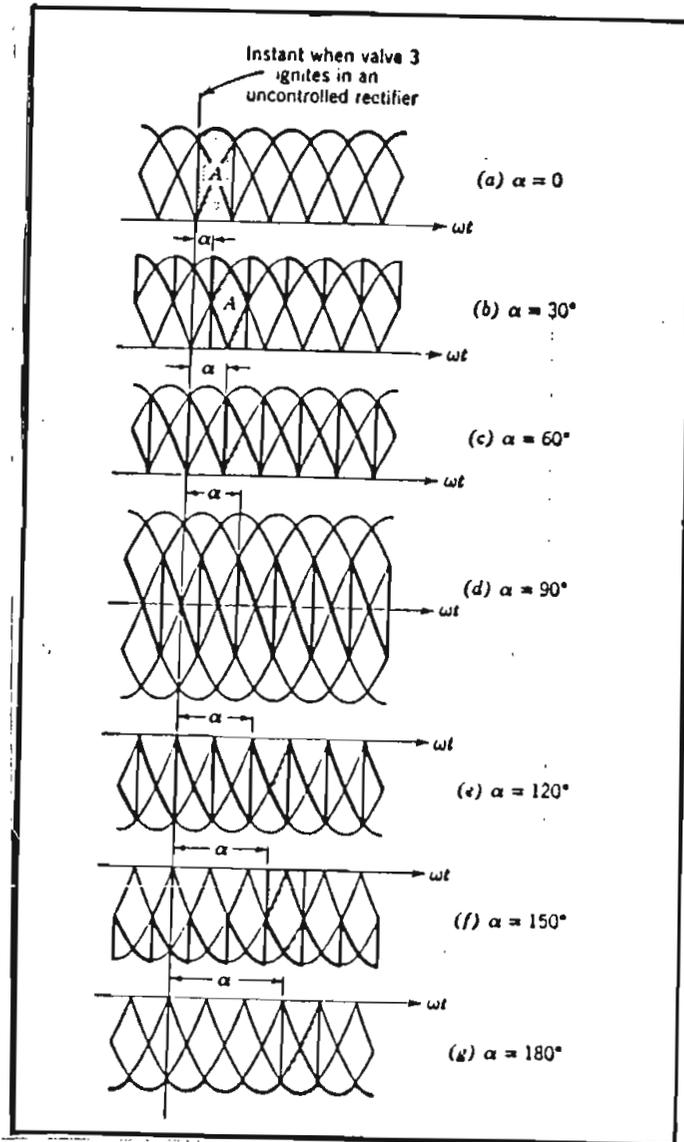


Fig. 3.7 Voltajes Directos Instantáneos de un Conversor con Ángulos de Disparo α pero sin Traslape.

Despreciando las pérdidas en el conversor, la potencia ac debe ser igual a la potencia dc; esto es,

$$3E_{LN}I_{L1} \cos \phi = V_d I_d = I_d V_{d0} \cos \alpha \quad (3.19)$$

donde I_{L1} es el valor rms de la componente fundamental de la corriente. La corriente de línea tiene una forma de onda que se muestra en la figura (3.8a), consistente de pulsos rectangulares positivos y negativos de amplitud I_d y ancho $2\pi/3$ rad. Esta forma es independiente de α si no existe traslape. Mediante análisis de Fourier el valor pico de la componente fundamental de esta onda es

$$\begin{aligned}\sqrt{2}I_{L1} &= \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} I_d \cos \theta d\theta' = \frac{2}{\pi} I_d \sin \theta' \Big|_{-60^\circ}^{+60^\circ} \\ &= \frac{2}{\pi} I_d [\sin 60^\circ - \sin(-60^\circ)] = \frac{2}{\pi} I_d (2 \sin 60^\circ)\end{aligned}$$

$$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.11 I_d \quad (3.20)$$

El valor rms de la corriente fundamental es

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (3.21)$$

Substituyendo dentro de la ecuación (3.19) los valores $I_{L1} = 0.78 I_d$ y $V_{\alpha 0} = 2.34 E_{LN}$ se tiene

$$\cos \phi = \cos \alpha \quad (3.22)$$

en donde $\cos \phi$ es el factor de potencia y ϕ es el ángulo entre la corriente fundamental de línea y el voltaje línea-neutro de la fuente.

Sin ángulo de disparo, los pulsos rectangulares de la corriente de línea están centrados con la onda sinusoidal del voltaje línea-neutro, como se muestra en la figura (3.8a), y la onda sinusoidal de la fundamental está en fase con la onda del voltaje. El ángulo de disparo α cambia las ondas de corriente y su componente fundamental por el ángulo $\phi = \alpha$, como muestran las figuras (3.8b, c, d, e, y f). Así el convertidor obtiene potencia reactiva Q desde el sistema ac.

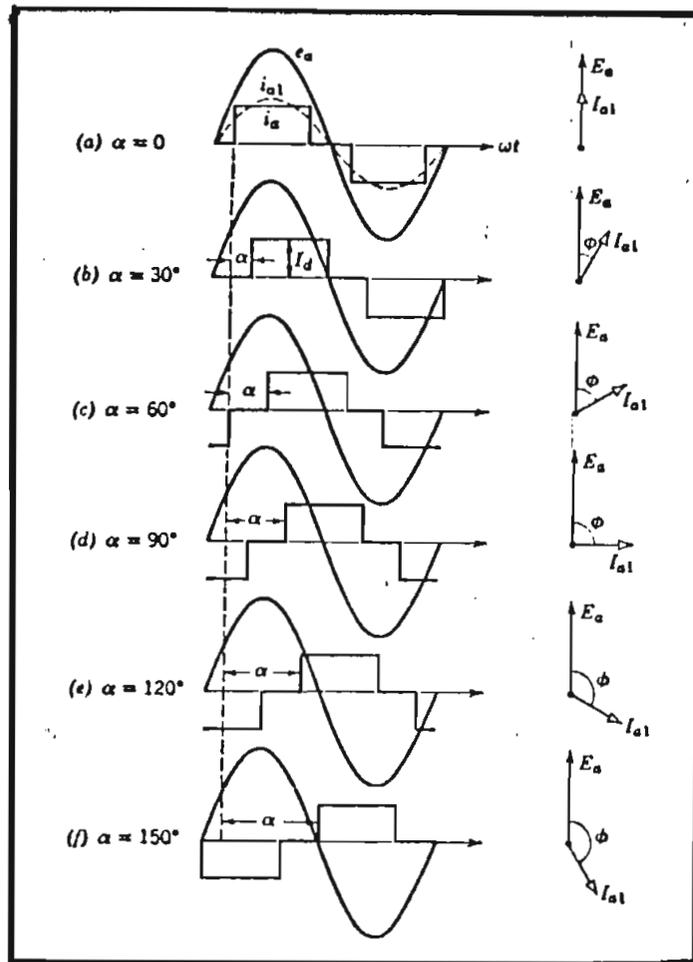


Fig. 3.8 Relación entre el Ángulo de Disparo y el Desfasamiento Angular

3.2.2 Análisis del Conversor Considerando el Ángulo de Conmutación Menor que 60°

Debido a que la fuente de ac, especialmente el transformador, tiene una inductancia, la corriente en esta no puede variar instantáneamente, y por lo tanto la transferencia de corriente de una fase a otra requiere de un tiempo, llamado el tiempo de conmutación o tiempo de traslape, μ / ω donde μ es el ángulo de conmutación. En operación normal este es menor que 60° : valores típicos a plena carga van de 20° a 25° . Durante la conmutación tres tiristores conducen simultáneamente, pero entre las conmutaciones solamente dos tiristores conducen. Puesto que una nueva conmutación empieza cada 60° , el intervalo en el que conducen dos tiristores es $60^\circ - \mu$. La secuencia de conducción de los tiristores es 12, 123, 23, 234, 34, 345, 45, 456, 56, 561, 61, 612. Si $\mu = 60^\circ$, una nueva conmutación empieza ese mismo instante en que el anterior terminó, esto indica que siempre estarán conduciendo 3 tiristores a la vez. Este es un caso límite, como lo es también para $\mu = 0^\circ$, la secuencia de conducción de los tiristores en esta condición es 123, 234, 345, 456, 561, 612.

Si $60^\circ < \mu < 120^\circ$, un modo anormal de operación ocurre en el cual alternadamente tres o cuatro tiristores conducen. El límite de este modo de operación ocurre cuando $\mu = 120^\circ$ donde siempre conducen cuatro tiristores.

Regresando al análisis en operación normal con $0^\circ < \mu < 60^\circ$ y con dos y tres tiristores conduciendo alternadamente. El intervalo en el que conducen los tiristores 1 y 2 la corriente que pasa por ellos es i_d . Este intervalo finaliza en $\omega t = \alpha$, cuando el tiristor 3 se enciende. En el siguiente intervalo, el circuito efectivo es el que se muestra en la figura (3.9), con los tiristores 1, 2, y 3 conduciendo. Durante este intervalo la corriente directa se transfiere desde el tiristor 1 hacia el 3

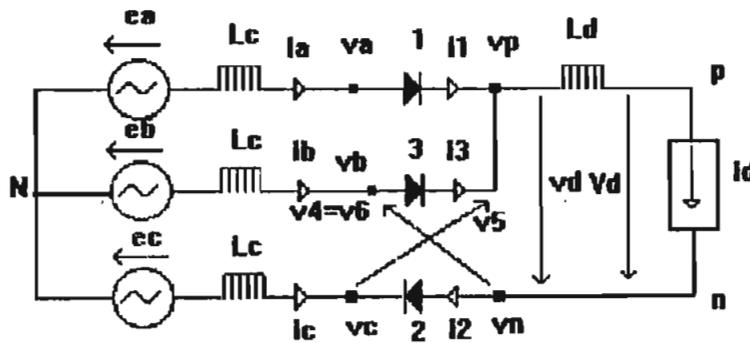


Fig. 3.9 Conversor con los Tiristores 1, 2, y 3 Conduciendo

$$\text{En un comienzo } (\omega t = \alpha): \quad i_1 = I_d \quad \text{y} \quad i_3 = 0 \quad (3.23)$$

$$\text{Al final } (\omega t = \alpha + \mu): \quad i_1 = 0 \quad \text{y} \quad i_3 = I_d \quad (3.24)$$

El ángulo de extinción es $\delta = \alpha + \mu$. Alrededor de la malla N31N,

$$e_b - e_a = L_c \frac{di_3}{dt} - L_c \frac{di_1}{dt}$$

$$i_1 = I_d - i_3 \quad \Rightarrow \quad \frac{di_1}{dt} = -\frac{di_3}{dt}$$

$$e_b - e_a = 2L_c \frac{di_3}{dt} = \sqrt{3}E_m \sin \omega t$$

Dividiendo por $2L_c$ e integrando con respecto a t , con los límites dados por la ecuación (3.23), se tiene

$$\frac{\sqrt{3}E_m}{2L_c} \int_{\alpha/\omega}^t \sin(\omega t) dt = \int_0^{i_3} di_3$$

$$I_{r2}(\cos \alpha - \cos(\omega t)) = i_3 = I_d - i_1 \quad (3.25)$$

donde

$$I_{r2} = \frac{\sqrt{3}E_m}{2\omega L_c} \quad (3.26)$$

La ecuación (3.25) muestra que i_3 , la corriente del tiristor que entra en funcionamiento durante la conmutación, consiste de un término constante (dc) y un término sinusoidal, figura (3.10). El término sinusoidal retrasa el voltaje de conmutación en 90° , que es lo que sucede en un circuito puramente inductivo, y tiene un valor pico I_{r2} que es la corriente de corto circuito línea-línea en la fuente de ac. El término constante que hace que $i_3 = 0$ en el inicio de la conmutación, depende de α , la corriente i_1 tiene un término sinusoidal de igual amplitud que i_3 pero de fase opuesta, y el término constante sirve para hacer $i_1 = I_d$ en el inicio. Durante la conmutación el voltaje línea-línea de las fases que se cortocircuitan es cero.

Durante el intervalo de conmutación de los tiristores 1 y 3 ($\alpha < \omega t < \alpha + \mu$), los valores instantáneos de todas las corrientes están dados por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} i_a = i_1 &= I_d - I_{r2}(\cos \alpha - \cos \omega t) \\ i_b = i_3 &= I_{r2}(\cos \alpha - \cos \omega t) \\ i_c &= -i_2 = -I_d \\ i_4 = i_5 = i_6 &= 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Las ecuaciones (3.27) pueden ser adaptadas a los demás periodos de conmutación, es decir cuando conducen los tiristores (234, 345, 456, 561, 612) mediante los cambios apropiados de subíndices y ángulos de fase. Para los periodos donde conducen solamente dos tiristores (12, 23, 34, 45, 56, 61), las ecuaciones (3.15) describen el comportamiento del convertidor en estos intervalos, cambiando los subíndices y ángulos de fase adecuadamente. A continuación se

presentan las ecuaciones que describen el comportamiento de las corrientes instantáneas de un convertidor ac-dc de seis pulsos totalmente controlado en un periodo de 2π .

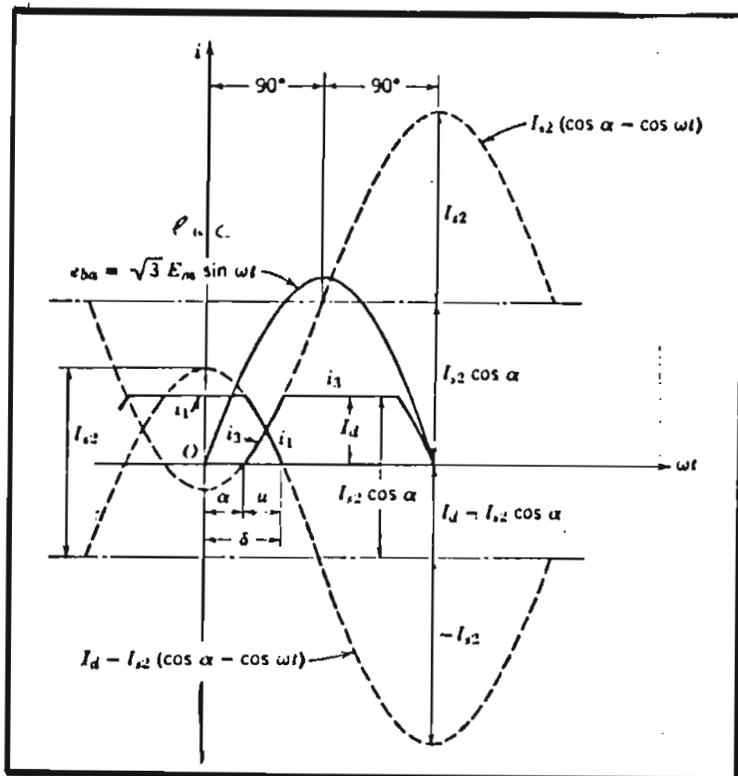


Fig. 3.10 Corrientes i_1 e i_2 Durante la Conmutación de los Tiristores 1 a 3 como Parte de las Ondas Sinusoidales de la Corriente de Corto Circuito de Amplitud I_{s2} .

$\delta - 60^\circ < \omega t < \alpha$. Conducen 1,2

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_d \\
 i_b &= 0 \\
 i_c &= -I_d \\
 i_1 &= i_2 = I_d \\
 i_3 &= i_4 = i_5 = i_6 = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.28}$$

$\alpha < \omega t < \delta$. Conducen 1,2,3

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_d - I_{s2} \cos \alpha + I_{s2} \cos \theta \\
 i_b &= I_{s2} \cos \alpha - I_{s2} \cos \theta
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_c &= -I_d \\
i_1 &= I_d - I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos \theta \\
i_2 &= I_d \\
i_3 &= I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos \theta \\
i_4 &= i_5 = i_6 = 0
\end{aligned} \tag{3.29}$$

$\delta < \omega t < \alpha + 60^\circ$. Conducen 2,3

$$\begin{aligned}
i_a &= 0 \\
i_b &= I_d \\
i_c &= -I_d \\
i_2 &= i_3 = I_d \\
i_1 &= i_4 = i_5 = i_6 = 0
\end{aligned} \tag{3.30}$$

$\alpha + 60^\circ < \omega t < \delta + 60^\circ$. Conducen 2,3,4

$$\begin{aligned}
i_a &= -I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos(\theta - 60) \\
i_b &= I_d \\
i_c &= -I_d + I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos(\theta - 60) \\
i_2 &= I_d - I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos(\theta - 60) \\
i_3 &= I_d \\
i_4 &= I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos(\theta - 60) \\
i_1 &= i_5 = i_6 = 0
\end{aligned} \tag{3.31}$$

$\delta + 60^\circ < \omega t < \alpha + 120^\circ$. Conducen 3,4

$$\begin{aligned}
i_a &= -I_d \\
i_b &= I_d \\
i_c &= 0 \\
i_3 &= i_4 = I_d \\
i_1 &= i_2 = i_5 = i_6 = 0
\end{aligned} \tag{3.32}$$

$\alpha + 120^\circ < \omega t < \delta + 120^\circ$. Conducen 3,4,5

$$\begin{aligned}i_a &= -I_d \\i_b &= I_d - I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos(\theta + 60) \\i_c &= I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos(\theta + 60) \\i_3 &= I_d - I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos(\theta + 60) \\i_4 &= I_d \\i_5 &= I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos(\theta + 60) \\i_1 &= i_2 = i_6 = 0\end{aligned}\tag{3.33}$$

$\delta + 120^\circ < \omega t < \alpha + 180^\circ$. Conducen 4,5

$$\begin{aligned}i_a &= -I_d \\i_b &= 0 \\i_c &= I_d \\i_4 &= i_5 = I_d \\i_1 &= i_2 = i_3 = i_6 = 0\end{aligned}\tag{3.34}$$

$\alpha + 180^\circ < \omega t < \delta + 180^\circ$. Conducen 4,5,6

$$\begin{aligned}i_a &= -I_d + I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos \theta \\i_b &= -I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos \theta \\i_c &= I_d \\i_4 &= I_d - I_{r2} \cos \alpha - I_{r2} \cos \theta \\i_5 &= I_d \\i_6 &= I_{r2} \cos \alpha + I_{r2} \cos \theta \\i_1 &= i_2 = i_3 = 0\end{aligned}\tag{3.35}$$

$\delta + 180^\circ < \omega t < \alpha + 240^\circ$. Conducen 5,6

$$\begin{aligned}i_a &= 0 \\i_b &= -I_d \\i_c &= I_d\end{aligned}$$

$$i_5 = i_6 = I_d \quad (3.36)$$

$$i_1 = i_2 = i_3 = i_4 = 0$$

$\alpha + 240^\circ < \omega t < \delta + 240^\circ$. Conducen 5,6,1

$$i_a = I_{s2} \cos \alpha + I_{s2} \cos(\theta - 60)$$

$$i_b = -I_d$$

$$i_c = I_d - I_{s2} \cos \alpha - I_{s2} \cos(\theta - 60) \quad (3.37)$$

$$i_{a1} = I_{s2} \cos \alpha + I_{s2} \cos(\theta - 60)$$

$$i_5 = I_d - I_{s2} \cos \alpha - I_{s2} \cos(\theta - 60)$$

$$i_6 = I_d$$

$$i_2 = i_3 = i_4 = 0$$

$\delta + 240^\circ < \omega t < \alpha + 300^\circ$. Conducen 6,1

$$i_a = I_d$$

$$i_b = -I_d$$

$$i_c = 0$$

$$i_1 = i_6 = I_d \quad (3.38)$$

$$i_2 = i_3 = i_4 = i_5 = 0$$

$\alpha + 300^\circ < \omega t < \delta + 300^\circ$. Conducen 6,1,2

$$i_a = I_d$$

$$i_b = -I_d + I_{s2} \cos \alpha - I_{s2} \cos(\theta + 60)$$

$$i_c = -I_{s2} \cos \alpha + I_{s2} \cos(\theta + 60)$$

$$i_1 = I_d \quad (3.39)$$

$$i_2 = I_{s2} \cos \alpha - I_{s2} \cos(\theta + 60)$$

$$i_6 = I_d - I_{s2} \cos \alpha + I_{s2} \cos(\theta + 60)$$

En el final del periodo de conmutación, substituyendo los valores dados por la ecuación (3.24) dentro de la ecuación (3.25) se obtiene la expresión para hallar el valor de i_d , con el cual se halla la forma de onda de la corriente de línea en el lado ac del conversor

$$I_d = I_{s2}(\cos \alpha - \cos \delta) \quad (3.40)$$

Esta ecuación da la corriente continua en términos de los ángulos de disparo y de extinción. Una ecuación similar se desarrolla para calcular la caída de voltaje ΔV_d debido a la conmutación. En la figura (3.11) el efecto del traslape es el de sustraer un área A de una área mayor A_0 , cada sexto de ciclo ($\pi/3$ rad). Como anteriormente se mostró $A_0 = V_{do} \pi / 3$. Similarmente, el área $A = \Delta V_d \pi / 3$:

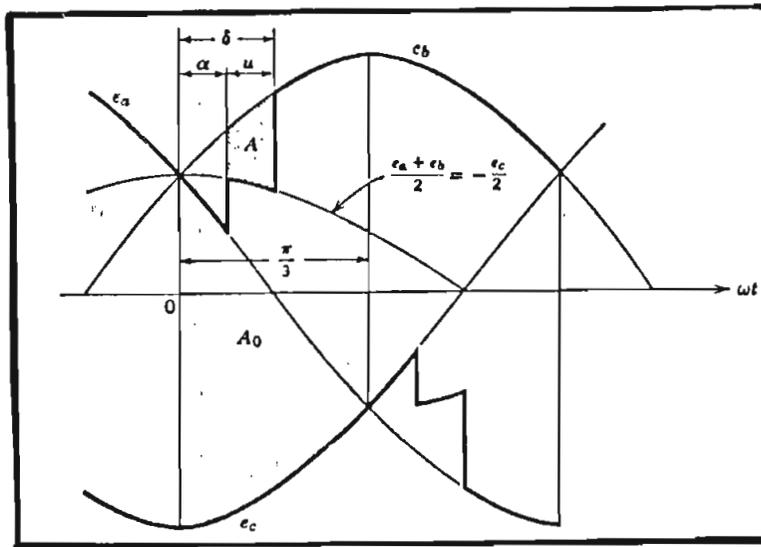


Fig. 3.11 Curva para la Derivación de la Caída de Voltaje Debido al Traslape

$$\begin{aligned} A &= \int_{\alpha}^{\delta} \left(e_b - \frac{e_a - e_b}{2} \right) d\theta = \int_{\alpha}^{\delta} \frac{e_b - e_a}{2} d\theta \\ &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \int_{\alpha}^{\delta} \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{3}E_m}{2} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\delta} \\ &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} (\cos \alpha - \cos \delta) \\ \Delta V_d &= \frac{3}{\pi} A = \frac{\sqrt{3}E_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \delta) \end{aligned}$$

$$\Delta V_d = \frac{V_{do}}{2} (\cos \alpha - \cos \delta) \quad (3.41)$$

Sin traslape, el voltaje directo fue $V_{do} \cos \alpha$ ecuación (3.18). Con traslape es

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - \Delta V_d = \frac{V_{do} (\cos \alpha + \cos \delta)}{2} \quad (3.42)$$

La ecuación (3.42) es la que normalmente se utiliza en el cálculo del voltaje directo, pero además de esta existen varias expresiones que relacionan los voltajes alternos y continuos y que son válidas para ángulos de conmutación $\mu < 60^\circ$, que es el caso normal:

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(\frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \right) E_{LN} \quad (3.43)$$

Despreciando las pérdidas, la potencia activa ac es igual a la potencia dc:

$$P_a = P_d \quad (3.44)$$

donde

$$P_a = 3E_{LN} I_{L1} \cos \phi \quad (3.45)$$

y

$$P_d = V_d I_d \quad (3.46)$$

Substituyendo las ecuaciones (3.45) y (3.46) en la ecuación (3.43), y resolviendo para la corriente alterna, se tiene

$$I_{L1} \cos \phi = \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \right) \left(\frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \right) \quad (3.47)$$

Ahora se llega a la aproximación,

$$I_{L1} \approx \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = I_{L10} \quad (3.48)$$

que es exacta solamente si $\mu=0$ y con un error máximo de 4.3% si $\mu=60^\circ$ y solamente con un error de 1.1% para $\mu < 30^\circ$ (el rango de operación normal). Por lo tanto se tiene

$$\cos \phi \equiv \left(\frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \right) \quad (3.49)$$

Por sustitución de la ecuación (3.49) dentro de la ecuación (3.43), se tiene

$$V_d \equiv \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{LN} \cos \phi \quad (3.50)$$

La potencia reactiva en el lado ac se la encuentra mediante la siguiente expresión

$$Q = P_e \tan \phi \quad (3.51)$$

donde ϕ esta dada por la ecuación (3.49). Por supuesto, que esta no es la potencia reactiva sobre el lado dc. La ecuación (3.51) es de suma importancia debido a que con ella se puede obtener la potencia reactiva especificada a la frecuencia fundamental del convertidor y con esto podemos correr un flujo de potencia.

Tomando en cuenta que el convertidor es una fuente de distorsión armónica se debe notar que las formas de onda del voltaje no son totalmente sinusoidales debido a la presencia misma del convertidor así como también a la presencia de otras cargas no-lineales; por lo tanto, siguiendo el mismo análisis anterior y considerando los voltajes expandidos en series de Fourier se tiene que los voltajes en el secundario línea-neutro tienen la siguiente forma

$$u_a(t) = \sum_k u_k \sin(k\omega_o t + \phi'_k) \quad (3.52)$$

$$u_b(t) = \sum_k u_k \sin\left(k\omega_o \left(t - \frac{T_o}{3} + \phi'_k\right)\right) = \sum_k u_k \sin\left(k\omega_o t + \phi'_k - \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \quad (3.53)$$

$$u_c = \sum_k u_k \sin\left(k\omega_o t + \phi'_k + \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \quad (3.54)$$

donde T_o es el periodo de w_o , w_o es la frecuencia fundamental, u_k son los coeficientes de Fourier en por unidad,

$$\delta_k = \begin{cases} 1 & k = 1, 4, 7, \dots \\ -1 & k = 2, 5, 8, \dots \\ 0 & k = 3, 6, 9, \dots \end{cases} \quad (3.55)$$

y \sum_k denota la sumatoria de $k=1$ a ∞ . Note que $T_o = \frac{2\pi}{\omega_o}$.

Examinando las ecuaciones (3.52) a (3.54) se tiene que el voltaje línea-neutro posee voltajes de secuencia positiva para $k=1, 4, 7, 10, \dots$, secuencia negativa solamente para $k=2, 5, 8, 11, \dots$ y secuencia cero para $k=3, 6, 9, 12, \dots$. Los voltajes línea-línea son $u_{ab}(t), u_{bc}(t)$ y $u_{ca}(t)$ que están dados, en por unidad por:

$$u_{ab}(t) = u_a(t) - u_b(t) = \sum_k u_k \sin(k\omega_o t + \phi_k) \quad (3.56)$$

$$u_{bc} = \sum_k u_k \sin\left(k\omega_o t + \phi_k - \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \quad (3.57)$$

$$u_{ca} = \sum_k u_k \sin\left(k\omega_o t + \phi_k + \frac{2\pi\delta_k}{3}\right) \quad (3.58)$$

donde

$$\phi_k = \phi_k' + \delta_k \frac{\pi}{6} \quad (3.59)$$

Examinando estas ecuaciones también se puede observar que los voltajes línea-línea de secuencia positiva solamente ocurren para $k=1, 4, 7, \dots$, secuencia negativa para $k=2, 5, 8, \dots$ y no existen componentes para $k=3, 6, 9, \dots$

Empleando un análisis similar al anterior usado por Kimbark [4] se puede mostrar que el voltaje medio dc, V_d está dado por: [5]

$$V_d = V_{d2} - \Delta V \quad (3.60)$$

donde

$$V_{d2} = \frac{6}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{V_{km}}{k} \sin\left(\frac{\pi}{3} \delta_k\right) \left\{ \sin\left[k(\phi_2 + \alpha) + \theta_k - \frac{\pi}{3} \delta_k \right] - \sin\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k - \frac{\pi}{3} \delta_k \right] \right\} \quad (3.61)$$

$$\Delta V = \frac{3}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{V_{km}}{k} \sin\left(\frac{\pi}{3} \delta_k\right) \left\{ \sin\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{3} \delta_k \right] - \sin\left[k(\phi_1 + \alpha + \mu) + \theta_k + \frac{\pi}{3} \delta_k \right] \right\} \quad (3.62)$$

En realidad V_{d2} es el voltaje dc medio con $\mu = 0$ y $\alpha \neq 0$ y ΔV representa la reducción del voltaje medio debido al traslape durante la conmutación. La corriente constante I_d esta dada por:[5]

$$I_d = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L_c} \sum_{k=1}^n \frac{V_{km}}{k} \left\{ \begin{array}{l} \cos\left[k(\phi_1 + \alpha + \mu) + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k \right] - \\ \cos\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k \right] \end{array} \right\} \quad (3.63)$$

La forma de onda de la corriente i_a esta dado por: [5]

$$\begin{aligned} i_a &= -I_d + i_2 \quad \text{para} \quad \left(\phi_1 + \alpha - \frac{\pi}{3} \right) \leq \omega t \leq \left(\phi_1 + \alpha + \mu - \frac{\pi}{3} \right) \\ &= 0 \quad \text{para} \quad \left(\phi_1 + \alpha + \mu - \frac{\pi}{3} \right) \leq \omega t \leq (\phi_1 + \alpha) \\ &= i_1 \quad \text{para} \quad (\phi_1 + \alpha) \leq \omega t \leq (\phi_1 + \alpha + \mu) \\ &= I_d \quad \text{para} \quad (\phi_1 + \alpha + \mu) \leq \omega t \leq \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \\ &= I_d - i \quad \text{para} \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \leq \omega t \leq \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} + \mu \right) \\ &= 0 \quad \text{para} \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} + \mu \right) \leq \omega t \leq (\phi_1 + \alpha + \pi) \\ &= -i_1 \quad \text{para} \quad (\phi_1 + \alpha + \pi) \leq \omega t \leq (\phi_1 + \alpha + \mu + \pi) \\ &= -I_d \quad \text{para} \quad (\phi_1 + \alpha + \mu + \pi) \leq \omega t \leq \left(\phi_1 + \alpha + \frac{5\pi}{3} \right) \\ &= -I_d + i_3 \quad \text{para} \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{5\pi}{3} \right) \leq \omega t \leq \left(\phi_1 + \alpha + \mu + \frac{5\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.64)$$

donde

$$i_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\omega L_c} \sum_{k=1}^n \frac{V_{km}}{k} \left\{ \cos\left(k\omega t + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k\right) - \cos\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k\right] \right\} \quad (3.65)$$

y

$$i = i_1 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.66)$$

$$i_2 = i_1 \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right)$$

$$i_3 = i_1 \left(\omega t - \frac{5\pi}{3} \right)$$

donde: θ_k ángulo de fase de la k -ésima armónica del voltaje

α ángulo de disparo

$\delta = \mu + \alpha$ donde μ es el ángulo de conmutación

V_{km} voltaje pico línea neutro

1 secuencia positiva $l = 1, 7, 13, \dots$

$\delta_k = 0$ secuencia cero $l = 3, 6, 9, \dots$

-1 secuencia negativa $l = 5, 11, 17, \dots$

$\phi_1 =$ ángulo en el cual v_a llega a ser mayor que v_c en el convertidor trifásico

$$\phi_2 = \phi_1 + \frac{\pi}{3}$$

Basados en las ecuaciones (3.61) a (3.66) se desarrolla un algoritmo computacional para determinar la corriente de ingreso al convertidor, el ángulo de conmutación y la potencia reactiva y que se expone a continuación: [5]

1. Se parte de un ángulo de $\mu = 60^\circ$
2. Disminuye en uno a μ
3. Se calcula V_d e I_d usando las ecuaciones (3.60) a (3.63))
4. Si $V_d I_d > P$, ir al paso 2.

5. Usando los pasos 2 a 4 se determina μ con el grado de aproximación que sea requerido tal que $V_d I_d = P$.

6. Usando las ecuaciones (3.64) se obtiene los coeficientes de Fourier de i_a tal que

$$i_a = \sum_{k=1}^n I_{k,m} \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (3.67)$$

7. La potencia reactiva consumida por el convertidor se calcula con:[7]

$$Q = \frac{3}{2\pi X_c} \sum_l \frac{V^{(l)}}{l} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{V^{(l)}}{l} \left[\sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) - \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \right] \right. \\ & \left. + \sum_{k,k \neq l} \frac{2V^{(k)} \delta_k \delta_l}{(l+k)(l-k)} \left[\begin{aligned} & k \left[\sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) - \sin \right. \right. \\ & \left. \left. (\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \right] \right. \\ & \left. - l \left[\cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) - \cos \right. \right. \\ & \left. \left. (\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \right] \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.68)$$

En análisis de sistemas de potencia, frecuentemente se utiliza el sistema por unidad. Usualmente, existen cuatro cantidades bases de un sistema eléctrico en por unidad, S (P, Q), V , I , Z (R, X) de estas se escoge dos por lo general S y V . Estas relaciones se muestran a continuación tanto para el lado de AC como el lado de DC:[7]

A.C(rms)

$S_{ac \text{ base}}$

$V_{ac \text{ base}}$

$$I_{ac \text{ base}} = \frac{S_{ac \text{ base}}}{\sqrt{3} V_{ac \text{ base}}}$$

$$Z_{ac \text{ base}} = \frac{V_{ac \text{ base}}^2}{S_{ac \text{ base}}} = \frac{V_{ac \text{ base}}}{\sqrt{3} I_{ac \text{ base}}}$$

D.C.

$P_{dc \text{ base}}$

$V_{dc \text{ base}}$

$$I_{dc \text{ base}} = \frac{P_{dc \text{ base}}}{V_{dc \text{ base}}} \quad (3.69)$$

$$R_{dc \text{ base}} = \frac{V_{dc \text{ base}}}{I_{dc \text{ base}}} = \frac{V_{dc \text{ base}}^2}{P_{dc \text{ base}}} \quad (3.70)$$

Como ac y dc existen en un mismo sistema, la potencia base debe ser la misma, $S_{ac \text{ base}} = P_{dc \text{ base}}$

Otra base puede ser escogida arbitrariamente por conveniencia. Así se tiene $\frac{V_{dc \text{ base}}}{V_{ac \text{ base}}} = \beta$;

entonces

$$\frac{I_{dc \text{ base}}}{I_{ac \text{ base}}} = \frac{P_{dc \text{ base}} \sqrt{3} V_{ac \text{ base}}}{V_{dc \text{ base}} S_{ac \text{ base}}} = \frac{\sqrt{3}}{\beta} \quad (3.71)$$

$$\frac{R_{dc \text{ base}}}{Z_{ac \text{ base}}} = \frac{V_{dc \text{ base}}^2 S_{ac \text{ base}}}{P_{dc \text{ base}} V_{ac \text{ base}}^2} = \frac{1}{\beta^2} \quad (3.72)$$

Las ecuaciones (3.61, 3.62, 3.63, 3.65, 3.68) se las transforma a por unidad utilizando las ecuaciones (3.73 y 3.77) quedando de la siguiente manera:

$$V_{d \text{ pu}} = \frac{V_d}{\beta V_{ac \text{ base}}} = \frac{V_{d2}}{\beta V_{ac \text{ base}}} - \frac{\Delta V}{\beta V_{ac \text{ base}}} \quad (3.73)$$

$$V_{km} = \frac{V_{km \text{ ll}}}{\sqrt{3}} \quad V_{km \text{ ll}} = \sqrt{2} E_{kl} \Rightarrow V_{km} = \frac{\sqrt{2} E_{kl}}{\sqrt{3}} \quad (3.74)$$

donde E_{kl} = voltaje rms línea línea

$$V_{d2 \text{ pu}} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi\beta} \sum_{k=1}^n \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \sin\left(\frac{\pi}{3} \delta_k\right) \left\{ \sin\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k - \frac{\pi}{3} \delta_k\right] - \sin\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k - \frac{\pi}{3} \delta_k\right] \right\} \quad (3.75)$$

$$\Delta V_{pu} = \frac{\sqrt{6}}{\pi\beta} \sum_{k=1}^n \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \sin\left(\frac{\pi}{3} \delta_k\right) \left\{ \sin\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{3} \delta_k\right] - \sin\left[k(\phi_1 + \alpha + \mu) + \theta_k + \frac{\pi}{3} \delta_k\right] \right\} \quad (3.76)$$

$$I_{d \text{ pu}} = \frac{I_d}{I_{dc \text{ base}}} = \frac{I_d \beta Z_{ac \text{ base}}}{V_{ac \text{ base}}} \quad (3.77)$$

$$I_{d \text{ pu}} = \frac{\sqrt{2}\beta}{2X_{pu}} \sum_{k=1}^n \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \left\{ \begin{array}{l} \cos\left[k(\phi_1 + \alpha + \mu) + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k\right] - \\ \cos\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k\right] \end{array} \right\} \quad (3.78)$$

$$i_{1 \text{ pu}} = \frac{\sqrt{2}}{2X_{pu}} \sum_{k=1}^n \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \left\{ \cos\left[k\omega t + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k\right] - \cos\left[k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6} \delta_k + \frac{2\pi}{3} \delta_k\right] \right\} \quad (3.79)$$

$$Q_{pm} = \frac{3}{2\pi X_{pm}} \sum_l \frac{E_{pm}^{(l)}}{l} \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{pm}^{(l)}}{l} \left[\begin{array}{l} \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) - \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \\ \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) + l(\delta - \alpha) \end{array} \right] \\ + \sum_{k \neq l} \frac{2E_{pm}^{(k)} \delta_k \delta_l}{(l+k)(l-k)} \left[\begin{array}{l} k \left(\begin{array}{l} \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) - \sin \\ (\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \end{array} \right) \\ -k \left(\begin{array}{l} \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) - \cos \\ (\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \end{array} \right) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (3.80)$$

3.3 Modelo Matemático para Armónicos Producidos por Lámparas de Descarga en Gases,

Debido al extendido uso y siendo una importante fuente de armónicos, las lámparas de descarga en gases (fluorescentes, mercurio, de descarga en sodio) se las incluye en el presente estudio. Muchos modelos para estas lámparas son viables pero se decidió exponer el modelo en series de potencia dado por J.P. Tambi [5] en el cual las relaciones entre la corriente instantánea y el voltaje para las lámparas está dada por:

$$i(t) = B[b_1 v(t) + b_3 v^3(t) + b_5 v^5(t) + \dots] \quad (3.81)$$

Los coeficientes b_1 , b_3 , b_5 , son calculados por comparación con resultados de medidas reales aplicando voltajes sinusoidales. Este modelo asume solamente potencias impares y armónicos impares en la fuente de voltaje aplicado. Los coeficientes b se mantienen constantes en los valores predeterminados, mientras que B , la variable de estado de la resistencia no-lineal es dependiente de la potencia real. Lo que se requiere es una expresión para la corriente obtenida por la resistencia no lineal de la siguiente forma.

$$i(t) = \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega t + \gamma_k), \quad k \text{ impar} \quad (3.82)$$

Para transformar la ecuación (3.81) a la forma de la ecuación (3.82), los valores de $v(t)$ de todo el rango de duración de un ciclo de la fundamental son determinadas en primer lugar. Los valores instantáneos de $i_1(t)$ se calculan usando

$$i_1(t) = [b_1 v(t) + b_3 v^3(t) + b_5 v^5(t) + \dots] \quad (3.83)$$

Obteniendo de esta forma los valores instantáneos de $i_1(t)$ para un ciclo de la fundamental, un programa de la FFT se usa para conseguir transformar la ecuación (3.83) en la forma de la ecuación (3.84)

$$i_1(t) = \sum_{k=1}^n A_k \sin(k\omega t + \gamma_k), \quad k \text{ impar} \quad (3.84)$$

Puesto que $i(t) = B i_1(t)$ el problema se ha reducido a determinar B . La potencia real consumida por la resistencia no lineal puede ser expresada en términos de los voltajes y corrientes como:

$$P = \sum_{k=1}^n \frac{V_{kn} I_{kn}}{2} \cos(\theta_k - \gamma_k), \quad k \text{ impar} \quad (3.85)$$

La anterior ecuación también puede ser expresada como:

$$P = B \left[\sum_{k=1}^n \frac{V_{kn} A_{kn}}{2} \cos(\theta_k - \gamma_k) \right], \quad k \text{ impar} \quad (3.86)$$

Utilizando las ecuaciones (3.85) y (3.86) el valor de B puede ser calculado. Así para un conjunto de voltajes armónicos, se determinan los valores de las corrientes inyectadas por la resistencia no lineal. Más información y bibliografía acerca de este tema se encuentra en la referencia [6].

3.4 Modelo de Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión se modelan usando parámetros distribuidos, generando un circuito π equivalente para cada frecuencia, figura (3.12). Usando las ecuaciones de líneas largas con funciones hiperbólicas.

Debido a la presencia de frecuencias armónicas, una línea de transmisión sufre cambios en la resistencia debido al efecto piel y en la reactancia inductiva y capacitiva por la relación directa que poseen con la frecuencia $\omega_n L$ y $\omega_n C$ respectivamente.

Una fórmula aproximada para la evaluación del efecto piel [7] viene dada por,

$$x = \frac{r_{ac}}{r_{dc}} = 0.175 \sqrt{\frac{k}{r_{dc}}} + 0.288 \quad (3.87)$$

donde k es el orden del armónico y r_{ac} , r_{dc} son la resistencia ac y dc por unidad de longitud de los conductores (ohms por milla) respectivamente.

El procedimiento para calcular el efecto piel debido a la presencia de armónicos en los parámetros de la línea de transmisión empiezan calculando el parámetro x usando un valor conocido de r_{dc} (por ejemplo 0.078 ohm/milla es un valor típico para líneas de 230 KV) [8]. Una vez encontrado x se encuentra el valor de r_{ac} (ohm/milla), este valor se multiplica por la longitud de la línea y se halla el nuevo valor de la resistencia total R a la frecuencia del armónico de orden k .

El valor de $R = R_{ac}$ se usa en el equivalente π de la línea de transmisión que tiene la siguiente forma:

$$Z' = Z \frac{\sinh \sqrt{ZY}}{\sqrt{ZY}} \quad (3.88)$$

$$\frac{Y'}{2} = \frac{Y}{2} \frac{\tanh \sqrt{\frac{ZY}{2}}}{\sqrt{\frac{ZY}{2}}} \quad (3.89)$$

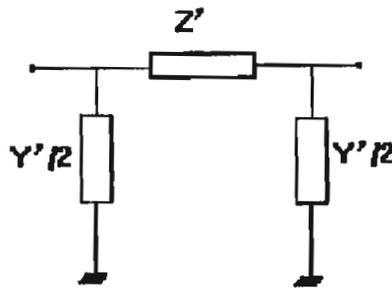


Figura 3.12 Modelo π de una Línea de Transmisión

Donde $Z = R + j\omega_n L$

$Y = G + j\omega_n C$

Donde obviamente ωL y ωC cambian para cada frecuencia. Generalmente G es cero en las líneas de transmisión.

3.5 Modelo de Transformadores

La representación de la Impedancia de un transformador a la frecuencia fundamental es muy conocida pero los parámetros de estos modelos deben ser modificados para tomar en cuenta la dependencia con la frecuencia.

Como la frecuencia interna de resonancia para transformadores de potencia a altos voltajes ocurre muy por encima del rango de interés del presente estudio, la capacitancia de los devanados internos y las capacitancias a tierra de los transformadores tienen un efecto despreciable en la aproximación de los resultados y no se los considera.

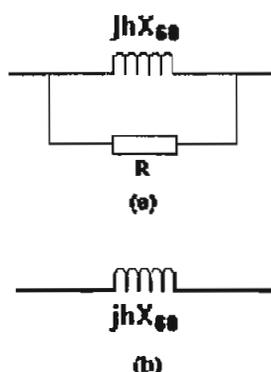


Fig. 3.13 Modelos de Transformadores para Estudios con Armónicos

Asumiendo que los transformadores no están operando en saturación, varias representaciones para el transformador se presentan en la figura (3.13). Cada uno de estos modelos presenta la dependencia de la reactancia del transformador con la frecuencia, como en la mayoría de casos se desprecia R , el modelo escogido para nuestro estudio es el que se presenta en la figura (3.13b) en donde la reactancia tiene una relación simple y directa con la frecuencia dado por jhX_{60} , donde h representa el orden del armónico.

3.6 Modelo de Generadores y Carga

En la práctica los niveles de armónicos producidos en un generador síncrono no son muy significativos y generalmente se asume que estos no producen voltajes armónicos. Por eso los generadores pueden ser modelados mediante una impedancia en los terminales del generador.

Una reactancia lineal derivada de las inductancias subtransitoria o de secuencia negativa se usa a menudo, pues ambas tienen valores similares [9].

En la figura (3.14) se presentan cuatro modelos de cargas que se usan en un análisis de propagación de armónicos.

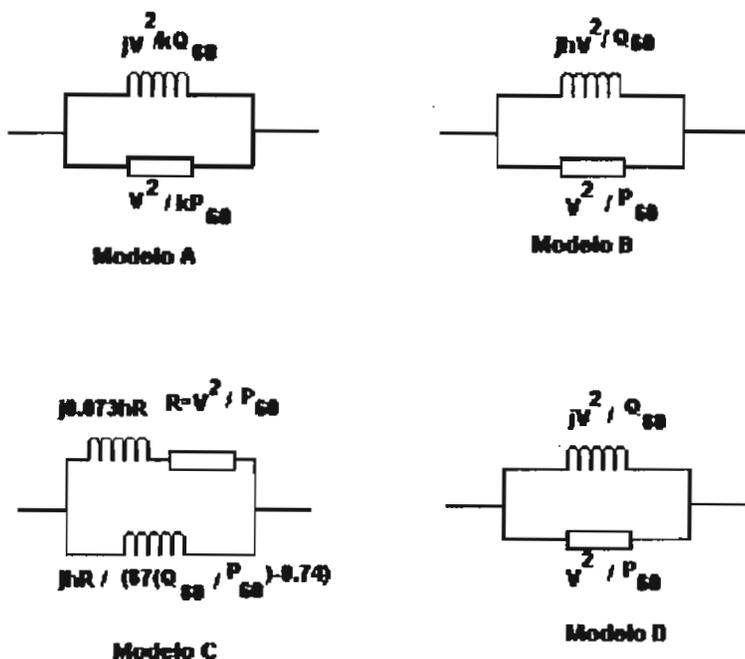


Fig. 3.14 Modelos de Cargas para Estudios con Armónicos

En el modelo A, sugerido por Pesonen[9], V el voltaje nominal y $k=0.1h+0.9$. En el modelo B la reactancia se asume dependiente de la frecuencia mientras que la resistencia en paralelo se mantiene constante, h representa el orden del armónico, este modelo es el que se utiliza en el programa realizado. El modelo C fue derivado por mediciones sobre cargas de medio voltaje usando un generador de control de ondulación de audifrecuencia. Finalmente en el modelo D la impedancia de carga, calculada a 60 Hz., permanece constante para todas las frecuencias [9].

CAPÍTULO IV

**CAPÍTULO IV: MÉTODO PARA EL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS
DE POTENCIA Y ESTRUCTURA DEL PROGRAMA**

4.1 Flujo de Potencia a la Frecuencia Fundamental (Newton Raphson Desacoplado Rápido)

Este método como su nombre lo indica, parte del método desacoplado y con simplificaciones adicionales se hace del jacobiano una matriz con términos constantes, y por tanto sus términos no requieren ser evaluados en cada iteración. Al tener un jacobiano constante, este requiere "invertirse" una sola vez disminuyendo sustancialmente el tiempo de procesamiento.

Este método es extraordinariamente eficiente y rápido, y es en la actualidad el método "obligado" en la solución de flujos de potencia para análisis de operación en tiempo real.

El modelo matemático parte del método desacoplado, es decir:

$$\begin{bmatrix} \overline{\Delta P} \\ \overline{\Delta Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\Delta \delta} \\ \overline{\Delta V} \\ V \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Donde los términos de H y L son:

$$H_{pp} = \frac{\partial P_p}{\partial \delta_p} = -Q_p - B_{pp} V_p^2 \quad (4.2)$$

$$H_{pq} = \frac{\partial P_p}{\partial \delta_q} = V_p V_q (G_{pq} \sin \delta_{pq} - B_{pq} \cos \delta_{pq}) \quad (4.3)$$

$$L_{pp} = V_p \frac{\partial Q_p}{\partial V_p} = Q_p - B_{pp} V_p^2 \quad (4.4)$$

$$L_{pq} = V_q \frac{\partial Q_p}{\partial V_q} = V_p V_q (G_{pq} \sin \delta_{pq} - B_{pq} \cos \delta_{pq}) \quad (4.5)$$

estos términos deben ser evaluados en cada iteración en el N-R o el desacoplado, pero las siguientes simplificaciones adicionales, reducen enormemente el número de operaciones, al hacer el jacobiano constante:

- El término $V_p^2 B_{pp}$ es mucho mayor que Q_p , ya que $V_p^2 B_{pp}$ es equivalente a una potencia reactiva de cortocircuito.
- $\sin \delta_{pq} \ll \cos \delta_{pq}$ y por tanto $\delta_{pq} \rightarrow 0$
- Sólo para el jacobiano, se considera que la magnitud de voltaje es 1.0 p.u.

Con estas simplificaciones los términos del jacobiano quedan como:

$$H_{pp} = -B_{pp} \quad p = 2, \dots, n \quad (4.6)$$

$$H_{pq} = -B_{pq} \quad p, q = 2, \dots, n \quad (4.7)$$

$$L_{pp} = -B_{pp} \quad p = 2, \dots, m \quad (4.8)$$

$$L_{pq} = -B_{pq} \quad p, q = 2, \dots, m \quad (4.9)$$

quedando el sistema de ecuaciones como:

$$\begin{aligned} \bar{\Delta P} &= [B'] \bar{\Delta \delta} \quad (\text{orden } n-1) \\ \bar{\Delta Q} &= [B''] \bar{\Delta V} \quad (\text{orden } m) \end{aligned} \quad (4.10)$$

donde las matrices $[B']$ y $[B'']$ son las componentes de la parte imaginaria de Y_B .

La variante más eficiente es no considerar como 1.0 a V_p^2 o al producto $V_p \cdot V_q$, sino a V_p y 1.0 V_q y las ecuaciones (4.10) se transforman en:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{\Delta P}}{V} &= [B'] \bar{\Delta \delta} \\ \frac{\bar{\Delta Q}}{V} &= [B''] \bar{\Delta V} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Los términos del lado izquierdo de la ecuación (4.11) son $\Delta P_p / V_p$ y $\Delta Q_p / V_p$. Este sistema de ecuaciones es el estándar del método desacoplado rápido. Las ecuaciones se resuelven alternativamente para actualizar los valores de V y δ .

4.2 La Transformada Rápida de Fourier

La transformada rápida de Fourier es parte esencial en el estudio de propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia, pues mediante esta se puede encontrar el contenido armónico de cualquier tipo de carga que se requiera analizar. Por tal motivo, se presenta el desarrollo de las ecuaciones que conducen al algoritmo de la transformada rápida de Fourier.

4.2.1 Transformada Continua y Discreta de Fourier

La transformada continua de Fourier, no es sino un caso límite de las series de Fourier. Si se tiene una función periódica $f(t)$ de período T , es posible expresarla como una serie trigonométrica de Fourier, mediante la siguiente fórmula:

$$f(t) = 1/2 a_0 + a_1 \cos w_0 t + a_2 \cos 2w_0 t + \dots + b_1 \sen w_0 t + b_2 \sen 2w_0 t + \dots \quad (4.12)$$

la cual expresada como un sumatorio:

$$f(t) = 1/2 a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n w_0 t + b_n \sen n w_0 t). \quad (4.13)$$

donde:

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

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(n w_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sen(n w_0 t) dt$$

Para llegar a la definición de la transformada continua de Fourier, es necesario obtener lo que se conoce con el nombre de la serie compleja de Fourier, para lo cual se expresa las funciones trigonométricas seno y coseno en términos exponenciales y se reemplaza en la ecuación (4.13):

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \frac{1}{2} \left(e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t} \right) + b_n \frac{1}{2j} \left(e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t} \right) \right] \quad (4.14)$$

si se hace que:

$$c_0 = 1/2 a_0$$

$$c_n = 1/2 (a_n - jb_n)$$

$$c_{-n} = 1/2 (a_n + jb_n)$$

se llega a la definición de la serie compleja de Fourier:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (4.15)$$

$$\text{donde: } c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (4.16)$$

Si se reemplaza (4.16) en (4.15) se tiene:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(x) e^{-jn\omega_0 x} dx \right] e^{jn\omega_0 t} \quad (4.17)$$

Se utiliza la variable x a fin de evitar cualquier confusión con la variable t .

Si se reemplaza en (4.17) el valor de $T = 2\pi / \omega_0$:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(x) e^{-jn\omega_0 x} dx \right] e^{jn\omega_0 t} \omega_0 \quad (4.18)$$

Ahora, si $T \rightarrow \infty$, ω_0 tiene que ser pequeño, o sea $\omega_0 = \Delta\omega$ entonces la frecuencia de cualquier armónica $n\omega_0$ debe ahora corresponder a la frecuencia general variable, la que describe el espectro continuo. En otras palabras, si $n \rightarrow \infty$ y como $\omega_0 = \Delta\omega \rightarrow 0$, realizando el producto $n\omega_0$ que debe ser un valor finito: $n\omega_0 = n\Delta\omega \rightarrow \omega$, la ecuación (4.18) se transforma en :

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(x) e^{-j\omega x} dx \right] e^{j\omega t} \Delta\omega \quad (4.19)$$

En el límite, $T \rightarrow \infty, \Delta\omega \rightarrow d\omega$, la sumatoria se transforma en una integral sobre ω , entonces la función $f(t)$ ahora tiene la forma:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j\omega x} dx \right] e^{j\omega t} d\omega \quad (4.20)$$

De la ecuación (4.20) se llega a la definición de la transformada continua de Fourier, para lo cual se define a $F(\omega)$ como: $F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j\omega x} dx$ (4.21)

con lo cual la ecuación (4.20) llega a ser,

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4.22)$$

Si en la ecuación (4.21) se restituye la variable t por la variable x :

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4.23)$$

siendo las ecuaciones (4.22) y (4.23) las que definen la transformada continua directa e inversa respectivamente. Si se hace $\omega = 2\pi f$ y considerando además que $F(2\pi f) = F(f)$, las ecuaciones (4.22) y (4.23) se transforman en:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f) e^{j2\pi f t} df \quad (4.24)$$

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (4.25)$$

Quedando de esta manera expresada la transformada continua de Fourier en términos de la frecuencia f . Para llegar a la definición de la transformada discreta de Fourier es necesario considerar una señal $f(t)$ de ancho de banda limitado y además asumir que la transformada de Fourier de $f(t)$ es $F(\omega)$, y entonces se puede realizar un gráfico hipotético de lo que representarían tanto la función $f(t)$ como su transformada $F(\omega)$, figura (4.1).

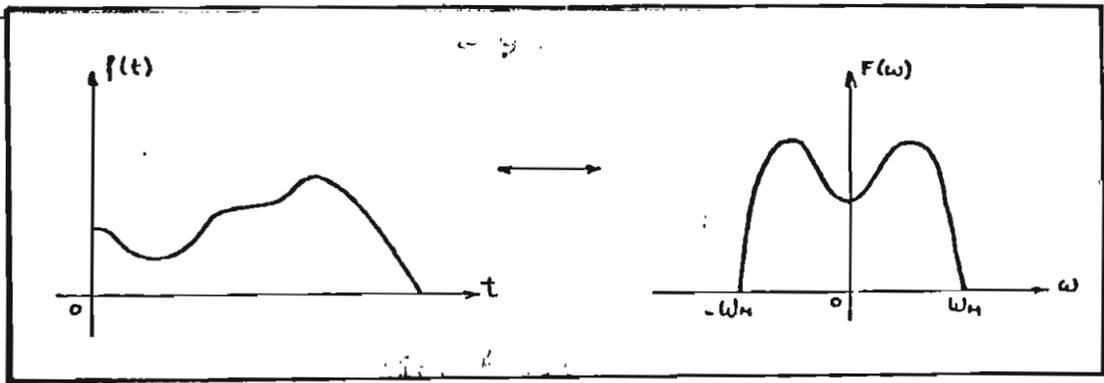


Fig. 4.1 Gráfico Hipotético de $f(t)$ en el Tiempo y su Transformada $F(w)$ en el Dominio de la Frecuencia

En virtud del teorema de muestreo, el cual expresa que si una señal $f(t)$ no tiene ninguna componente de frecuencia por encima de w_M en rad/seg, siendo $w_M = 2\pi f_M$, es posible demostrar que la información contenida en $f(t)$ se conserva íntegra en sus muestras tomadas a una frecuencia igual o mayor que dos veces la frecuencia máxima contenida en $f(t)$.

Como se puede notar, todas las fórmulas escritas anteriormente, tanto en los sumatorios como en las integrales, tienen límites de $-\infty$ a $+\infty$, lo que hace imposible la manipulación de dichas fórmulas con ayuda de las computadoras digitales. La necesidad de reducir estos problemas a lo que prácticamente se puede realizar, ha conducido a lo que se denomina: La Transformada Discreta de Fourier; en la cual un determinado número de muestras se transforma en un número igual de coeficientes en el dominio de la transformada. Para una visualización gráfica de lo expuesto anteriormente, a continuación se presenta el par de transformadas en la figura (4.2).

Para llegar a la definición de la transformada discreta de Fourier, se parte de las ecuaciones (4.24) y (4.25), en las cuales por tomar solo valores discretos, las diferenciales dt y df se transforman en Δt y Δf respectivamente; al igual t_k y f_n representan ahora valores discretos. N representa el número de muestras.

$$f(t_k) = \sum_{n=-N/2}^{N/2} F(f_n) e^{j2\pi f_n t_k \Delta f} \quad (4.26)$$

$$F(f_n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(t_k) e^{-j2\pi f_n t_k \Delta t} \quad (4.27)$$

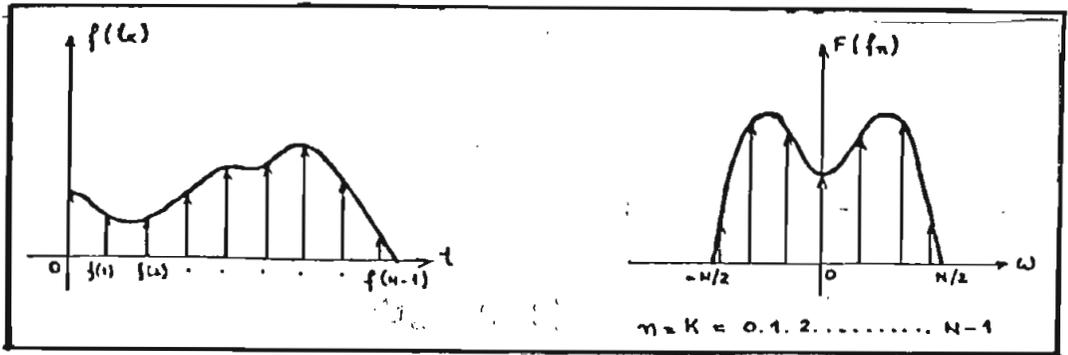


Fig. 4.2 Gráfico de la Transformada Discreta de Fourier

$$t_k = k\Delta t$$

$$fn = n\Delta f$$

si se hace que :

$$f(t_k) = f(k) \quad y$$

$$F(fn) = F(n)$$

y se reemplaza en (4.26) y en (4.27) se tiene:

$$f(k) = \sum_{n=-N/2}^{N/2} F(n) e^{j2\pi n\Delta f k\Delta t} \Delta f \quad (4.28)$$

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k) e^{-j2\pi n\Delta f k\Delta t} \Delta t \quad (4.29)$$

Si el intervalo muestreado es T , entonces $\Delta t = T/N$ y como el período es el inverso de la frecuencia, se tiene que: $\Delta f \Delta t = 1/N$; reemplazando esta relación en (4.28) y (4.29) se tiene:

$$f(k) = \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} F(n) e^{j2\pi n k/N} \quad (4.30)$$

$$F(n) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} f(k) e^{-j2\pi n k/N} \quad (4.31)$$

El cambio adoptado para el rango de n de 0 a $N-1$ en vez de $-N/2$ a $N/2$, si bien no afecta a la expresión, sin embargo es más cómodo para el proceso de computación. Si se hace que $w = e^{-j2\pi/N}$, las ecuaciones (4.30) y (4.31) se transforman en :

$$f(k) = \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} F(n)W^{-nk} \quad (4.32)$$

$$F(n) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} f(k)W^{nk} \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (4.33)$$

expresiones que escritas en forma matricial:

$$[f(k)] = [W^{-nk}][F(n)] \quad (4.34)$$

$$[F(n)] = [W^{nk}][f(k)] \quad (4.35)$$

Los coeficientes Δt y Δf se han suprimido por razones de claridad y además por representar valores constantes.

La matriz $[F(n)]$, representa una matriz columna de $N \times 1$, del mismo modo $[f(k)]$; $[W^{nk}]$ y $[W^{-nk}]$ son matrices cuadradas de $n \times n$ elementos, ya que las variaciones para n y para k son idénticas, de 0 a $N-1$. Las ecuaciones (4.34) y (4.35) definen a la transformada discreta de Fourier. Las matrices $[W^{nk}]$ se denominan matrices de Fourier o matrices de transformación y son la base del algoritmo de la transformada rápida de Fourier.

4.2.2 Matrices de Fourier

A continuación se numeran las características de las matrices de Fourier:

a) Todos los elementos constitutivos de las matrices son las raíces n -ésimas de la unidad.

$$\sqrt[N]{1} = \cos 2\pi k / N - j \sin 2\pi k / N, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$$

como $W = e^{-j2\pi/N}$ entonces $\sqrt[N]{1} = W^k$

b) Las raíces n -ésimas de la unidad se distribuyen simétricamente en una circunferencia de radio uno en el plano complejo. Es interesante notar que a partir de $N/2$, las raíces se repiten con signo

cambiado y si se hace el reemplazo de $W = e^{-j2\pi/N}$, la distribución de las raíces se muestra en la figura (4.3).

Para $N = 8$

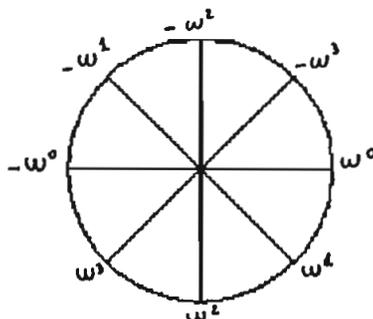


Fig. 4.3 Distribución de las Raíces n-ésimas para $N = 8$

A manera de ilustración se realiza algunos ejemplos sobre la distribución de las raíces en la circunferencia de radio igual a 1, en el plano complejo en la figura (4.4). Es conveniente enumerar las raíces a partir del eje real y girando en sentido de las agujas del reloj.

- c) El orden de las matrices de Fourier es siempre igual a una potencia de dos
- d) Todos los elementos se ordenan en la matriz de tal manera que cada columna o fila resultante sea ortogonal respecto de las demás.
- e) La matriz de Fourier o matriz de transformación [TF] es una matriz N unitaria, o sea que el producto de la matriz [TF] conjugada y transpuesta, por la matriz [TF] es igual a $N [I_N]$, razón para que en las ecuaciones de transformación aparezca siempre el factor $1/N$.

Por ejemplo si se tiene un vector $[X]$ de 8 muestras, la transformada discreta de Fourier de ese vector es:

$$[XT] = 1/8 [TF] [X] \tag{4.36}$$

donde: $[XT]$, representa el vector transformado, $[TF]$ matriz de Fourier, $[X]$ vector muestra.

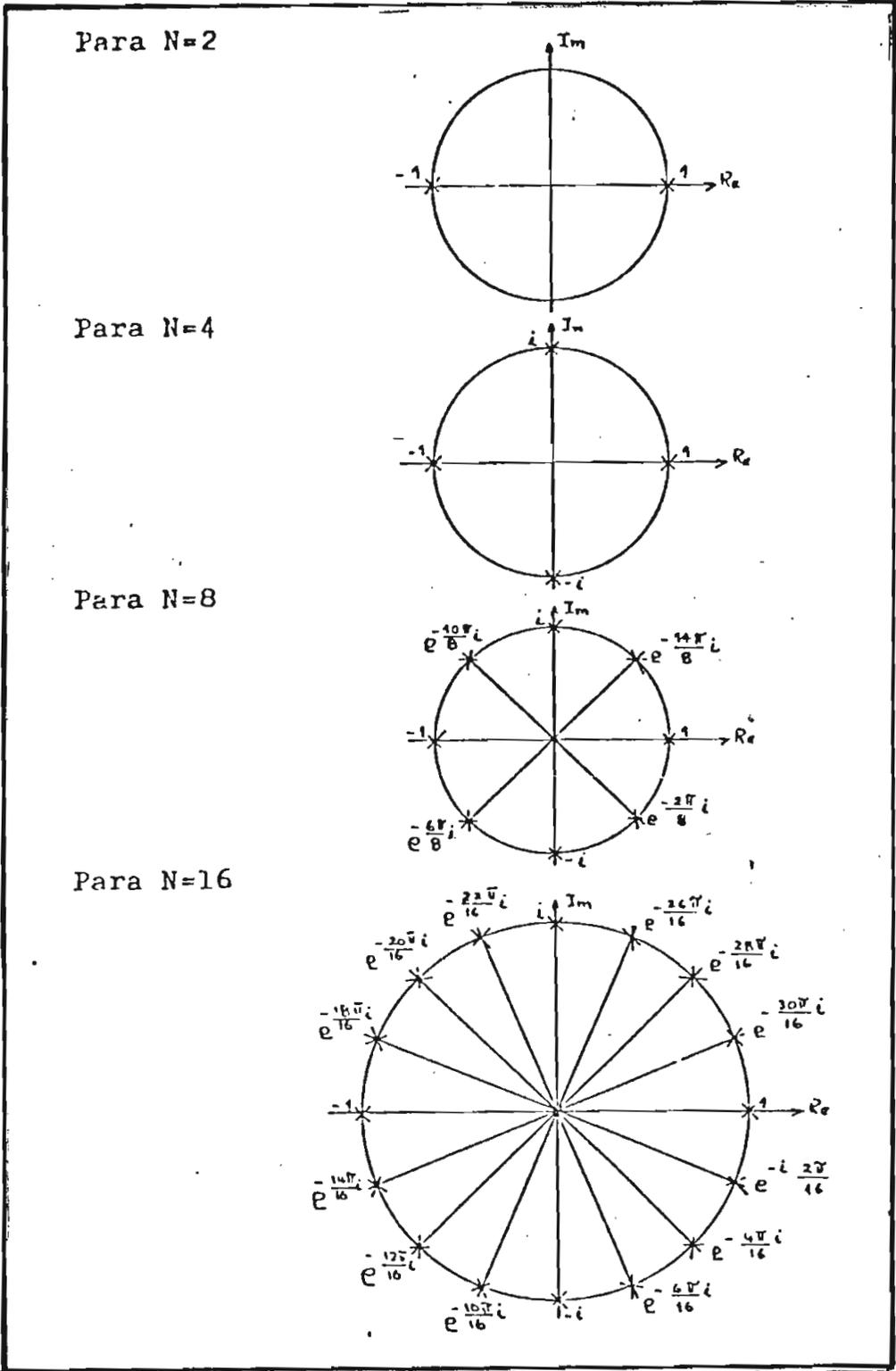


Fig 4.4 Distribución de las Raíces n -ésimas Sobre el Circulo Unitario Complejo

4.2.2.1 Obtención de las Matrices de Fourier

Como ilustración de la manera de obtener las matrices de Fourier, se realiza un ejemplo, en el cual se escoge el número de muestras $N = 16$. De acuerdo a la distribución de las raíces en la circunferencia de radio igual a 1, figura (4.5), y para $N = 16$ se tiene:

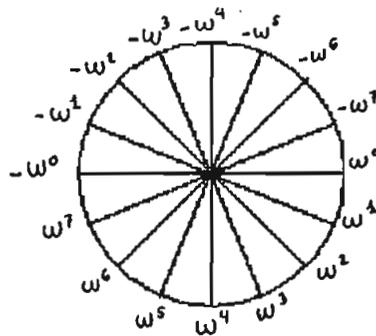


Fig. 4.5 Distribución de las Raíces n -ésimas sobre el Círculo Unitario Complejo para $N = 16$

Estas raíces deben ser dispuestas en forma de matriz de tal manera que formen vectores mutuamente ortogonales, lo cual se consigue mediante la utilización de la ecuación:

$$[TF] = [W^{(K)l}] \quad (4.37)$$

donde: l = número de orden de la columna, $\langle k \rangle$ es el número decimal que se obtiene a partir del número de fila respectiva, de la siguiente forma: Se escribe el número de orden de la fila en sistema binario, con un número de bits igual al logaritmo en base 2 del número de muestras, luego se invierte el orden de los bits y se obtiene el número decimal equivalente al número binario invertido, y este es el valor de $\langle k \rangle$.

En la tabla (4.1), se indica el proceso seguido para obtener los valores de $\langle k \rangle$, para $N = 16$, siendo el número de bits $n = \log_2 16 = 4$.

Tabla 4.1 Obtención de los Valores de <k>

NUMERO DE FILA	NUMERO BINARIO CON 4 BITS	NUMERO BINARIO INVERTIDO	VALOR DE <k>
0	0000	0000	0
1	0001	1000	8
2	0010	0100	4
3	0011	1100	12
4	0100	0010	2
5	0101	1010	10
6	0110	0110	6
7	0111	1110	14
8	1000	0001	1
9	1001	1001	9
10	1010	0101	5
11	1011	1101	13
12	1100	0011	3
13	1101	1011	11
14	1110	0111	7
15	1111	1111	15

Una vez obtenidos los valores de <k>, se procede a obtener la matriz de Fourier [TF] aplicando la ecuación (4.37)

4.2.3 Factorización de las Matrices de Fourier.

La factorización de las matrices de Fourier, es el procedimiento por medio del cual la matriz [TF] se transforma en un producto de submatrices o matrices-factor, el número de estas matrices-factor es $n = \log_2 N$. Para la explicación de la factorización, se realiza un ejemplo analizando el caso en que $N = 8$, para el cual $n = 3$.

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -i & -1 & i & 1 & -i & -1 & i \\ 1 & i & -1 & -i & 1 & i & -1 & -i \\ 1 & W & W^2 & W^3 & -1 & -W & -W^2 & -W^3 \\ 1 & -W & W^2 & -W^3 & -1 & W & -W^2 & W^3 \\ 1 & W^3 & -W^2 & W & -1 & -W^3 & W^2 & -W \\ 1 & -W^3 & -W^2 & -W & -1 & W^3 & W^2 & W \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Si se aplica la propiedad de partición de matrices se tiene:

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} A_1 & A_1 \\ A_2 & -A_2 \end{bmatrix}$$

en donde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & j & -1 & -j \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & W & W^2 & W^3 \\ 1 & -W & W^2 & -W^3 \\ 1 & W^3 & -W^2 & W \\ 1 & -W^3 & -W^2 & -W \end{bmatrix}$$

entonces la ecuación (4.38) se transforma en:

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_4 & I_4 \\ I_4 & -I_4 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

I_4 = matriz unitaria de orden 4.

Después de la primera partición se obtiene la ecuación (4.39), la que escrita con todos sus elementos toma la forma de:

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -j & -1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & j & -1 & -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & W & W^2 & W^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -W & W^2 & -W^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & W^3 & -W^2 & W \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -W^3 & -W^2 & -W \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Si se realiza una nueva partición se tiene:

$$\begin{bmatrix} A_3 & A_3 \\ A_4 & -A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & 0 \\ 0 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & -I_2 \end{bmatrix} \quad y$$

$$\begin{bmatrix} A_5 & A_5 W^2 \\ A_6 & -A_6 W^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_5 & 0 \\ 0 & A_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 & I_2 W^2 \\ I_2 & -I_2 W^2 \end{bmatrix}$$

donde:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad A_4 = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{bmatrix}$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} 1 & W \\ -1 & -W \end{bmatrix} \quad A_6 = \begin{bmatrix} 1 & W^3 \\ 1 & -W^3 \end{bmatrix}$$

de tal manera que (4.40) se transforma en:

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & W & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -W & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & W^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & W^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -W^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -W^2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

(4.41)

De esta forma se tiene la matriz $[TF]$ factorada en 3 matrices-factor, las cuales como se puede observar son de gran redundancia, lo que hace que se reduzca el número de multiplicaciones

reduciendo considerablemente el tiempo de computación. Las matrices-factor llevan directamente al algoritmo para la obtención de la Transformada Rápida de Fourier.

4.2.4 Algoritmo Rápido para el Cálculo de la Transformada Discreta de Fourier

La transformada rápida de Fourier es el algoritmo que hace posible el cálculo de la transformada discreta de Fourier de una secuencia de muestras. Este método se basa en la obtención de las matrices-factor directamente, es decir sin la necesidad de la factorización; ya que en base de estas se realiza un diagrama de flujo que lleva directamente a la programación. El procedimiento para obtener las matrices-factor es el siguiente:

La primera matriz-factor está constituida por $N/2$ submatrices de la forma:
$$\begin{bmatrix} 1 & W^{\langle k \rangle} \\ 1 & -W^{\langle k \rangle} \end{bmatrix}$$

las que forman la diagonal principal de la primera matriz-factor, siendo el resto de elementos iguales a 0. El valor de $\langle k \rangle$ es el de los bits invertidos obtenidos para $N=N/2$.

Por ejemplo si $N=8$, los valores de $\langle k \rangle$ por $N/2$ son: 0,2,1 y 3; de tal manera que la primera matriz-factor queda conformada de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} 1 & W^0 & & & & & & \\ 1 & -W^0 & & & & & & \\ & & 1 & W^2 & & & & \\ & & 1 & -W^2 & & & & \\ & & & & 1 & W^1 & & \\ & & & & 1 & -W^1 & & \\ & & & & & & 1 & W^3 \\ & & & & & & 1 & -W^3 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

La segunda matriz-factor, se obtiene realizando el producto Kronecker de las $N/4$ primeras submatrices de la primera matriz-factor por la matriz unitaria I_2 , obteniéndose de este producto $N/4$ submatrices que van a conformar la diagonal principal de la segunda matriz-factor, siendo el resto de elementos igual a cero.

Para el caso en que $N = 8$, se realiza el producto Kronecker de las $N/4$, o sea de las 2 primeras submatrices de la primera matriz-factor por I_2 , obteniéndose lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & W^0 \\ 1 & -W^0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & W^2 \\ 1 & -W^2 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \\ 1 & 0 & -W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -W^2 \end{bmatrix}$$

Quedando la segunda matriz-factor de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ & & & 1 & 0 & W^2 & 0 \\ & & & 0 & 1 & 0 & W^2 \\ & & & 1 & 0 & -W^2 & 0 \\ & & & 0 & 1 & 0 & -W^2 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

La tercera matriz-factor se obtiene realizando el producto Kronecker (\oplus) de las $N/8$ primeras submatrices de la segunda matriz-factor por I_2 ; la cuarta sería: el producto Kronecker de las $N/16$ primeras submatrices de la tercera matriz-factor por I_2 ; y así sucesivamente de acuerdo al número de matrices-factor que se tenga que encontrar.

Para el caso de $N=8$, la tercera matriz-factor se obtiene realizando el producto Kronecker de las $N/8$, o sea de la primera submatriz de la segunda matriz-factor por I_2 , obteniéndose lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Si se realiza el producto indicado de las tres matrices-factor se tiene que:

$$[TF(8)] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & & & & & & \\ & 1 & -1 & & & & & \\ & & & 1 & W^2 & & & \\ & & & 1 & -W^2 & & & \\ & & & & & 1 & W & \\ & & & & & 1 & -W & \\ & & & & & & & 1 & W^3 \\ & & & & & & & 1 & -W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ & & & & 1 & 0 & W^2 & 0 \\ & & & & 0 & 1 & 0 & W^2 \\ & & & & 1 & 0 & -W^2 & 0 \\ & & & & 0 & 1 & 0 & -W^2 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

La obtención de las matrices-factor es posible realizar a partir de la 1ª matriz-factor obtenida en (4.42) de la siguiente manera:

Este procedimiento es válido solamente para la obtención de la tercera matriz-factor en adelante. Para obtener la 3ª matriz-factor se realiza el producto Kronecker de las N/8 submatrices de la primera matriz-factor por I_4 , la cuarta matriz-factor: obteniendo el producto Kronecker de las N/16 submatrices de la primera matriz-factor por I_8 y así sucesivamente.

Para el caso en que $N=8$, la 3ra. matriz-factor se obtiene realizando el producto Kronecker de la 1ª submatriz de la 1ª matriz-factor por I_4 , obteniéndose:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Como se puede observar los resultados obtenidos en (4.44) y (4.46) son idénticos. Se observa también que los resultados obtenidos en (4.41) y (4.45) son los mismos, con la diferencia que los resultados obtenidos en (4.45), se realizan sin utilizar el procedimiento de la factorización.

La transformada discreta de Fourier de un vector $[X]$ de 8 muestras, definida como:

$$[XT] = 1/8 [TF(8)] [X] \quad (4.47)$$

Si en (4.47) se reemplaza el valor de $[TF(8)]$ obtenido en (4.45), se obtiene:

$$[XT] = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 1 & 1 & & & & & & \\ & 1 & -1 & & & & & \\ & & & 1 & W^2 & & & \\ & & & 1 & -W^2 & & & \\ & & & & & 1 & W & \\ & & & & & 1 & -W & \\ & & & & & & & 1 & W^3 \\ & & & & & & & 1 & -W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \\ 1 & 0 & -W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -W^2 \end{bmatrix}$$

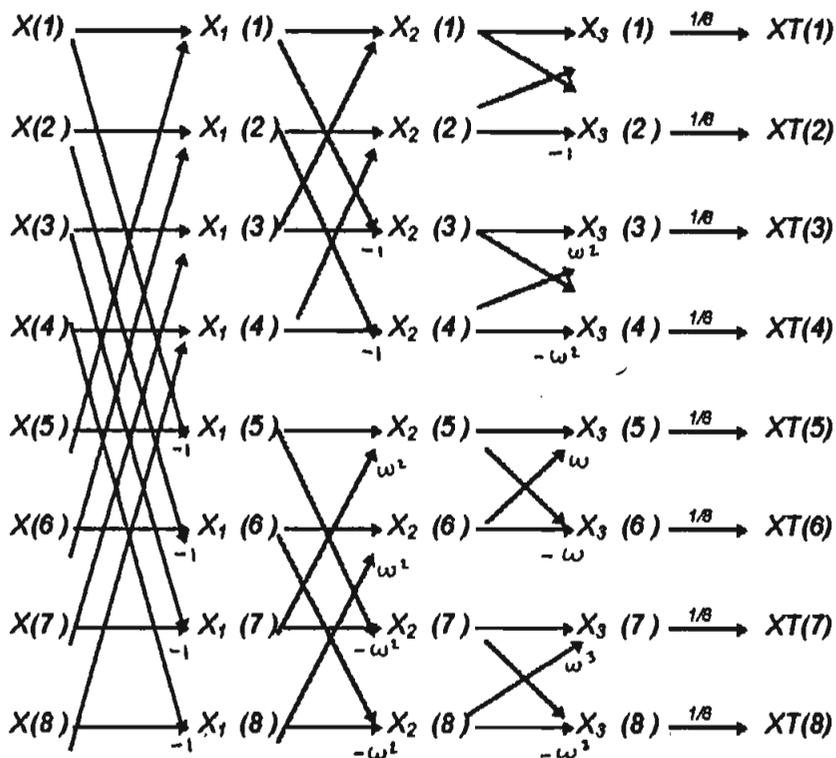
$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1
 \end{bmatrix} [X] \tag{4.48}$$

Si en (4.48) se multiplican columnas por filas en vez de filas por columnas, el orden de los factores puede invertirse y se tiene que:

$$\begin{bmatrix}
 X(1) \\
 X(2) \\
 X(3) \\
 X(4) \\
 X(5) \\
 X(6) \\
 X(7) \\
 X(8)
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 1 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & -1 \\
 & & & & 1 & 0 & W^2 & 0 \\
 & & & & 0 & 1 & 0 & W^2 \\
 & & & & 1 & 0 & -W^2 & 0 \\
 & & & & 0 & 1 & 0 & -W^2
 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}
 1 & 1 \\
 1 & -1 \\
 & & 1 & W^2 \\
 & & 1 & -W^2 \\
 & & & & 1 & W \\
 & & & & 1 & -W \\
 & & & & & & 1 & W^3 \\
 & & & & & & 1 & -W^3
 \end{bmatrix}
 \frac{1}{8} =
 \begin{bmatrix}
 XT(1) \\
 XT(2) \\
 XT(3) \\
 XT(4) \\
 XT(5) \\
 XT(6) \\
 XT(7) \\
 XT(8)
 \end{bmatrix} \tag{4.49}$$

A partir de la ecuación (4.49), se puede obtener un diagrama de flujo en base del cual se realiza una subrutina para calcular la transformada rápida de Fourier. Las flechas indican suma o resta.



Este algoritmo da como resultados los espectros de potencia y fase, en donde, el espectro de potencia da los coeficientes de Fourier c_n y el espectro de fase da el ángulo de fase correspondiente a cada armónico θ_n correspondientes a las ecuaciones (1.2) y (1.3).

4.3 Flujo de Potencia de Armónicos

El problema de propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia se resuelve utilizando la transformada rápida de Fourier y dos tipos de ecuaciones que se describen a continuación:

- La primera se refiere a las ecuaciones de balance de potencia activa y reactiva ΔP y ΔQ a la frecuencia fundamental, las cuales actualizan los voltajes de las barras a esta frecuencia.
- La segunda tiene que ver con la ecuación de equilibrio del sistema, $[I_B] = [Y_B]E_B$, en donde Y_B cambia para cada frecuencia, y los efectos no lineales están representados como corrientes en el vector $[I_B]$, mediante la resolución de esta ecuación se encuentran los voltajes de barra a cada frecuencia armónica.

El sistema de potencia en este punto tiene dos tipos de representaciones equivalentes que son:

La primera corresponde a la representación en la frecuencia fundamental que se muestra en la figura (4.6), en donde todos los parámetros del sistema corresponden a aquellos con los cuales se puede correr un flujo de potencia [3].

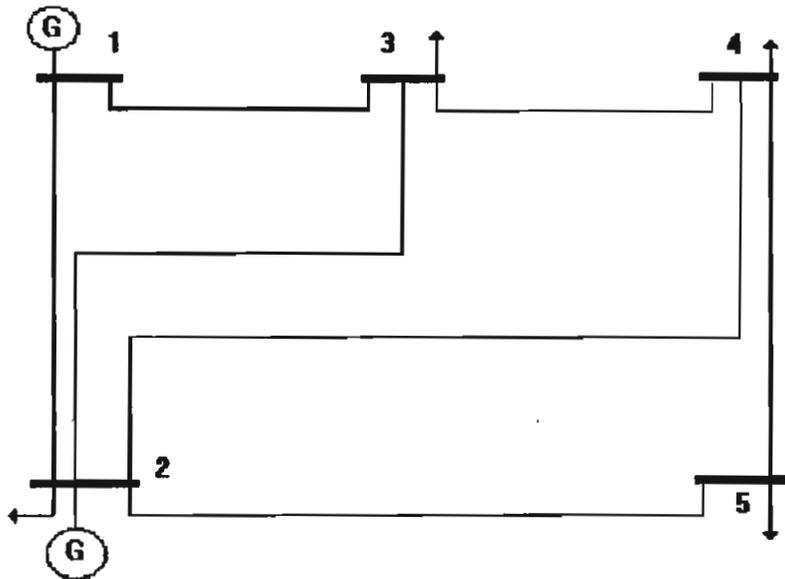


Fig. 4.6 Representación del Sistema de Potencia a la Frecuencia Fundamental

La segunda corresponde a la representación del sistema para las frecuencias armónicas. Aquí las cargas son representadas mediante una admitancia en paralelo, los generadores se los representa mediante su reactancia de secuencia negativa o la subtransitoria, y las cargas no lineales se las representa como fuentes de corrientes, como se muestra en la figura (4.7).

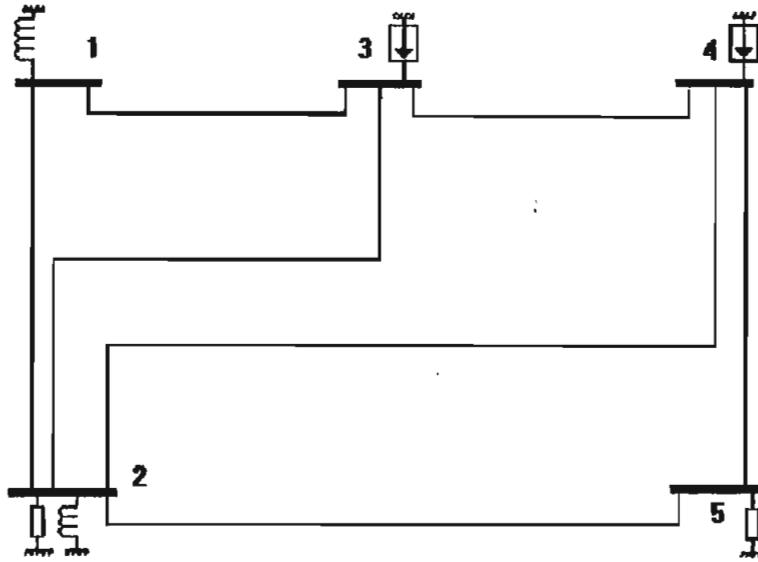


Fig. 4.7 Representación del Sistema de Potencia para las Frecuencias Armónicas.

4.3.1 Ecuaciones de Balance de Potencia Activa y Reactiva a la Frecuencia Fundamental

Los mismatches de potencia activa y reactiva a la frecuencia fundamental para las barras de carga convencionales no varían, es decir son:

$$\begin{aligned} \Delta P_p^{(1)} &= P_p^{asp} - P_p^{calc. (1)} \\ \Delta Q_p^{(1)} &= Q_p^{asp} - Q_p^{calc. (1)} \end{aligned} \quad (4.50)$$

pero en las barras de carga no-lineal hay que agregar un término adicional, que corresponde a la potencia activa y reactiva consumida por el elemento no lineal, como se muestra a continuación:[7]

$$\begin{aligned} \Delta P_p^{(1)} &= P_p^{asp} - P_p^{calc. (1)} - P_p^{elemento no lineal (1)} \\ \Delta Q_p^{(1)} &= Q_p^{asp} - Q_p^{calc. (1)} - Q_p^{elemento no lineal (1)} \end{aligned} \quad (4.51)$$

Partiendo del mismo análisis que se realiza para las barras de carga convencionales a la frecuencia fundamental se tiene:

$$I_p^{(1)} = \sum_{i=1}^n y_{pi}^{(1)} V_i^{(1)} \quad (4.52)$$

Hallando la potencia neta inyectada a la barra:

$$S_p^{(1)} = V_p^{(1)} I_p^{(1)*} = P_p^{(1)} + jQ_p^{(1)} \quad (4.53)$$

reemplazando la ecuación (4.52) en la ecuación (4.53) se tiene:

$$S_p^{(1)} = P_p^{(1)} + jQ_p^{(1)} = V_p^{(1)} \left[\sum_{i=1}^n y_{pi}^{(1)} V_i^{(1)} \right]^* \quad (4.54)$$

donde los términos de la ecuación (4.54) tienen la siguiente forma:

$$V_p^{(1)} = |V_p| \cos \theta_p^{(1)} + j|V_p| \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} \quad (4.55)$$

$$y_{pi}^{(1)} = G_{pi}^{(1)} + jB_{pi}^{(1)} \quad (4.56)$$

$$V_i^{(1)} = |V_i| \cos \theta_i^{(1)} + j|V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} \quad (4.57)$$

sustituyendo las ecuaciones (4.55), (4.56), y (4.57) en la ecuación (4.54) y resolviendo se tiene:

$$S_p^{(1)} = P_p^{(1)} + jQ_p^{(1)} = \left(|V_p| \cos \theta_p^{(1)} + j|V_p| \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} \right) \left[\sum_{i=1}^n (G_{pi}^{(1)} + jB_{pi}^{(1)}) (|V_i| \cos \theta_i^{(1)} + j|V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)}) \right]$$

$$S_p^{(1)} = P_p^{(1)} + jQ_p^{(1)} = \left(|V_p| \cos \theta_p^{(1)} + j|V_p| \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} \right) \left[\sum_{i=1}^n (G_{pi}^{(1)} - jB_{pi}^{(1)}) (|V_i| \cos \theta_i^{(1)} - j|V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)}) \right]$$

$$S_p^{(1)} = \left(|V_p| \cos \theta_p^{(1)} + j|V_p| \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} \right) \left[\sum_{i=1}^n \left(G_{pi}^{(1)} |V_i| \cos \theta_i^{(1)} - jG_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} - jB_{pi}^{(1)} |V_i| \cos \theta_i^{(1)} - B_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} \right) \right]$$

$$S_p^{(1)} = |V_p| \sum_{i=1}^n (G_{pi}^{(1)} |V_{pi}| \cos \theta_i^{(1)} \cos \theta_p^{(1)} - jG_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} \cos \theta_p^{(1)} - jB_{pi}^{(1)} |V_i| \cos \theta_i^{(1)} \cos \theta_p^{(1)} - B_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} \cos \theta_p^{(1)} + j \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} G_{pi}^{(1)} |V_i| \cos \theta_i^{(1)} + \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} G_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)} + \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} B_{pi}^{(1)} |V_i| \cos \theta_i^{(1)} - j \operatorname{sen} \theta_p^{(1)} B_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen} \theta_i^{(1)})$$

$$S_p^{(1)} = |V_p| \sum_{i=1}^n \left\{ \left[|V_i| G_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + |V_i| B_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] + j \left[G_{pi}^{(1)} |V_i| \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} |V_i| \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \right\}$$

Separando la parte real y la parte imaginaria de S_p en las barras convencionales se tiene:

$$P_p^{(1)} = |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + B_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.58)$$

$$Q_p^{(1)} = |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.59)$$

reemplazando las ecuaciones (4.58) y (4.59) en las ecuaciones (4.50), los mismatches de potencia activa y reactiva a la frecuencia fundamental en las barras convencionales quedan de la siguiente manera:

$$\Delta P_p^{(1)} = P_p^{\text{aspecif.}} - |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + B_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.60)$$

$$\Delta Q_p^{(1)} = Q_p^{\text{aspecif.}} - |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.61)$$

En las barras no lineales se tiene que los $\Delta P_p^{(1)}$ y $\Delta Q_p^{(1)}$ tienen los mismos términos que en caso convencional más la incorporación de los términos correspondientes a P y Q consumidas por el elemento no lineal, $g_p^{(1)}$ y $h_p^{(1)}$ como muestran las ecuaciones (4.62) y (4.63).

$$\Delta P_p^{(1)} = P_p^{\text{aspecif.}} - |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + B_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] - g_p^{(1)} \quad (4.62)$$

$$\Delta Q_p^{(1)} = Q_p^{\text{aspecif.}} - |V_p| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \operatorname{sen}(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] - h_p^{(1)} \quad (4.63)$$

donde $g_p^{(1)}$ y $h_p^{(1)}$ para un convertidor AC/DC de seis pulsos totalmente controlado están dados por las ecuaciones (4.64) y (4.65) respectivamente [7]

$$P_{carg\alpha no\ lineal}^{(1)} = g^{(1)} = \frac{3V_p^{(1)}}{2\pi Xc} \left\{ V_p^{(1)} [\cos^2 \alpha - \cos^2 \delta] + \sum_{k=2}^n \frac{2V_p^{(k)} \delta_k}{(1+k)(1-k)} \left[\begin{array}{l} k \left(\cos \delta \cos(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\delta) - \right. \\ \left. \cos \alpha \cos(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\alpha) \right) + \\ \left. \sin \delta \sin(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\delta) - \sin \alpha \right) \\ \left. \sin(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\alpha) \right] \right\} \quad (4.64)$$

$$Q_{no\ lineal}^{(1)} = h_p^{(1)} = \frac{3V_p^{(1)}}{2\pi Xc} \left\{ V_p^{(1)} [\sin \alpha \cos \alpha - \sin \delta \cos \delta + (\delta - \alpha)] + \sum_{k=2}^n \frac{2V_p^{(k)} \delta_k}{(1+k)(1-k)} \left[\begin{array}{l} k \left(\sin \delta \cos(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\delta) - \right. \\ \left. \sin \alpha \cos(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\alpha) \right) - \\ \left. \cos \delta \sin(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\delta) - \cos \alpha \right) \\ \left. \sin(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\alpha) \right] \right\} \quad (4.65)$$

y para un transformador saturado $g_p^{(1)}$ y $h_p^{(1)}$ vienen dados por las ecuaciones (4.66) y (4.67) respectivamente

$$P_{no\ lineal\ saturado}^{(1)} = g_p^{(1)} = V_p^{(1)} I_p^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \gamma_p^{(1)}) \quad (4.66)$$

$$Q_{no\ lineal\ saturado}^{(1)} = h_p^{(1)} = V_p^{(1)} I_p^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \gamma_p^{(1)}) \quad (4.67)$$

El jacobiano a la frecuencia fundamental incluyendo las barras no lineales tiene la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots \\ \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots \\ \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}$$

Donde los elementos del jacobiano que corresponden a las barras no lineales vienen dados por las siguientes expresiones:

$$\frac{\partial \Delta P_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = -\frac{\partial g_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} - \frac{\partial P_i^{calc(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} \quad (4.68)$$

$$\frac{\partial \Delta P_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} = -\frac{\partial g_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} - \frac{\partial P_i^{calc(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} \quad (4.69)$$

$$\frac{\partial \Delta Q_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = -\frac{\partial h_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} - \frac{\partial Q_i^{calc(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} \quad (4.70)$$

$$\frac{\partial \Delta Q_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} = -\frac{\partial h_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} - \frac{\partial Q_i^{calc(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} \quad (4.71)$$

y para las otras barras, los elementos del jacobiano son iguales al caso convencional.

Para la aplicación del método de Newton Rapshon desacoplado rápido se hace del jacobiano una matriz con términos constantes, de igual manera que en el caso convencional, esto se consigue aplicando el principio de desacoplamiento y realizando las simplificaciones adicionales que a continuación se describe.

Una característica inherente de un sistema eléctrico de potencia de generación-transmisión, operando en estado estable es la fuerte dependencia que existe entre la potencia activa y los ángulos de los voltajes de barra y entre la potencia reactiva y la magnitud del voltaje de barra, en cambio es

muy débil la dependencia entre P y V entre Q y δ . Esto se conoce como el principio de "desacoplamiento". Aplicando este principio el jacobiano a la frecuencia fundamental queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta P_2^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial \theta_2^{(1)}} & \frac{\partial \Delta P_3^{(1)}}{\partial \theta_3^{(1)}} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta Q_2^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial V_2^{(1)}} V_2^{(1)} & \frac{\partial \Delta Q_3^{(1)}}{\partial V_3^{(1)}} V_3^{(1)} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

Donde los elementos de este nuevo jacobiano son:

En las barras no-lineales

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} = \frac{\partial}{\partial \theta_p^{(1)}} \left\{ |V_p|^2 G_p^{(1)} + |V_p| \left[\sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_p^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + B_p^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \right] - g_p^{(1)} \right\}$$

$i \neq j$

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} = |V_p| \left[\sum_{i=1}^n |V_i| \left[-G_p^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) + B_p^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \right] - \frac{\partial g_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}}$$

$i \neq j$

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} = -|V_p| \left[\sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_p^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_p^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \right] - \frac{\partial g_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} - |V_p|^2 B_{pp}^{(1)}$$

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} = -Q_p^{(1)} - |V_p|^2 B_{pp}^{(1)} - \frac{\partial g_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} \tag{4.72}$$

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = |V_p| |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.73)$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} = \frac{\partial}{\partial V_p^{(1)}} \left\{ -|V_p|^2 B_{pp}^{(1)} + |V_p| \left| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] + h_p^{(1)} \right\}$$

$$i \neq j$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} |V_p| = -2|V_p|^2 B_{pp}^{(1)} + |V_p| \left| \sum_{i=1}^n |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] + |V_p|^2 B_{pp}^{(1)} - \frac{\partial h_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} \right.$$

$$i \neq j$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} |V_p| = Q_p^{(1)} - |V_p|^2 B_{pp}^{(1)} - \frac{\partial h_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} \quad (4.74)$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} |V_i| = |V_p| |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.75)$$

En las barras convencionales se tiene :

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}} = -Q_p^{(1)} - |V_p|^2 B_{pp}^{(1)} \quad p = 2, \dots, n \quad (4.76)$$

$$\frac{\partial P_p^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = |V_p| |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.77)$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}} |V_p| = Q_p^{(1)} - |V_p|^2 B_{pp}^{(1)} \quad (4.78)$$

$$\frac{\partial Q_p^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} |V_i| = |V_p| |V_i| \left[G_{pi}^{(1)} \sin(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) - B_{pi}^{(1)} \cos(\theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)}) \right] \quad (4.79)$$

Como se puede observar las ecuaciones (4.72) y (4.74) difieren de las ecuaciones (4.76) y (4.78) por el término que tiene relación con la potencia activa y reactiva del elemento no-lineal, también se puede observar que las ecuaciones (4.73) y (4.75) son idénticas a las ecuaciones (4.77) y (4.79). Este resultado muestra que el jacobiano prácticamente no cambia con respecto al caso

convencional, ya que solamente los elementos que corresponden a las barras con carga no-lineal y que se ubican en la diagonal se ven afectados por un término adicional. Teniendo este resultado en mente, las siguientes simplificaciones hacen que el jacobiano permanezca constante reduciendo enormemente la cantidad de operaciones al no tener que invertirse en cada iteración:

- El término $V_p^2 B_{pp}$ es equivalente a una potencia reactiva de corto circuito lo que hace que sea

mucho más grande que la suma de los otros términos $Q_p^{(1)}, \frac{\partial g_p^{(1)}}{\partial \theta_p^{(1)}}, \frac{\partial h_p^{(1)}}{\partial V_p^{(1)}}$.

- $\text{sen } \theta_{pi}^{(1)} \ll \text{cos } \theta_{pi}^{(1)}$ por lo tanto $\theta_{pi}^{(1)} = \theta_p^{(1)} - \theta_i^{(1)} \rightarrow 0$

- Solo para el jacobiano se considera que la magnitud del voltaje es 1 p.u.

Con estas simplificaciones los términos del jacobiano vienen dados por las ecuaciones (4.6) a (4.9). Y los mismatches se forman con las ecuaciones (4.60) a (4.63), dependiendo del tipo de barra, es decir si son convencionales o no-lineales. Con estas ecuaciones se encuentran los voltajes a la frecuencia fundamental.

4.3.2 Ecuaciones de Equilibrio de la Red para las Frecuencias Armónicas

Para los armónicos se resuelve la ecuación de equilibrio de la red para cada frecuencia múltiplo de 60 Hz. $I_B = Y_B E_B$ que desarrollándola se transforma en la ecuación (4.80), en donde se puede apreciar que el vector $[I]$ es un vector cuyos elementos son cero a excepción de las barras de carga no lineal, y que la matriz $[Y_B]$ cambia para cada frecuencia armónica.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_p^{(k)} \\ \cdot \\ I_{p+m}^{(k)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(k)} & Y_{12}^{(k)} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{1n}^{(k)} \\ Y_{21}^{(k)} & Y_{22}^{(k)} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{2n}^{(k)} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ Y_{n1}^{(k)} & Y_{n2}^{(k)} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & Y_{nn}^{(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^{(k)} \\ V_2^{(k)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ V_n^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{para } k = 2, \dots, l \quad (4.80)$$

Resolviendo la ecuación (4.80) para cada armónico se encuentran los voltajes de las barras a estas frecuencias, luego aplicando el principio de superposición, es decir sumando todas las componentes armónicas a la fundamental encontrados se reconstruye la onda del voltaje en cada barra del sistema utilizando la ecuación (4.81)

$$f(t) = c_0 + c_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) + c_2 \cos(2\omega_0 t + \theta_2) + \dots + c_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (4.81)$$

obteniéndose la solución final.

4.4 Estructura del Programa

El programa realizado consta de un programa principal y 30 subrutinas. Las subrutinas se enumeran a continuación:

1. Subrutina Adjgen
2. Subrutina Adjtap
3. Subrutina Almayb
4. Subrutina Bifac
5. Subrutina Busdat
6. Subrutina Conmut
7. Subrutina Convdat
8. Subrutina Conversix
9. Subrutina Encero
10. Subrutina Factor
11. Subrutina Lindat
12. Subrutina Ordem
13. Subrutina Order 1
14. Subrutina Order 2
15. Subrutina Order 3
16. Subrutina Pqinj
17. Subrutina Pwrflw
18. Subrutina Reduc
19. Subrutina Saída
20. Subrutina Saturdat
21. Subrutina Satur
22. Subrutina Satur 1

- 23. Subrutina *Saturi*
- 24. Subrutina *Sknef*
- 25. Subrutina *Simord*
- 26. Subrutina *Soluc*
- 27. Subrutina *Solve*
- 28. Subrutina *TRF*
- 29. Subrutina *TRFD*
- 30. Subrutina *Vectori*

El programa está dividido en módulos. Los módulos son secciones de programa que pueden ser desacoplados para ser usados independientemente o ser anexados con mucha facilidad en otros programas donde se los requiera. Cada módulo contiene una serie de subrutinas, algunas de las cuales solamente sirven para el módulo que las contiene. En el programa existen básicamente cuatro módulos principales que son:

- *El primero es el que resuelve el flujo de potencia mediante el método desacoplado rápido. El segundo tiene relación con la descomposición LU de la matriz Y_B , para su bifactorización en cada armónico. El tercero corresponde a la transformada rápida de Fourier, mediante el cual se halla el contenido armónico de la señal que interese analizar, y el cuarto módulo corresponde a los modelos de los elementos no lineales simulados.*

4.4.1 Módulo 1 Flujo de Potencia Newton Raphson Desacoplado Rápido

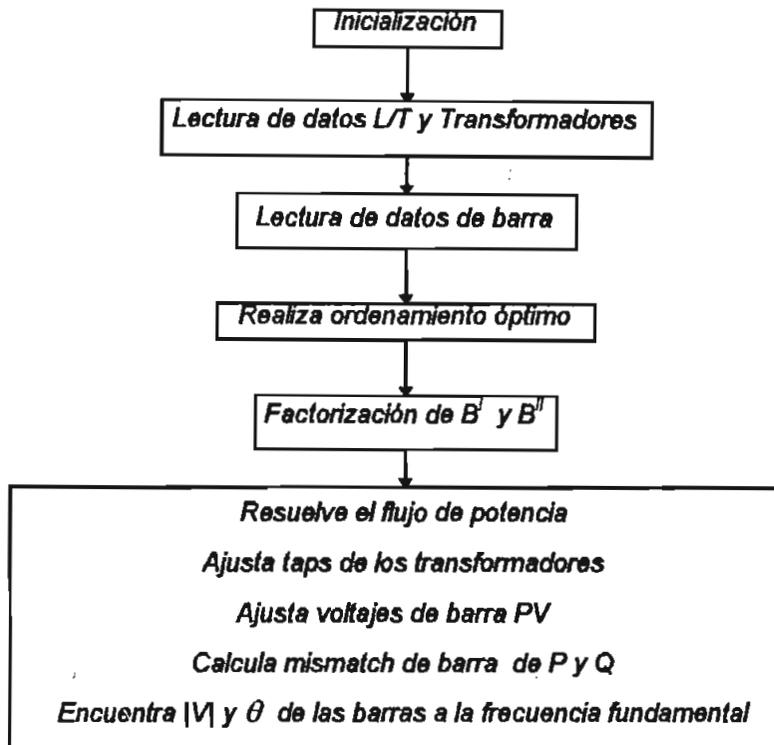
Este módulo con el cual se resuelve el flujo de potencia para hallar los voltajes en las barras del sistema a la frecuencia fundamental, consta de las siguientes subrutinas:

- *Subrutina **Adjgen**: Esta subrutina chequea los voltajes de los diferentes generadores que estén presentes en la red para verificar si los límites de potencia están dentro de los rangos que se especifican para cada generador, y si no lo están cambia las barras PV a barras PQ.*
- *Subrutina **Adjtap**: Esta subrutina ajusta los taps de los transformadores que poseen cambiador de taps bajo carga LTC.*
- *Subrutina **Busdat**: Esta subrutina se encarga de leer los datos de todas las barras del sistema, es decir los datos de las barras PV, PQ y la oscilante, además se encarga de detectar diversos errores que se pueden cometer en el ingreso de datos como por ejemplo, detecta si una barra está*

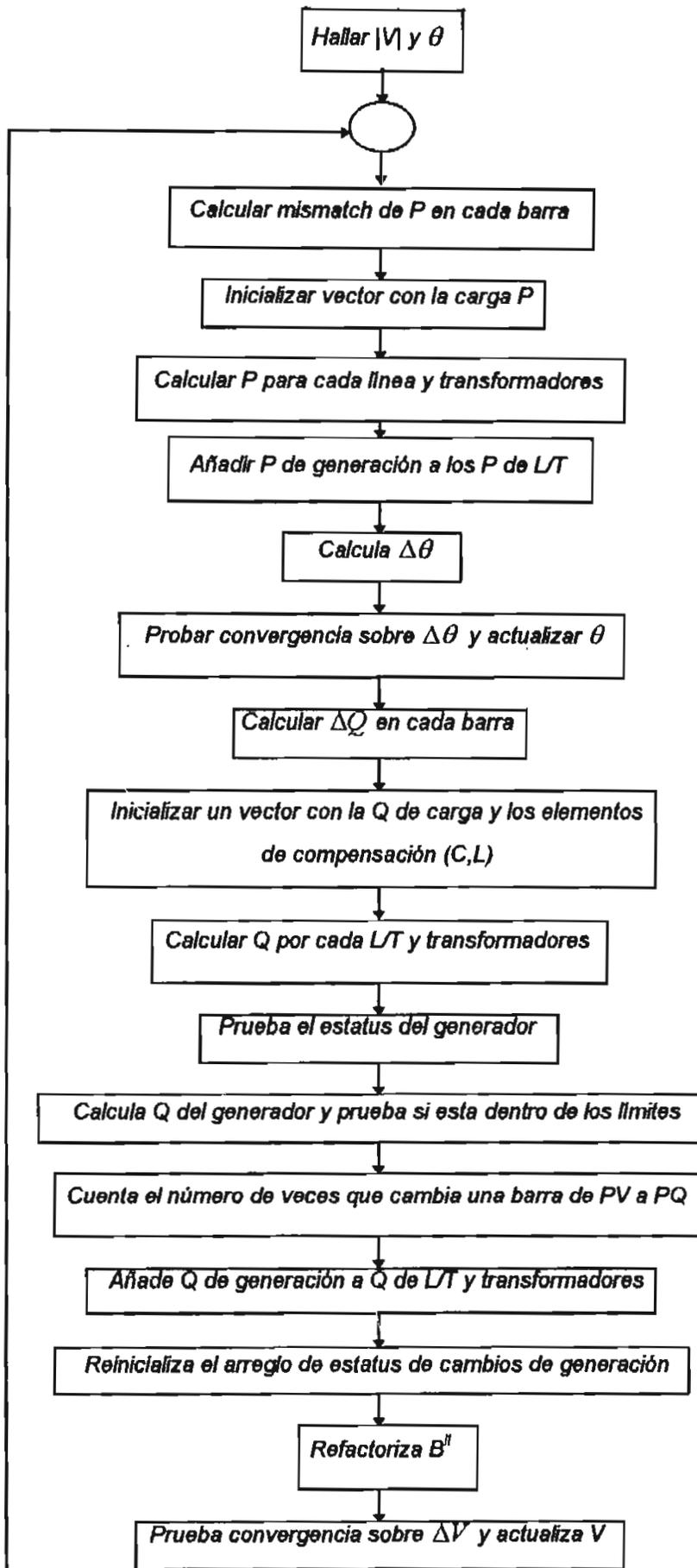
aislada del sistema, si se repiten dos barras, o si se especifican más de una barra oscilante ,advierte sobre posibles errores en los datos como por ejemplo la no especificación de los límites del generador en una barra PV.

- *Subrutina Factor:* Esta subrutina factoriza el jacobiano para encontrar los incrementos de voltaje y ángulo, esta subrutina es especial puesto que solamente trabaja en conjunto con la subrutina Order 3 contenida en este programa y solamente con números reales.
- *Subrutina Lindat:* Esta subrutina lee los datos de todas las líneas de transmisión del sistema y además chequea y advierte sobre errores en el ingreso de los datos como por ejemplo que los números de las barras a la que se conecta la línea están mal, el número de líneas excede a la capacidad del programa, etc.
- *Subrutinas Order 1, Order 2 y Order 3:* Estas subrutinas realizan un ordenamiento óptimo de los diferentes componentes de jacobiano para una rápida factorización del mismo, con el mínimo número de operaciones.
- *Subrutina Pqinj:* En esta subrutina se halla los mismatch de potencia activa y reactiva en cada barra del sistema incluyendo las barras no-lineales.
- *Subrutina Pwrflw:* Esta subrutina calcula las magnitudes de los voltajes y ángulos de todas las barras del sistema usando el algoritmo linealizado del flujo de potencia Newton Rapshon desacoplado rápido.
- *Subrutina Solve:* Esta subrutina se encarga de realizar las sustituciones hacia adelante y hacia atrás en el método de descomposición LU para encontrar el vector solución.

Un diagrama de flujo de este bloque se presenta en la figura (4.8).



En 1 se representa lo que se podría llamar las subrutinas principales de este módulo que resuelven el problema a la frecuencia fundamental, es por esto que se lo describe con más detalle a continuación*



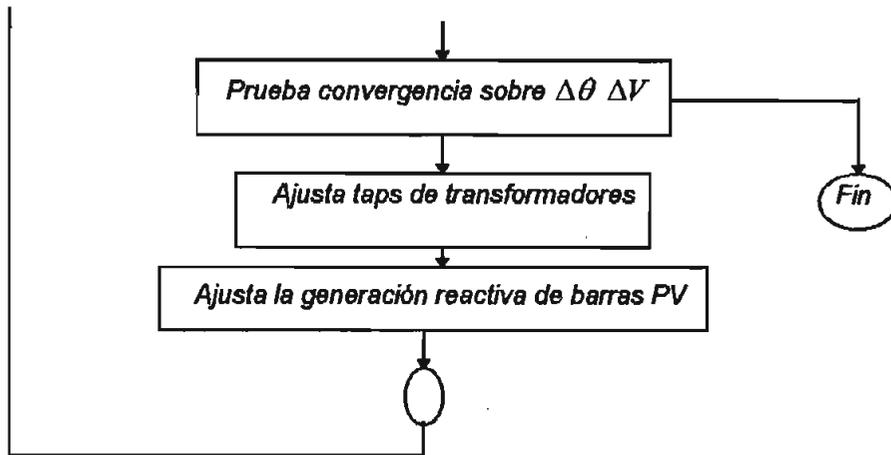


Fig. 4.8 Diagrama de Bloques del Flujo de Potencia Newton Rapshon Desacoplado Rápido

4.4.2 Módulo 2 Factorización de la Matriz Y_B

Este módulo se encarga de factorizar la matriz Y_B para cada armónico, en las matrices LU para encontrar los voltajes en las frecuencias armónicas, estas subrutinas que pertenecen a este módulo tienen la ventaja de que pueden realizar operaciones con números complejos en un tiempo muy corto y utiliza subrutinas especiales para trabajar con matrices porosas, consta de las siguientes subrutinas:

- Subrutina Encero: Sirve para inicializar con cero los arreglos en los cuales se guarda información concerniente a la matriz Y_B , en el transcurso de la ejecución de cualquiera de los programas.
- Subrutina Ordem: Ordena de acuerdo a columnas, los elementos de la matriz Y_B durante la ejecución de cualquiera de los programas.
- Subrutina Simord: Es la primera subrutina especial para el tratamiento de matrices porosas, simula una resolución de la ecuación matricial mediante el método numérico de la bi-factorización, para determinar los nuevos elementos diferentes de cero a crearse. Ordena semioptimamente las barras para minimizar el número de operaciones a ejecutar.
- Subrutina Reduc: Esta es la segunda subrutina especial para el tratamiento de matrices porosas, es la aplicación misma de la bi-factorización.

- Subrutina Soluc: Es la tercera subrutina especial para el tratamiento de matrices porosas, recibe el vector de corrientes en cada armónico [I] y los elementos de la matriz Y_B y obtiene el vector solución.

Este bloque presenta el diagrama de flujo mostrado en la figura (4.9):

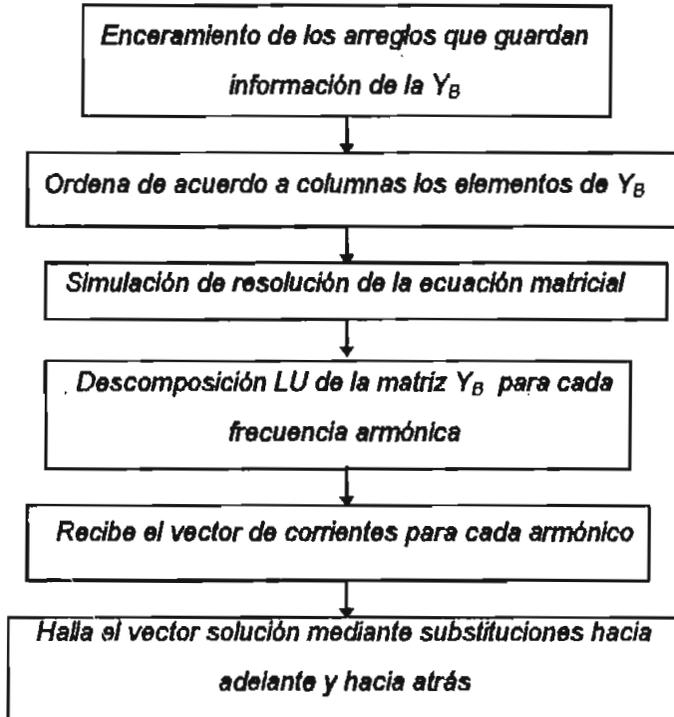


Fig. 4.9 Diagrama en Bloques de la Descomposición LU de la Matriz Y_B

4.4.3 Módulo 3 La Transformada Rápida de Fourier

Este módulo recibe las muestras de la señal a la cual se le quiere encontrar el contenido armónico, es decir halla los coeficientes de Fourier tanto en magnitud como en ángulo de fase, este programa puede encontrar hasta los armónicos de orden 64, incluyendo la fundamental y puede ser fácilmente expandido para que encuentre los coeficientes de orden más alto. Este módulo consta de una subrutina la TRF, la cual es la aplicación del algoritmo de la transformada rápida de Fourier que se vio anteriormente en este mismo capítulo.

Este módulo presenta el diagrama de flujo mostrado en la figura (4.10):

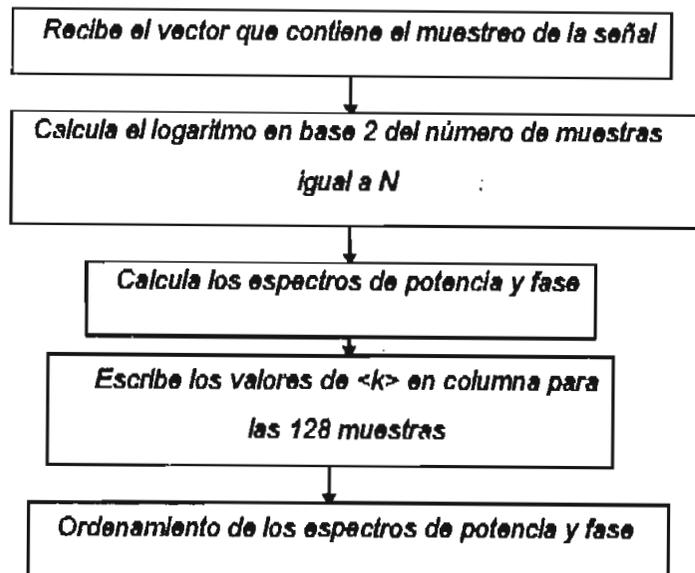


Fig. 4.10 Diagrama en Bloques de La Transformada Rápida de Fourier

4.4.4 Subrutinas de Elementos No-Lineales y Subrutina Sknef

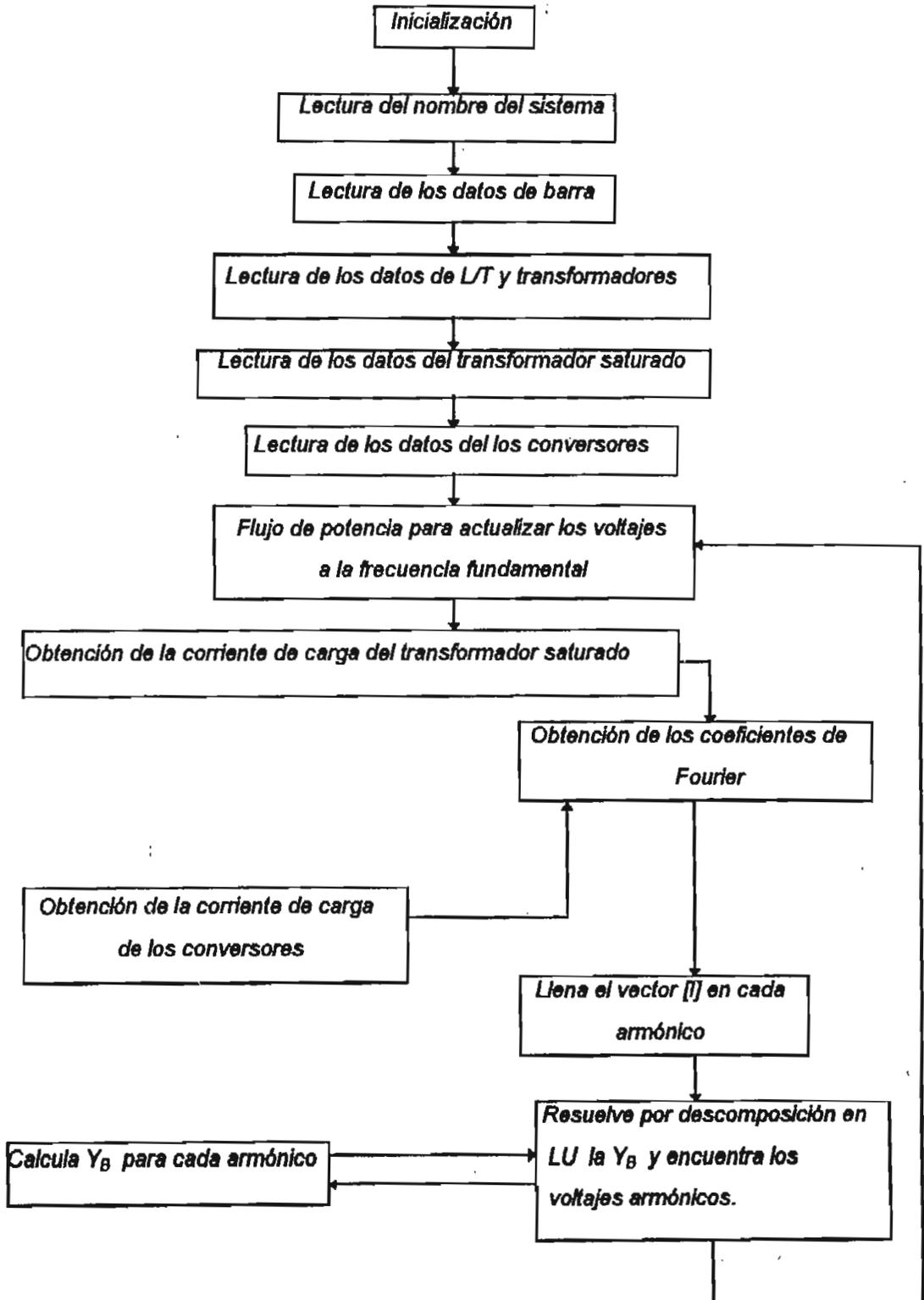
- *Subrutina Saturdat:* Lee los datos correspondientes a la curva de saturación V_{rms}/I_{rms} de cada transformador que se simula en estado de saturación, además esta Subrutina realiza la conversión de la curva V_{rms}/I_{rms} a la curva flujo Instantáneo en por unidad vs. corriente Instantánea en por unidad.
- *Subrutinas Satur, Satur1 y Saturi:* Estas tres subrutinas sirven para hallar la corriente de un transformador saturado utilizando la curva de saturación, flujo magnético vs. corriente, luego muestrean la señal y llaman a la subrutina TRF para la descomposición de la corriente en sus armónicos.
- *Subrutinas Conversix y Conmut:* Estas subrutinas obtiene la corriente de carga de un conversor ac-dc de 6 pulsos totalmente controlado y también toman muestras de la forma de onda de esta corriente para luego descomponerla en sus armónicos mediante la transformada rápida de Fourier.
- *Subrutina Sknef:* Esta subrutina calcula los nuevos parámetros de la matriz Y_B que se ven afectados por la variación de la frecuencia tales como el incremento de la resistencia debido al efecto piel en los conductores de las líneas de transmisión y en los parámetros del todo el sistema de potencia que dependen de la frecuencia como son las reactancias capacitiva y reactiva.

4.4.5 Subrutinas Vectori y Salda

- *Subrutina Vectori:* Esta subrutina llena el vector de corrientes armónicas [I] rescatándolo luego de la descomposición de la corriente de carga no-lineal en sus armónicos en cada barra no-lineal.
- *Subrutina Salda:* Esta subrutina se encarga de presentar la salida de datos en un formato adecuado para que se pueda recuperar en cualquier hoja electrónica y luego proceder a la realización de las formas de onda de los voltajes de barra del sistema.

4.5 Estructura de Bloque de PROPARM

En la figura (4.11) se presenta el diagrama de bloques de todo el programa PROPARM, el cual muestra la ejecución completa de todo el programa.



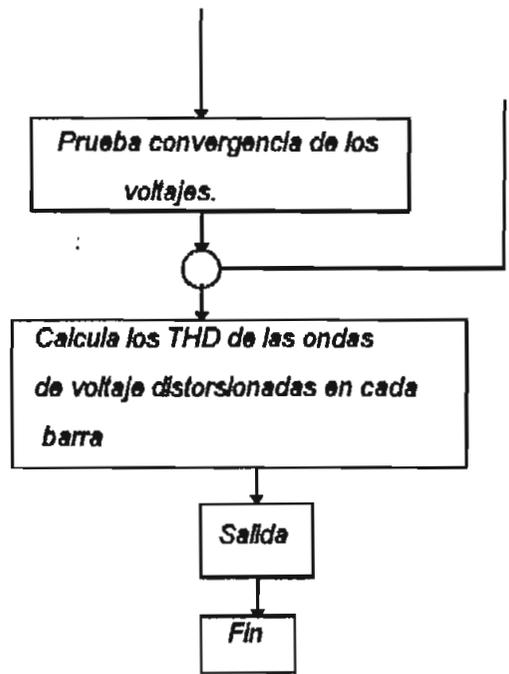


Fig. 4.11 Diagrama en Bloques de PROPARM

CAPÍTULO V

CAPÍTULO V: APLICACIONES

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos mediante el programa PROPARM, aplicado a dos sistemas de potencia. En primer lugar se analiza el sistema dado en la referencia bibliográfica [5] con el cual se realiza una comparación de resultados Q'HARM y los resultados obtenidos mediante el programa PROPARM. Adicionalmente en este sistema se cambia las cargas no lineales de convertidores AC/DC por transformadores saturados y se realiza una comparación de los armónicos producidos por el efecto de la saturación de transformadores y convertidores AC/DC, luego se estudia el efecto de los bancos de capacitores cuando estos entran en resonancia con el sistema a una determinada frecuencia. En la segunda aplicación se analiza la propagación de armónicos provenientes de convertidores AC/DC y por el efecto de la saturación de transformadores, los dos actuando sobre el mismo sistema.

5.1.1 Sistema de Potencia de 5 Barras

Este sistema de potencia consta de 5 barras [5], figura (5.1) de las cuales una es la oscilante, dos son barras de carga no-lineal y las otras son barras de carga convencionales. Usando este sistema se realiza una comparación de los resultados obtenidos mediante los programas Q'HARM y PROPARM.

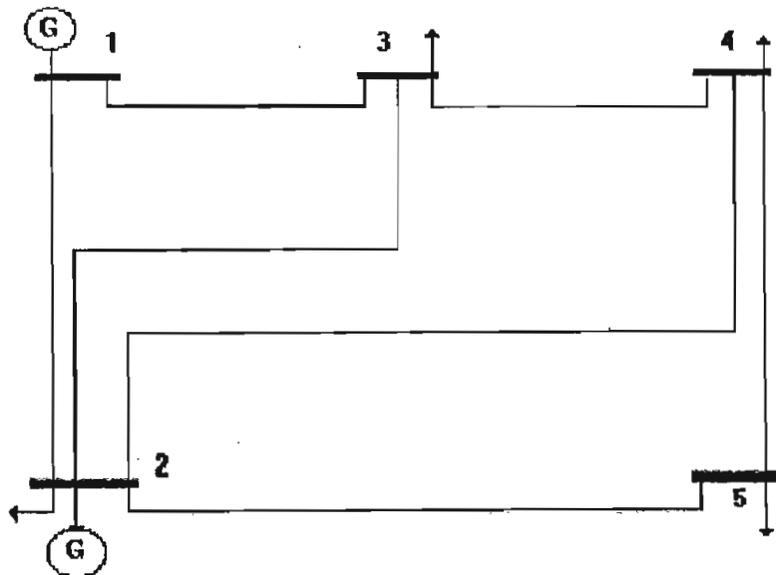


Fig. 5.1 Sistema de 5 Barras

Se analizan tres casos:

CASO A: Las cargas no lineales son convertidores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados de 35 y 45 MW, que constituye el 50 % de la carga total del sistema.

CASO B: Se cambia los convertidores AC/DC por transformadores saturados de la misma potencia.

CASO C: Las cargas no lineales nuevamente son convertidores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados de 35 y 45 MW de potencia, se calcula la potencia reactiva de un banco de capacitores que hará que el sistema entre en resonancia a una frecuencia de 420 Hz., luego se realizan dos corridas más del programa con bancos de capacitores cuyos valores están debajo y por encima del valor de resonancia.

Datos del Sistema :

Los parámetros del sistema están expresados en p.u. a la frecuencia fundamental. Los valores de las bases son 100 MVA y 138 KV . En las tablas (5.1) se da los datos del sistema de transmisión y es igual para ambos casos. En las tablas (5.2) y (5.3) se listan los datos de generación del sistema para cada caso.

Tabla 5.1: Datos del Sistema de Transmisión

Código de barra p-q	Impedancia Z_{pq}	Suceptancia $Y_{pq}/2$	Distancia millas
1-2	0.02+j0.06	0.0+j0.030	75.0
1-3	0.08+j0.24	0.0+j0.025	300.0
2-3	0.06+j0.18	0.0+j0.020	225.0
2-4	0.06+j0.18	0.0+j0.020	225.0
2-5	0.04+j0.12	0.0+j0.015	150.0
3-4	0.01+j0.03	0.0+j0.010	37.5
4-5	0.08+j0.24	0.0+j0.025	300.0

CASO A Y C

Tabla 5.2: Datos de Generación y Carga

Barra #	Tipo de barra	Generación		Carga	
		MW	MVAR	MW	MVAR
1.	Oscilante	—	—	0.0	0.0
2.	Lineal	40.0	30.0	20.0	10.0
3.	Convertor	0.0	0.0	35.0	—
4.	Convertor	0.0	0.0	45.0	—
5.	Lineal	0.0	0.0	60.0	10.0

Los ángulos de disparo α de los dos convertidores de seis pulsos son:

Barra # 3 $\alpha = 25^\circ$

Barra # 4 $\alpha = 15^\circ$

Las reactancia de secuencia negativa de los generadores se asume valores típicos del 20%

BETA= 2.5

CASO B

Tabla 5.3: Datos de Generación y Carga

Barra #	Tipo de barra	Generación		Carga	
		MW	MVAR	MW	MVAR
1.	Oscilante	—	—	0.0	0.0
2.	Lineal	40.0	30.0	20.0	
3.	Trafo. Satur.	0.0	0.0	35.0	32.5
4.	Trafo. Satur.	0.0	0.0	45.0	42.7
5.	Lineal	0.0	0.0	60.0	10.0

CASO A:

Con los resultados mostrados en el apéndice C se obtienen los gráficos de corrientes de carga no lineales, voltajes en las barras y espectros de potencia y fase, realizados en la hoja electrónica Excel.

En la figura (5.2) se presenta la forma de onda de la corriente en la barra 3 de un convertor AC/DC de 6 pulsos conectado a esta barra. Este resultado es el mismo que se obtiene utilizando el programa Q'HARM que se muestra en la figura (5.3), la señal corresponde a una conexión YY del transformador asociado al convertor.

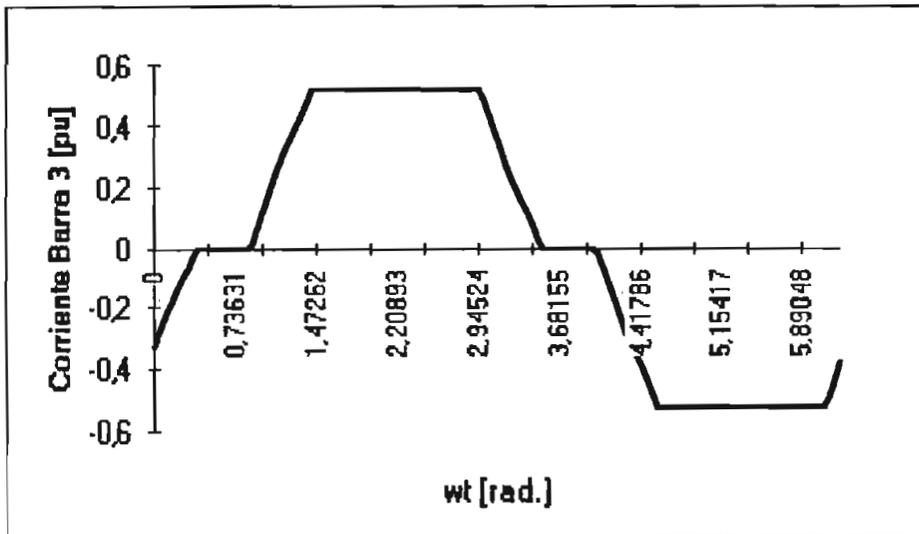


Fig. 5.2 Corriente en el Convertor de la Barra 3 dado por PROPARM

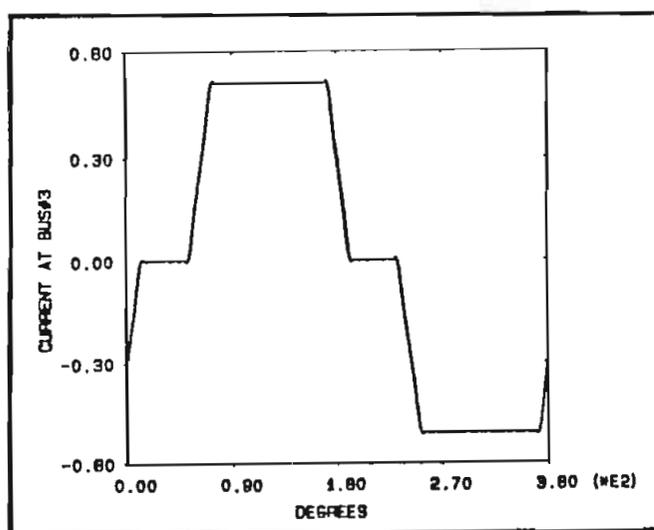


Fig. 5.3 Corriente en el Convertor de la Barra 3 dado por Q'HARM

En las figuras (5.4) y (5.5) se presentan los armónicos de mayor magnitud, correspondientes a la corriente del convertidor de la barra 3, dados por PROPARM y Q'HARM respectivamente. Como puede observarse el contenido armónico obtenido mediante los dos programas tienen idénticas características tanto en módulo como en ángulo de fase.

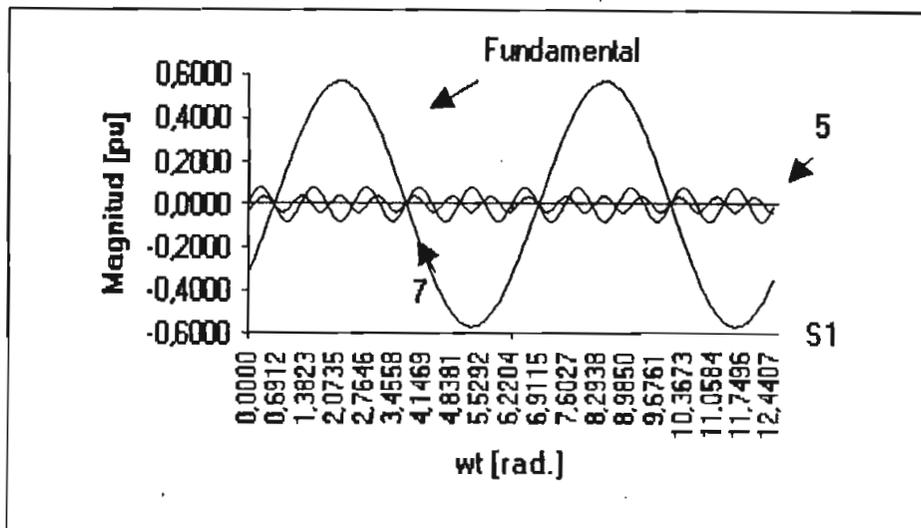


Fig. 5.4 Armónicos de la Corriente en la Barra 3 dados por PROPARM

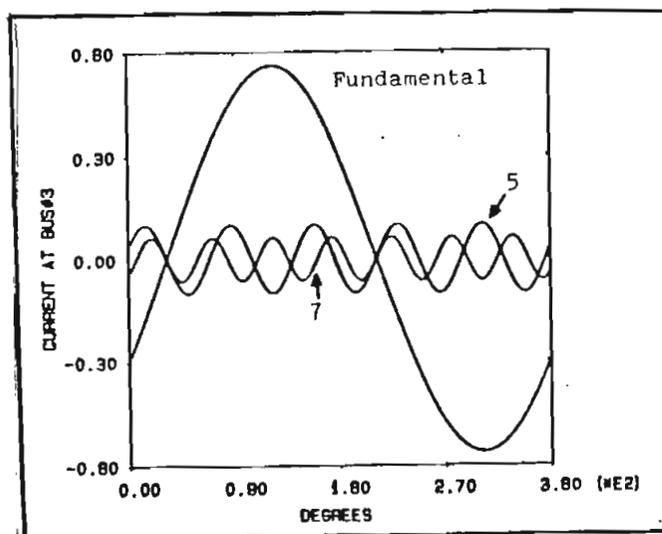


Fig. 5.5 Armónicos de la Corriente en la barra 3 dados por Q'HARM

La figura (5.6) muestra la recuperación de la señal de la corriente en la barra 3, utilizando las componentes respectivas de la fundamental y los armónicos de orden 5, 7, 11 y 13. Los armónicos de orden 11 y 13 aparentemente no aparecen aquí debido a que su magnitud es muy pequeña.

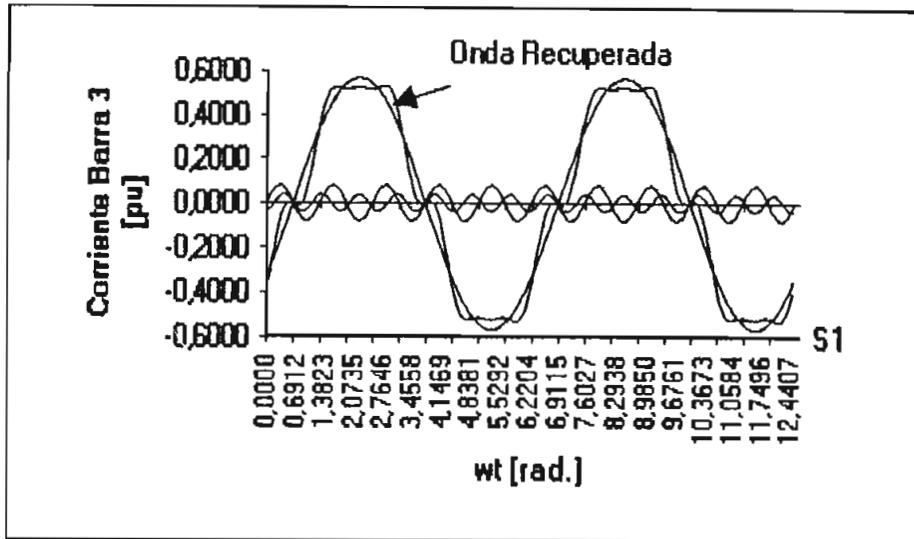


Fig. 5.6 Recuperación de la Corriente de Carga en la Barra 3 Mediante sus Armónicos

El contenido armónico de una señal se muestra más claramente a través del uso de su espectro de potencia y fase, las figuras (5.7) y (5.8) muestran el espectro de potencia y fase de la corriente de carga de la barra 3. Puede apreciarse muy claramente que a medida que el orden del armónico crece su magnitud disminuye, también se puede apreciar que la fundamental y los armónicos de orden 5 y 7 son los que predominan y que no existen armónicos pares ni múltiplos de 3. El espectro de fase indica el ángulo de fase de cada armónico y su magnitud en grados o radianes.

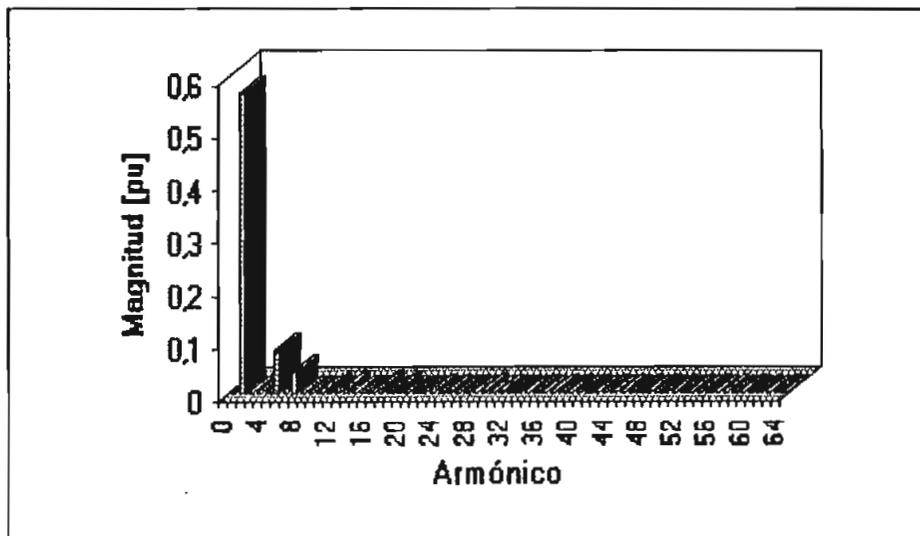


Fig. 5.7 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 3

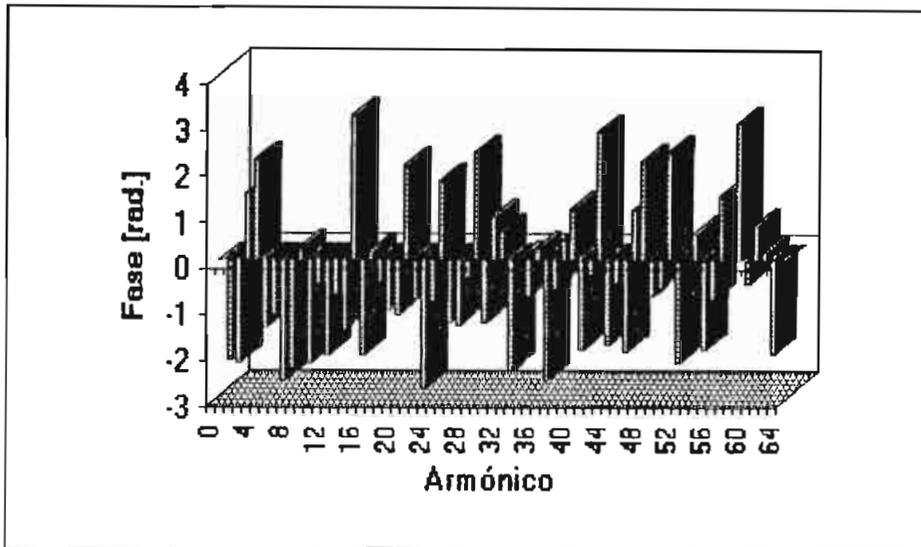


Fig. 5.8 Espectro de Fase de la Corriente en la Barra 3

En las figuras (5.9), (5.10) y (5.11) se presentan las forma de onda y los espectros de potencia y fase de la corriente de carga de la barra 4. En el espectro de potencia se observa que en este caso la fundamental y los armónicos de orden 5,11 y 13 son los más significativos. En el instante de conmutación idealmente el paso de no conducción a un estado de conducción sería vertical o sea instantáneamente, pero como demuestra la figura (5.9) debido a la presencia de una inductancia propia de la red y básicamente del transformador asociado al convertidor la conmutación no es instantánea.

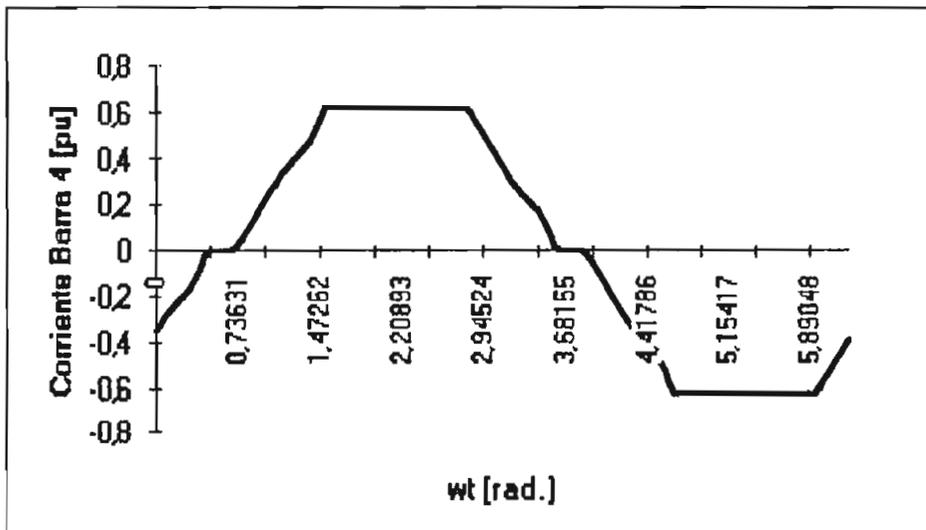


Fig. 5.9 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 4

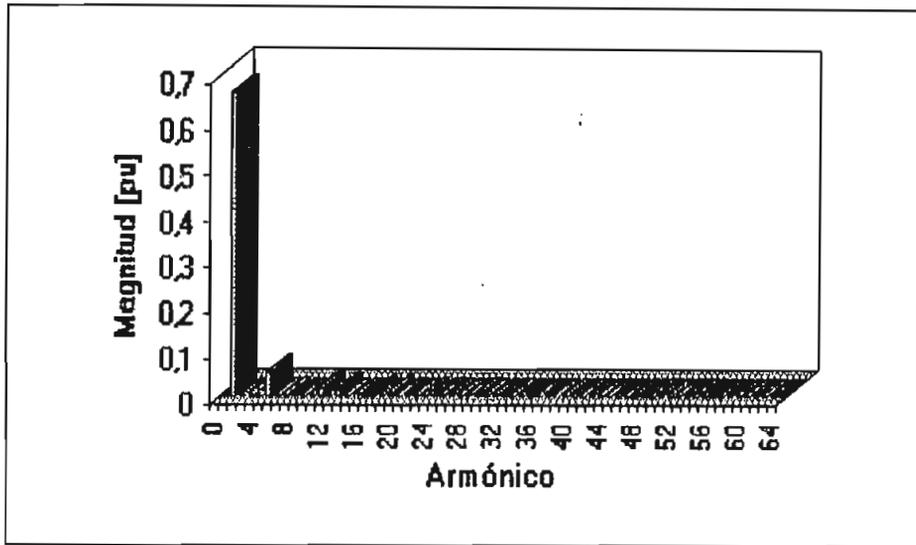


Fig. 5.10 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 4

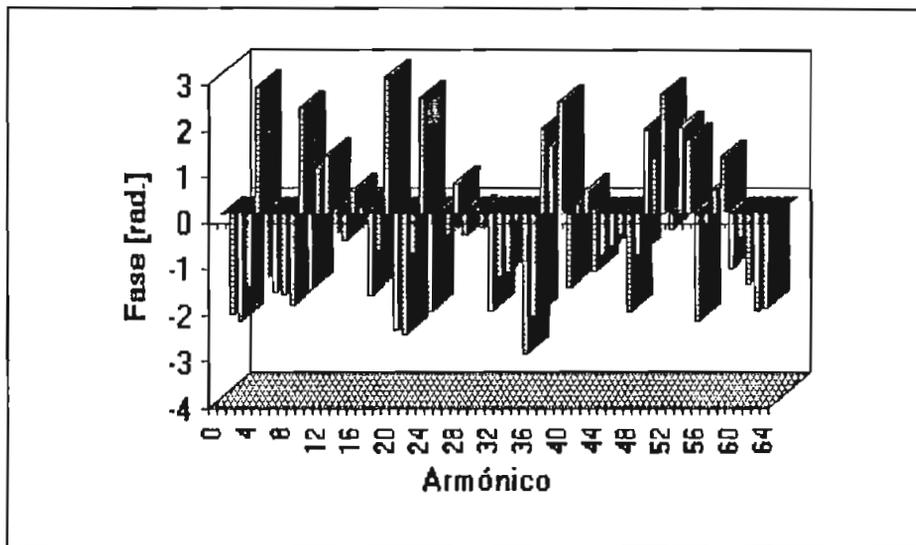


Fig. 5.11 Espectro de Fase de la Corriente en la Barra 4

En la tabla (5.4) se muestra la Distorsión Armónica Total (THD) de los voltajes de barra del sistema. Como se ve los valores son sumamente elevados del orden del 16% al 25% de distorsión y las mayores distorsiones aparecen en las barras no lineales 3 y 4.

**Tabla 5.4 Distorsión Armónica Total de los Voltajes
de Barra Caso A**

***** DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL *****

N. DE BARRA	THD [%]
1	16.39
2	17.98
3	23.76
4	24.15
5	20.50

En las figuras (5.12) a (5.27) se presentan las formas de onda distorsionadas de los voltajes de barra del sistema de potencia y sus respectivos espectros de magnitud y fase, obtenidos de los resultados dados por PROPARM. Se puede apreciar en todas estas formas de onda que los armónicos que más se propagan son evidentemente los de orden 5, 7, 11, y 13 correspondientes a los armónicos más importantes que se presentan en la corriente de carga de las barras no lineales 3 y 4. Este resultado manifiesta que las deformaciones del voltaje están dadas por las características de la carga no lineal; es decir, si el armónico de orden 5 en la corriente de la barra no lineal es el más significativo, este armónico será el principal deformador de la onda de voltaje de las barras.

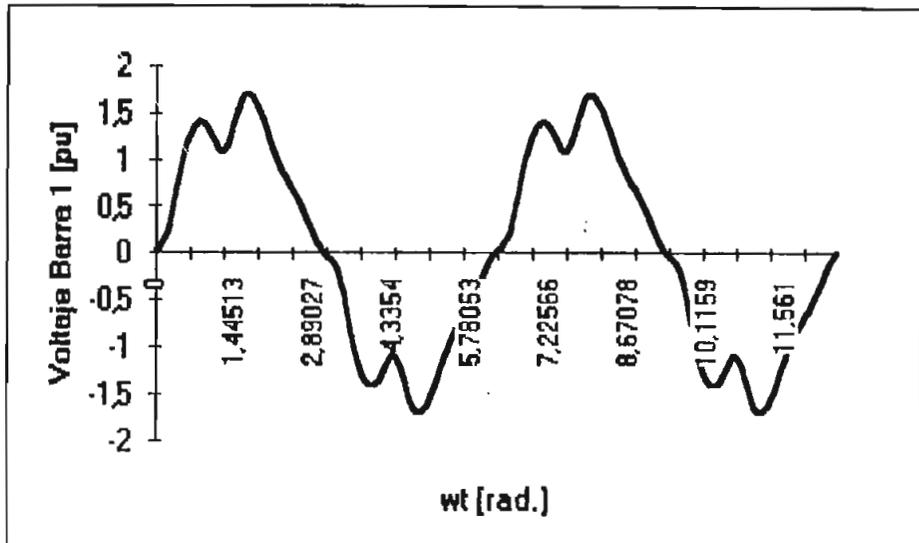


Fig. 5.12 Voltaje en la Barra 1

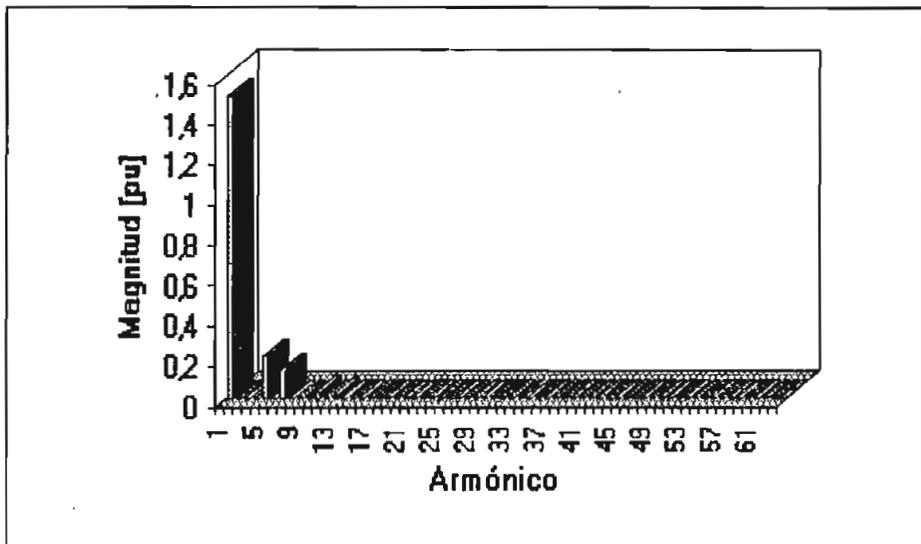


Fig. 5.13 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 1

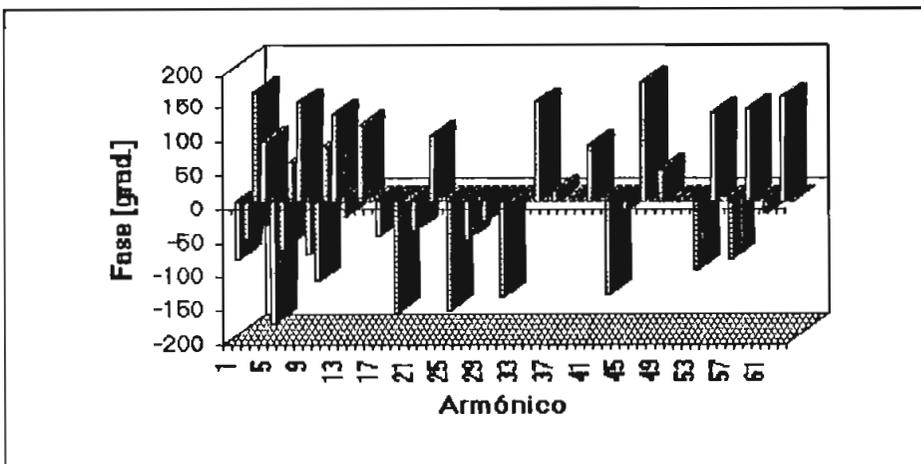


Fig. 5.14 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 1

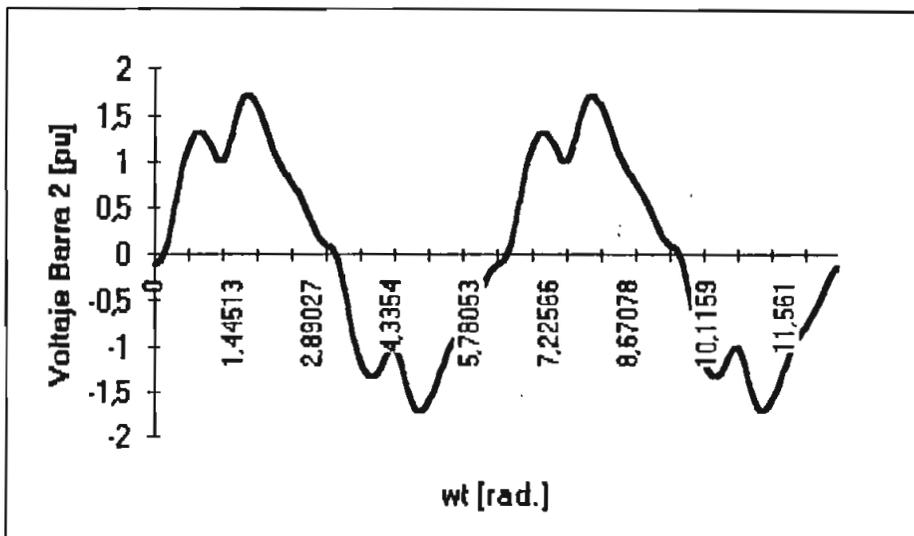


Fig 5.15 Voltaje en la Barra 2

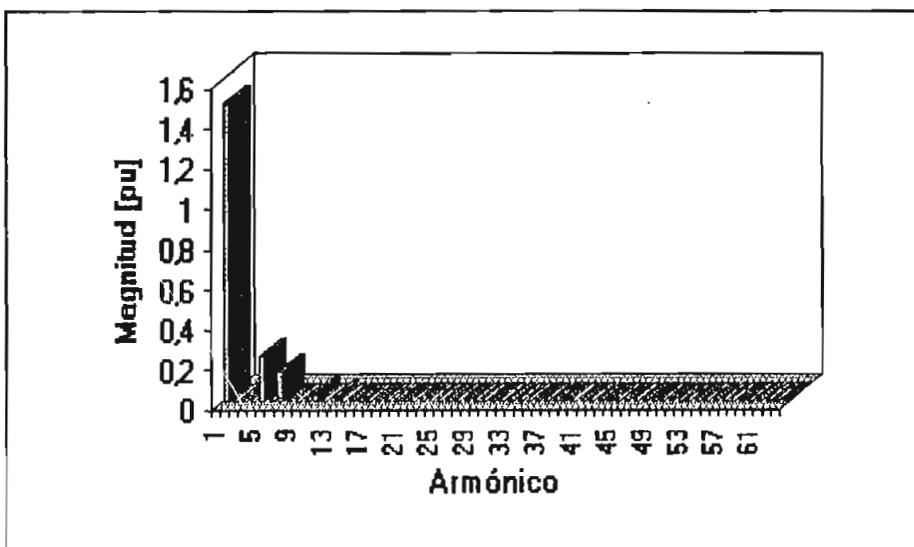


Fig. 5.16 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 2

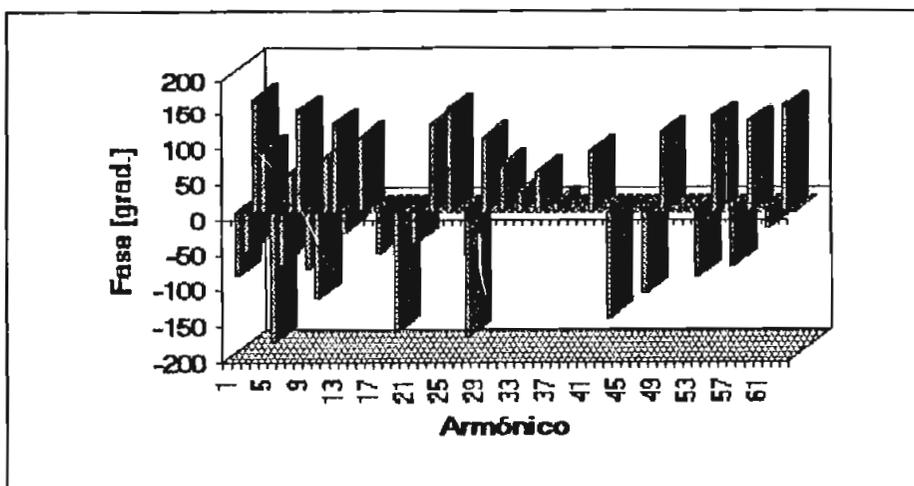


Fig. 5.17 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 2

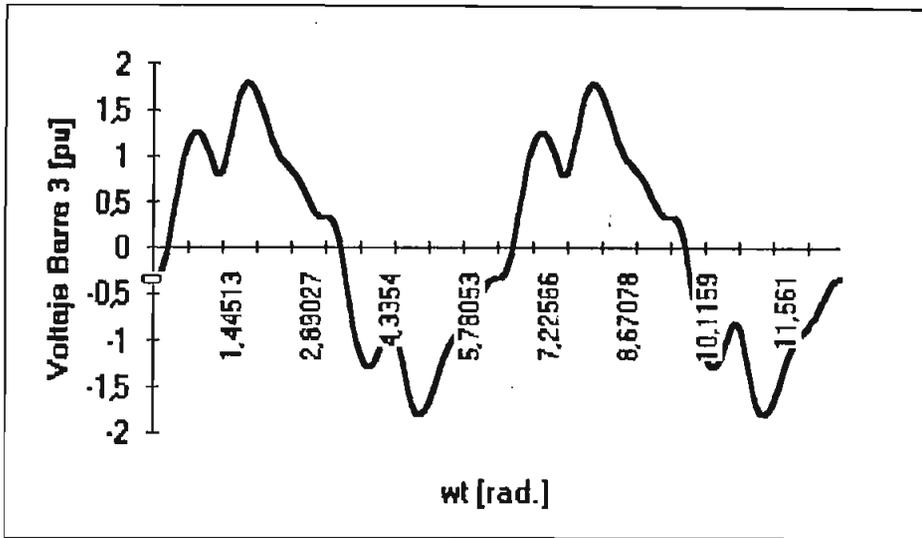


Fig. 5.18 Voltaje en la Barra 3

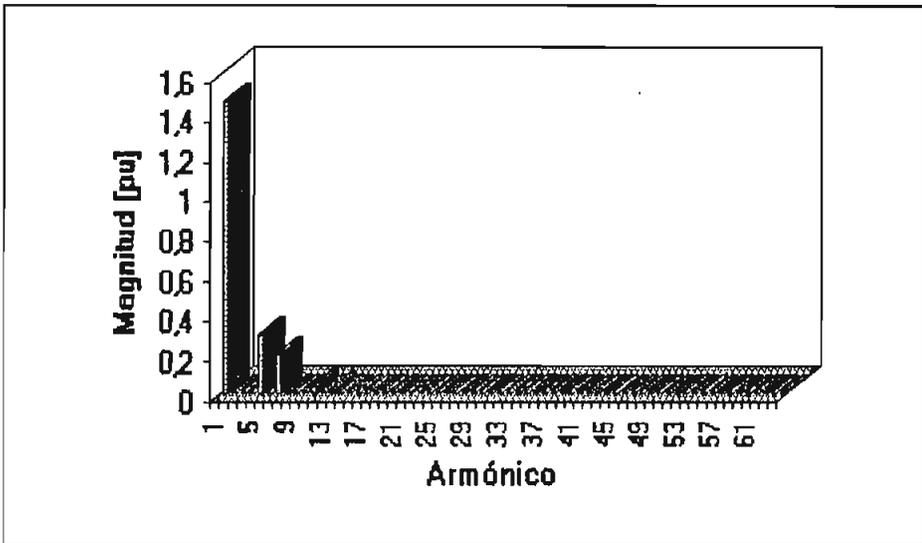


Fig. 5.19 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 3

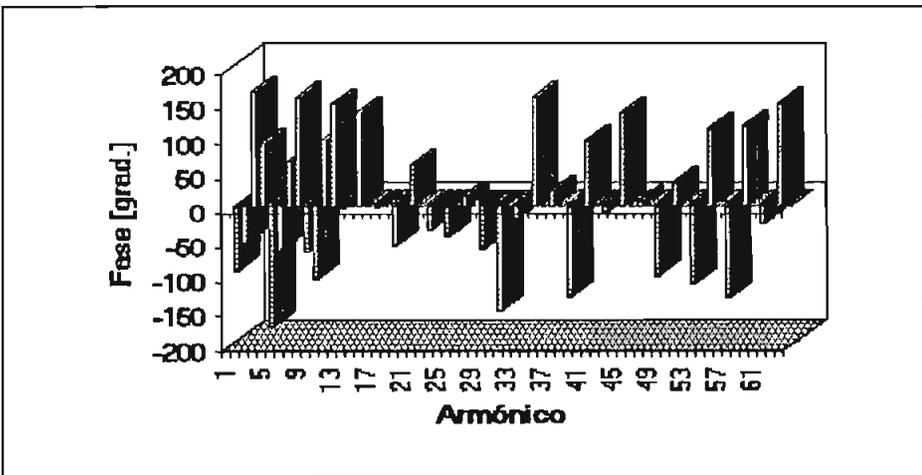


Fig. 5.20 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 3

En las figuras (5.21) y (5.22) se presenta las formas de onda del voltaje en la barra 4 dados por los programas Q'HARM y PROPARM, cuyos resultados poseen las mismas características y donde se puede apreciar la existencia de los picos de gran magnitud. Valores instantáneos máximos en por unidad llegan a 1.8, aproximadamente. Estos picos pueden ser causantes de disrupciones en los sistemas eléctricos de potencia.

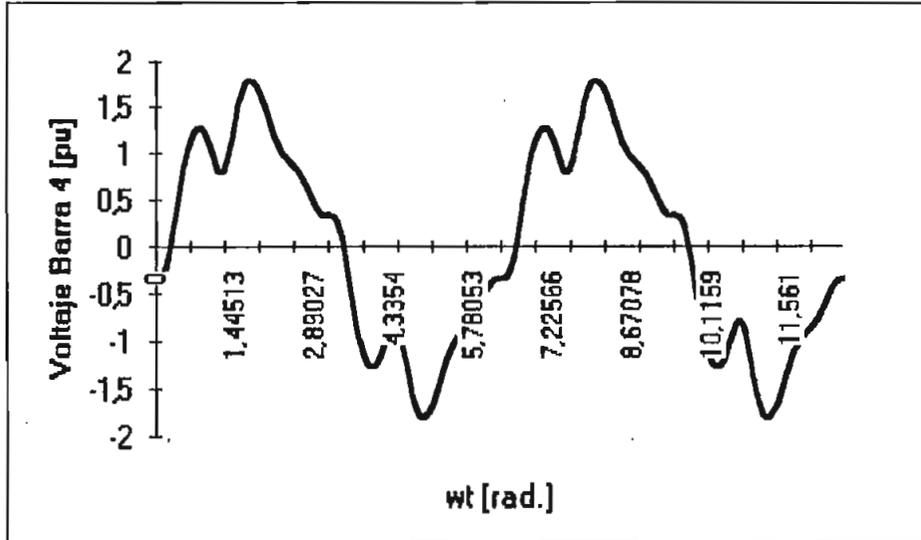


Fig. 5.21 Voltaje en la Barra 4 dado por PROPARM

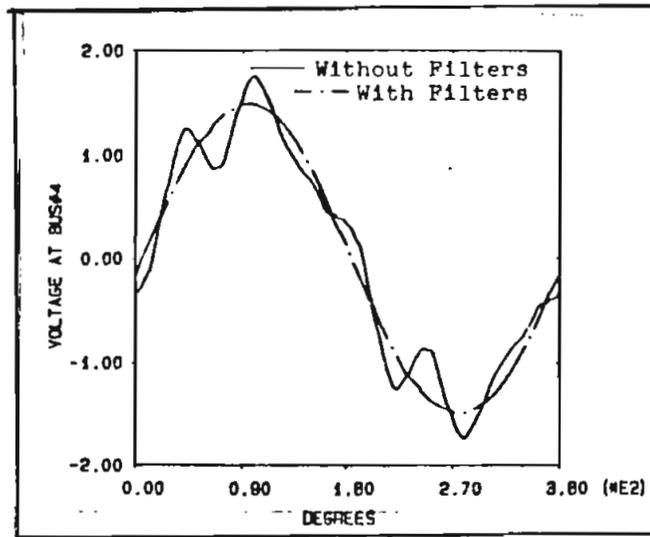


Fig. 5.22 Voltaje en la Barra 4 dado por Q'HARM

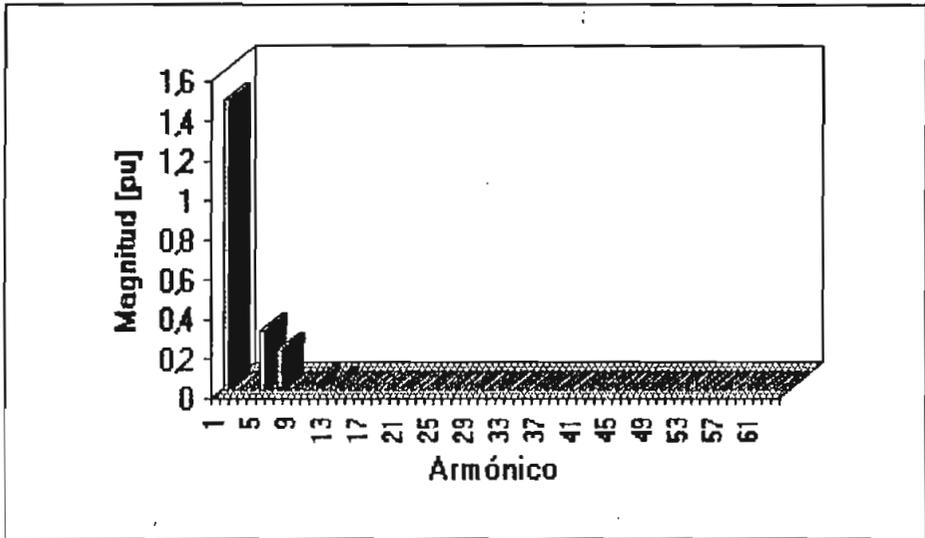


Fig. 5.23 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 4

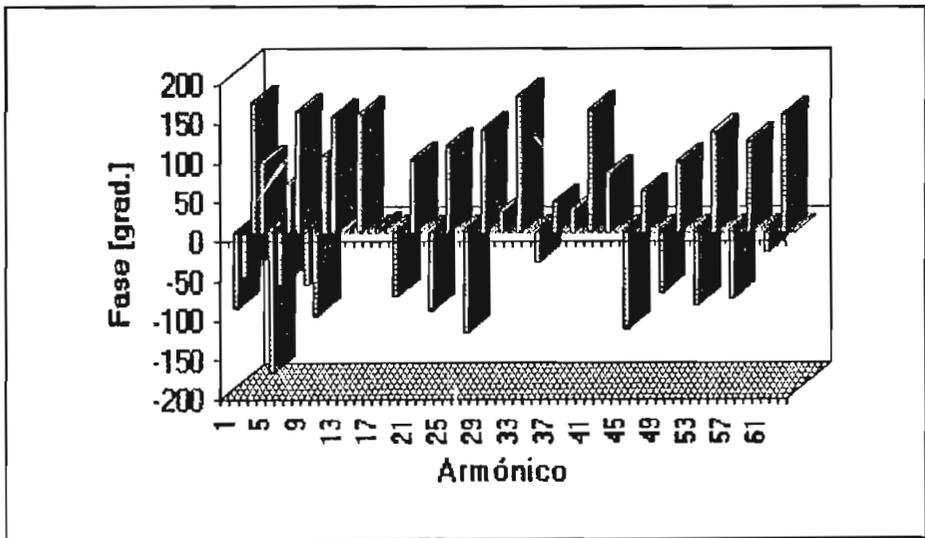


Fig. 5.24 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 4

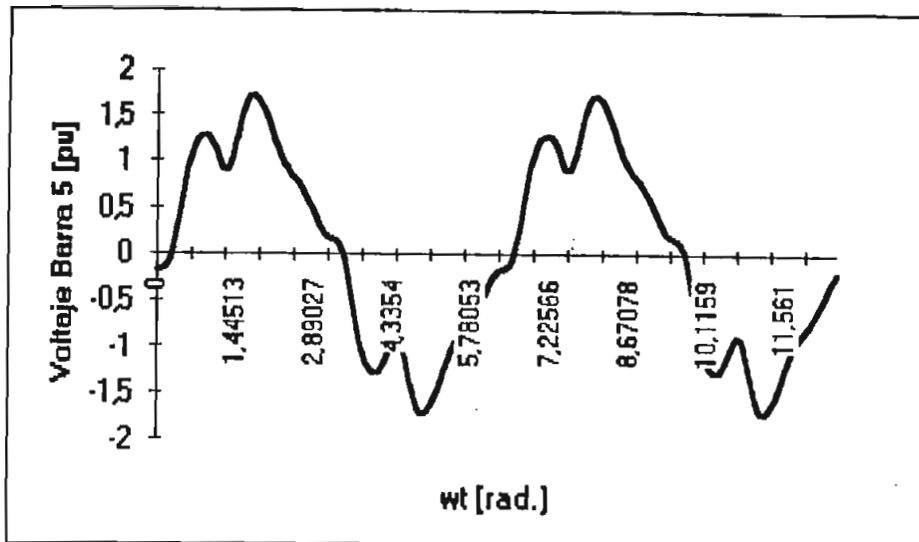


Fig. 5.25 Voltaje en la Barra 5

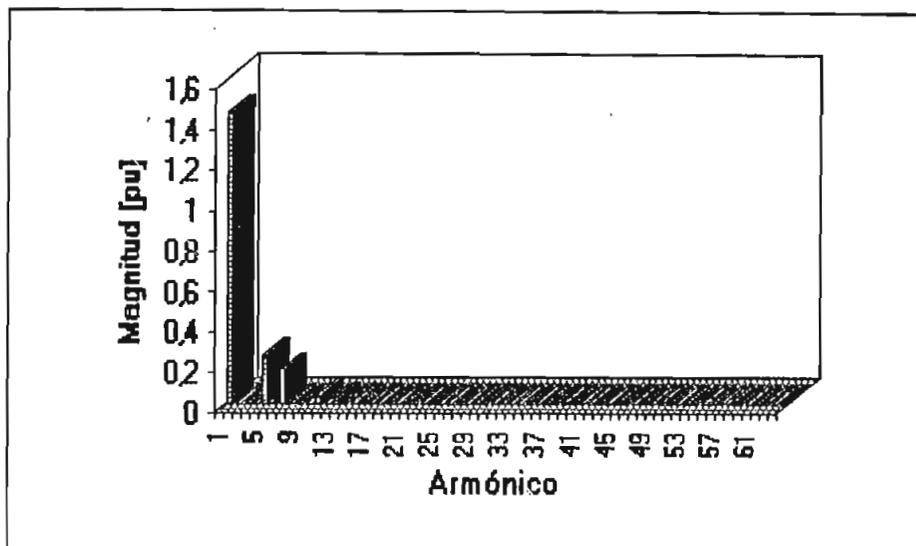


Fig. 5.26 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 5

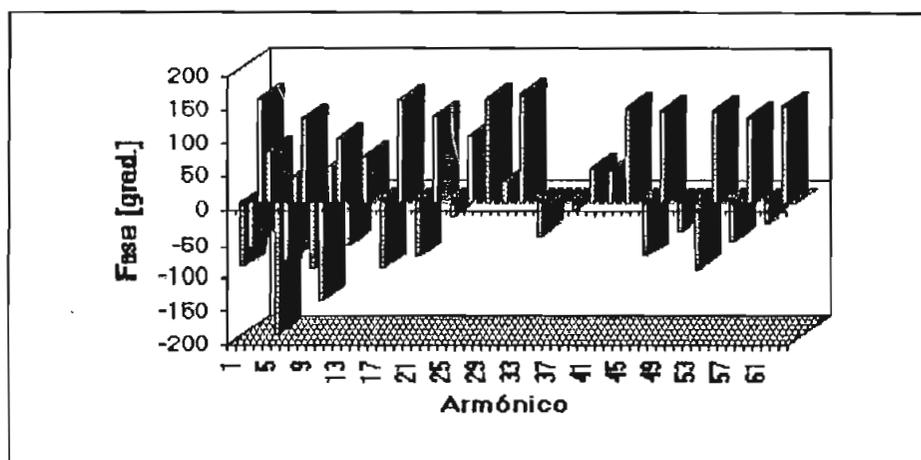


Fig. 5.27 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 5

CASO B:

En este caso los convertidores AC/DC son reemplazados por transformadores saturados de la misma potencia, obteniéndose los siguientes resultados:

La tabla (5.5) muestra la curva de saturación de los transformadores, que es el resultado de la conversión de la curva dada en V_{rms} [pu] .vs. I_{rms} [pu], generalmente proporcionadas por el fabricante, a la forma flujo [pu] .vs. corriente [pu]. Para este ejemplo se consideró que ambos transformadores poseen la misma curva en pu. La curva de saturación se la obtuvo de la referencia bibliográfica [3].

Tabla 5.5 Curvas de Saturación de los Transformadores

***** CURVA DE SATURACION BARRA 3 *****

FLUJO MAGNETICO [PU] CORRIENTE [PU]

0.00000	0.00000
1.27279	0.00792
1.41421	0.03460
1.55563	0.09346

***** CURVA DE SATURACION BARRA 4 *****

FLUJO MAGNETICO [PU] CORRIENTE [PU]

0.00000	0.00000
1.27279	0.00792
1.41421	0.03460
1.55563	0.09346

La figura (5.28) muestra la curva de saturación de los transformadores según los datos dados por la tabla (5.5).

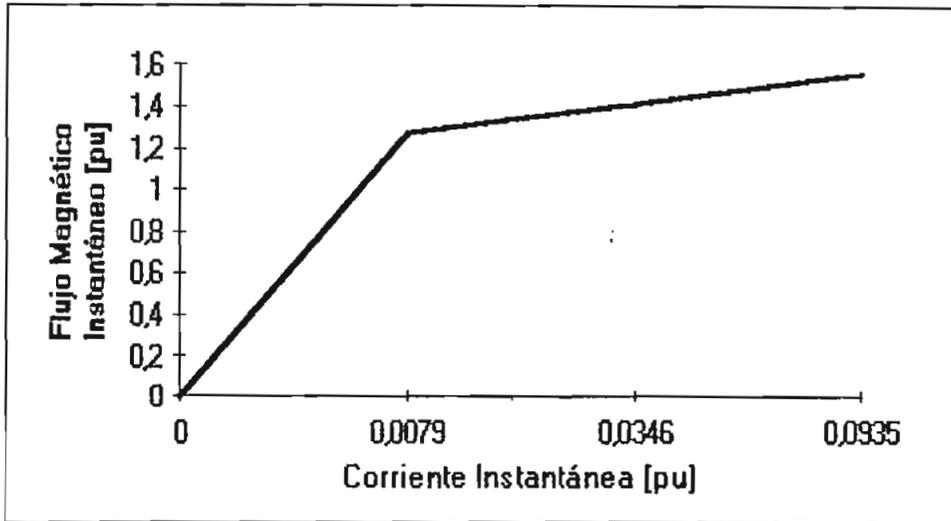


Fig. 5.28 Curva de Saturación de los Transformadores

En las figuras (5.29) y (5.31) se muestran las formas de onda de la corriente de los transformadores saturados ubicados en las barra 3 y 4 respectivamente. Las magnitudes de corrientes son mucho menores que las magnitudes que alcanzan las corrientes de los convertidor AC/DC, figuras (5.2) y (5.9). Los espectros de potencia de la corriente por efecto de la saturación de transformadores, figuras (5.30) y (5.32) muestran que solamente existen armónicos de orden impar y que el tercer armónico es el más importante comparándolo con la fundamental. La magnitud de estos armónicos son menores a la magnitud que presentan los espectros de potencia de los convertidores, figuras (5.7) y (5.10), es por esta razón que existe mayor distorsión de las ondas de voltaje en el Caso A que en el Caso B.

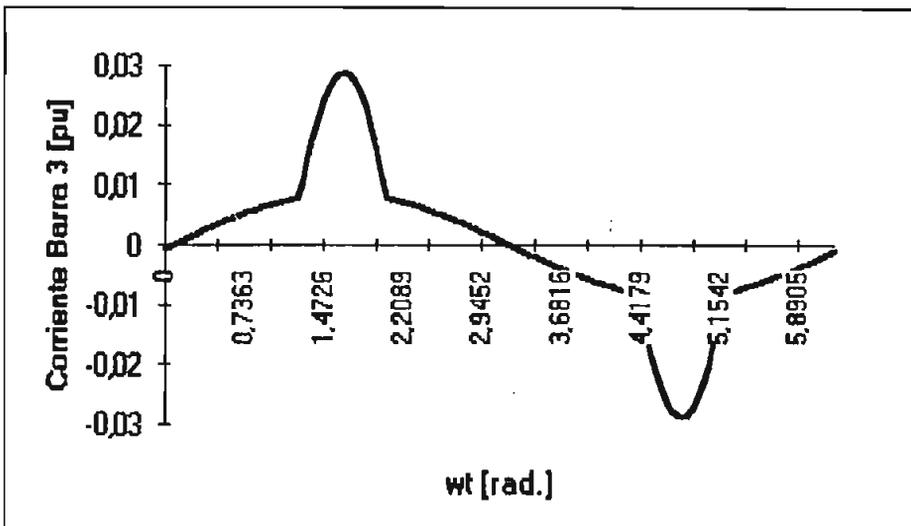


Fig. 5.29 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 3

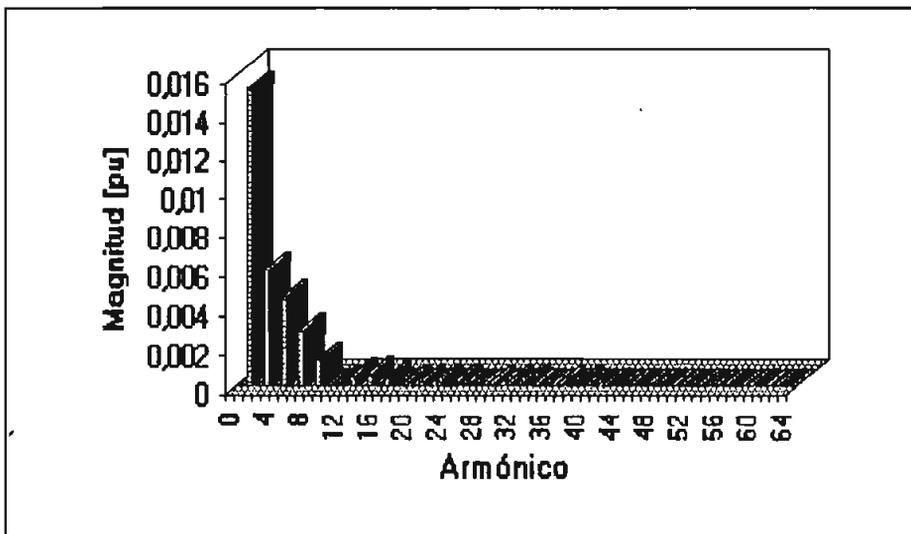


Fig. 5.30 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 3

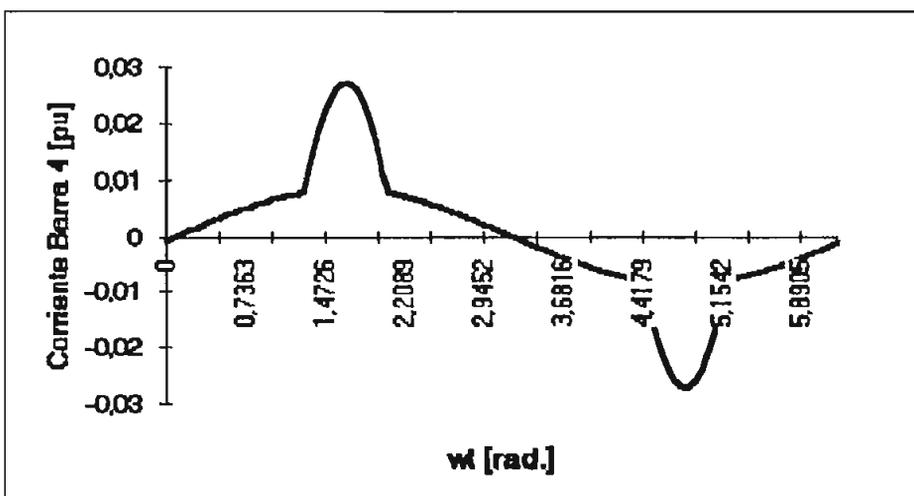


Fig. 5.31 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 4

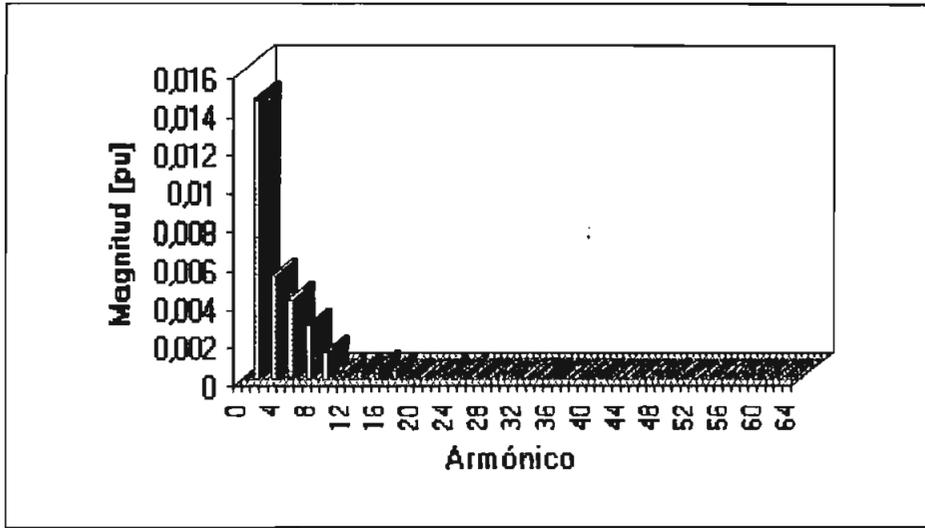


Fig. 5.32 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 4

En la tabla (5.6) se muestran los valores de Distorsión Armónica Total que presentan las ondas de voltaje en todas las barras del sistema analizado, comparando los valores dados por esta tabla con los presentados por la tabla (5.4), los THD obtenidos en el Caso A son mucho mayores que los obtenidos en este caso debido fundamentalmente a que los armónicos producidos por un convertidor AC/DC son mucho más grandes que los producidos por un transformador saturado. Las formas de onda de los voltajes al tener un THD muy bajo se presentan como ondas sinusoidales " puras" como se aprecia en las figuras (5.33), (5.35), (5.37), (5.39) y (5.41), pero en realidad poseen una pequeña cantidad de distorsión como lo muestran los THD de la tabla (5.6).

Tabla 5.6 Distorsión Armónica Total de los Voltajes de Barra para el Caso B

*** DISTORSION ARMONICA TOTAL ***

N. DE BARRA	THD [%]
1	0.90
2	1.00
3	1.36
4	1.37
5	1.13

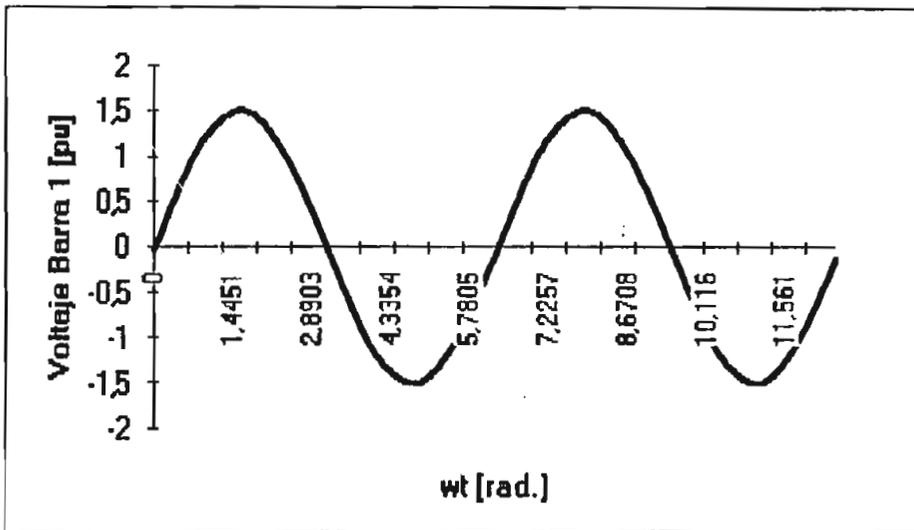


Fig. 5.33 Voltaje en la Barra 1

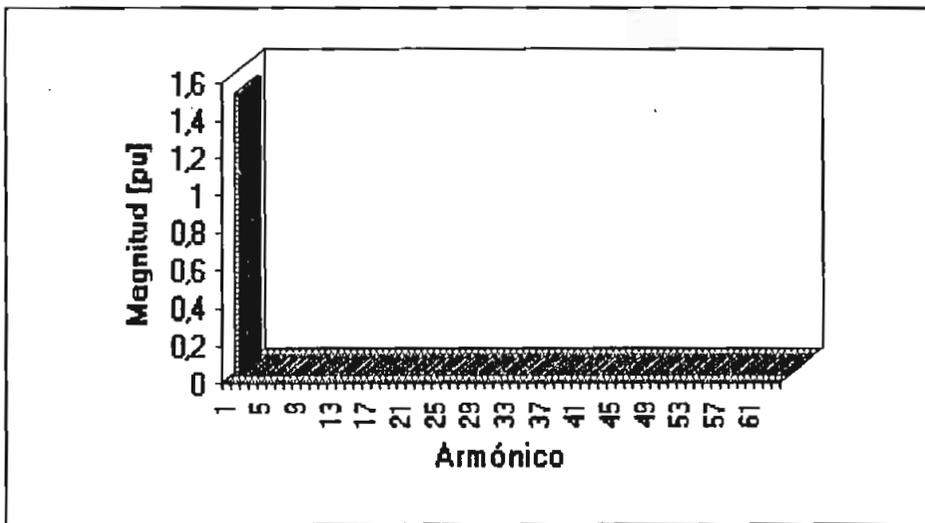


Fig. 5.34 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 1

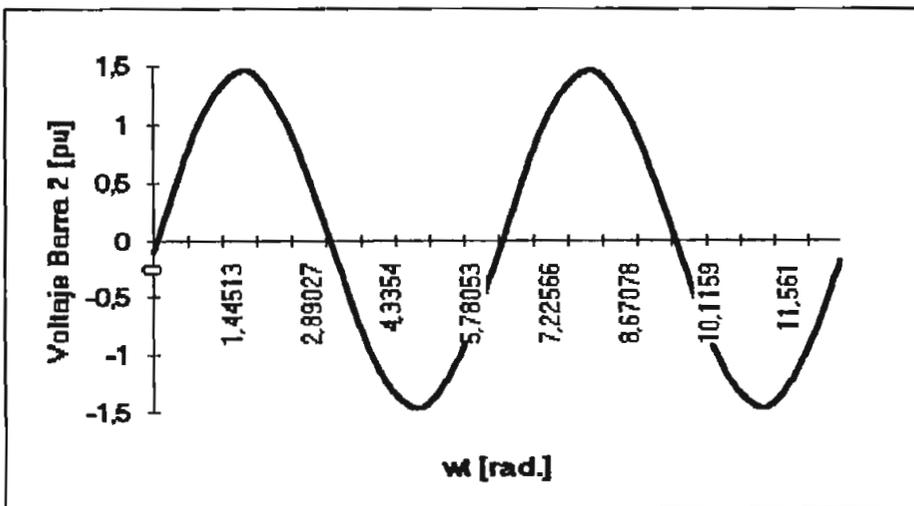


Fig. 5.35 Voltaje en la Barra 2

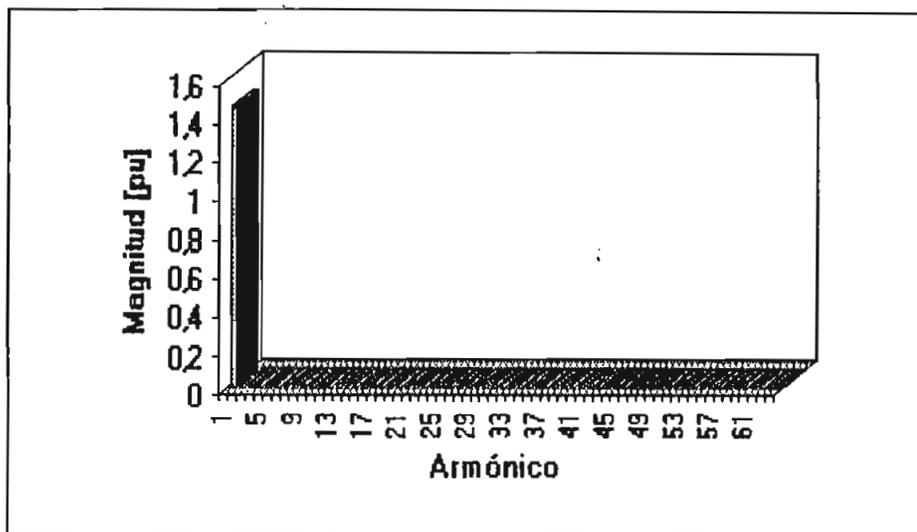


Fig. 5.36 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 2

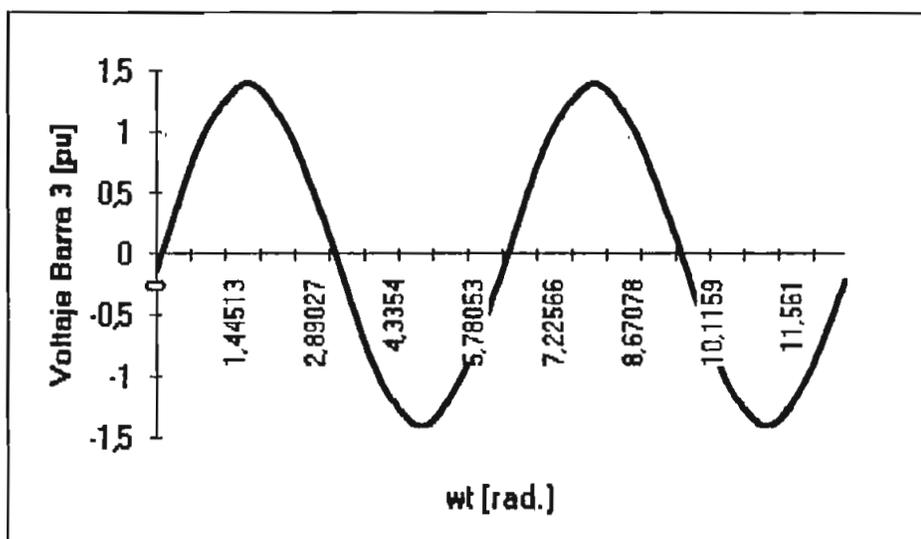


Fig. 5.37 Voltaje en la Barra 3

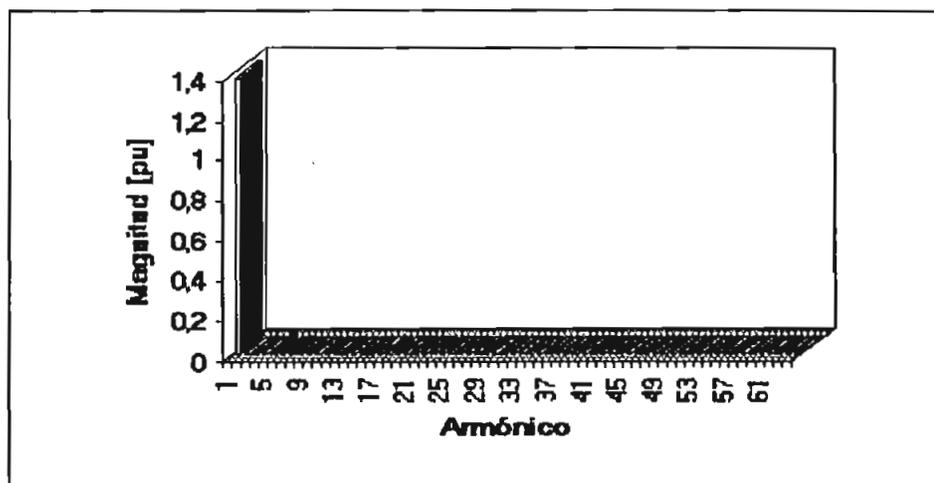


Fig. 5.38 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 3

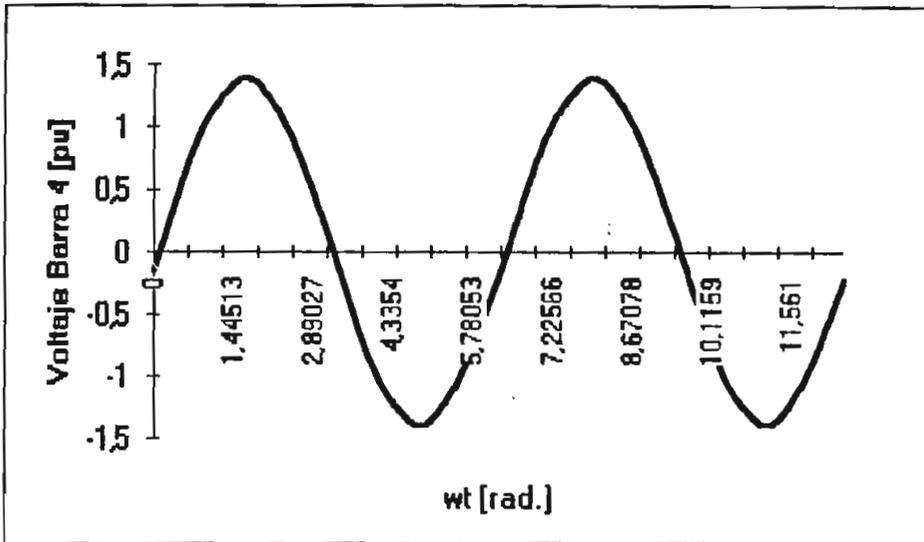


Fig. 5.39 Voltaje en la Barra 4

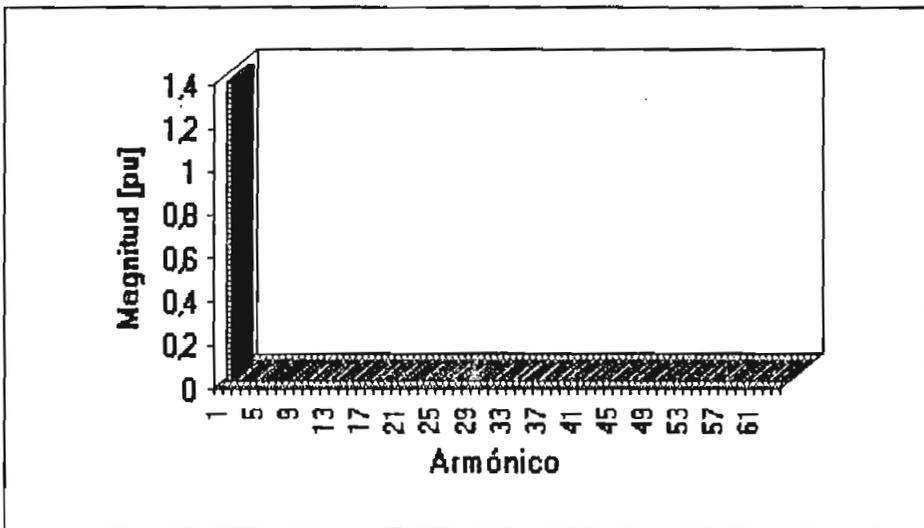


Fig. 5.40 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 4

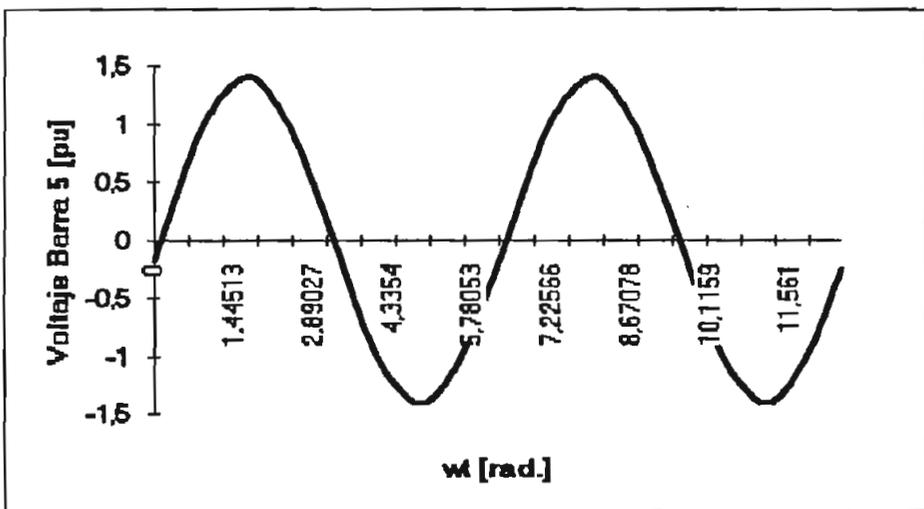


Fig. 5.41 Voltaje en la Barra 5

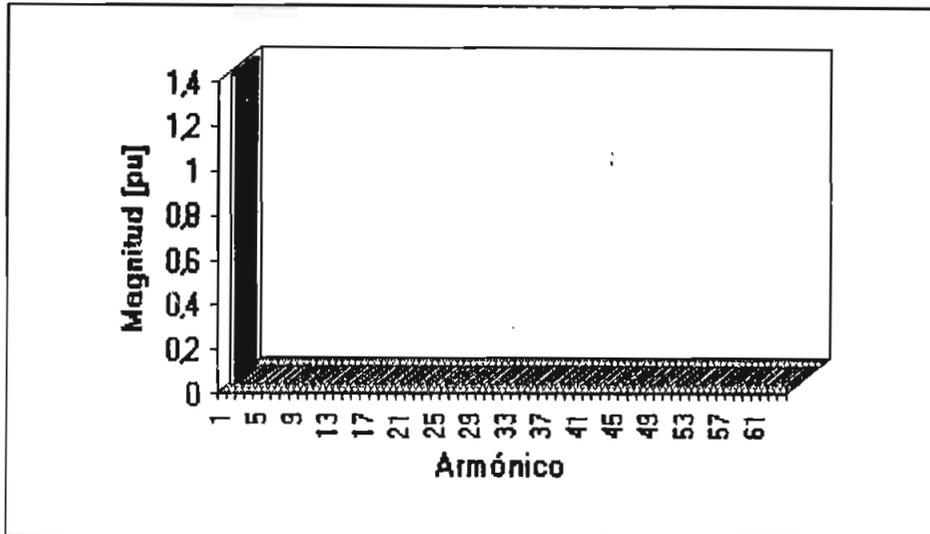


Fig. 5.42 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 5

CASO C:

En este caso las cargas no lineales vuelven a ser convertidores AC/DC de las mismas características que en el CASO A. Se realiza un análisis del efecto que tienen los bancos de capacitores cuando entran en resonancia con el sistema, para este efecto se calcula primeramente los MVAR de corto circuito de cualquier barra del sistema. Se escoge la barra 5 obteniéndose una potencia reactiva de corto circuito de 432.39 MVAR, aplicando la ecuación (2.1) se despeja el valor que deberá tener el banco de capacitores para que entre en resonancia a una frecuencia de 420 Hz., es decir al armónico de orden 7, con lo cual se tiene un banco de 8.82 MVAR. Con este banco de capacitores se corre el programa PROPARM, el programa no encuentra los ángulos de conmutación para los convertidores y los flujos magnéticos salen fuera de los límites de las curvas de saturación de los transformadores debido a que existen sobrevoltajes en el sistema ya que un sistema en la realidad no puede funcionar en condiciones de resonancia.

Luego de haber analizado lo que sucede con el sistema en la resonancia se procede a cambiar el banco de capacitores por valores que son mayores y menores que el valor de resonancia, dichos resultados se resumen en la tabla (5.7), en donde se observa que no existen resultados para valores muy cercanos al valor de resonancia:

Tabla (5.7) Resumen del Efecto de Distintos Valores de Bancos de Capacitores sobre el Sistema

Resumen del Efecto de Capacitores sobre el Sistema						
Capacitor (MVAR)	Barra	Voltaje Máximo (pu) del Armónico				
		Orden				
		1	5	7	11	13
0	1	1,499066	0,2043368	0,1328864	0,02705439	0,01441078
	2	1,480742	0,2204508	0,1455576	0,02981462	0,01572085
	3	1,459573	0,28833	0,1893701	0,03251642	0,01429079
	4	1,458966	0,2917869	0,1936945	0,03520533	0,01658263
	5	1,441653	0,2415171	0,1652174	0,03617329	0,0196365
8	1	1,499066	0,2095179	0,1370890	0,02773447	0,01462756
	2	1,486800	0,2261424	0,1502555	0,03060733	0,0159995
	3	1,46675	0,2951956	0,1949361	0,0331791	0,01437347
	4	1,467405	0,2988926	0,1993812	0,03591887	0,01678593
	5	1,458168	0,2482428	0,1710427	0,03735871	0,02016963
8.5	1	1,499066	0,2097117	0,1372088	0,02774682	0,01463238
	2	1,48712	0,2263569	0,1503922	0,03062341	0,01600683
	3	1,467088	0,2954454	0,1950823	0,0331848	0,01437173
	4	1,467797	0,2991502	0,1995319	0,0359253	0,01678703
	5	1,459119	0,2485053	0,1712267	0,03739096	0,02018872
8.8	1	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	2	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	3	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	4	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	5	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
8.82	1	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	2	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	3	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	4	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
	5	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx	xxxxxx
9	1	1,499066	0,2081744	0,1350329	0,0270902	0,01434737
	2	1,485351	0,2246735	0,1479955	0,02989805	0,01568813
	3	1,4633157	0,293382	0,1920509	0,03240379	0,01411493
	4	1,463821	0,2969359	0,1964355	0,03512649	0,01646282
	5	1,457089	0,246585	0,1684468	0,03648937	0,01976679
9.5	1	1,499066	0,2083731	0,1351572	0,02710358	0,0143524
	2	1,48567	0,2248932	0,1481371	0,02991522	0,01569668
	3	1,463493	0,2936388	0,1922038	0,03241091	0,01411342
	4	1,46421	0,29720082	0,1965932	0,03513453	0,0164644
	5	1,458039	0,2468532	0,1686359	0,03652269	0,01978602

Los resultados obtenidos por PROPARM con un banco de capacitores de 8 MVAR conectados en la barra 5 se presentan en las figuras (5.43) a (5.56). Los espectros de las corrientes de los elementos no lineales de las barras 3 y 4 figuras (5.44) y (5.46), muestran que la magnitud de los armónicos inyectados al sistema tienen un valor un poco más alto que los espectros de potencia de las corrientes presentados en el CASO A figuras (5.7) y (5.10) respectivamente, observándose nuevamente que los armónicos generados por este tipo de cargas son de orden 5, 7, 11, 13, 17, 19,.....

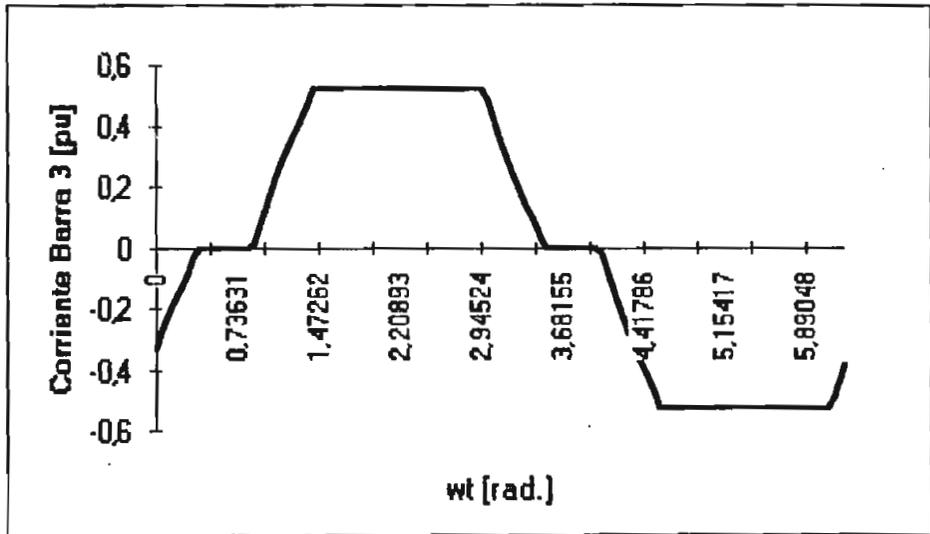


Fig. 5.43 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 3

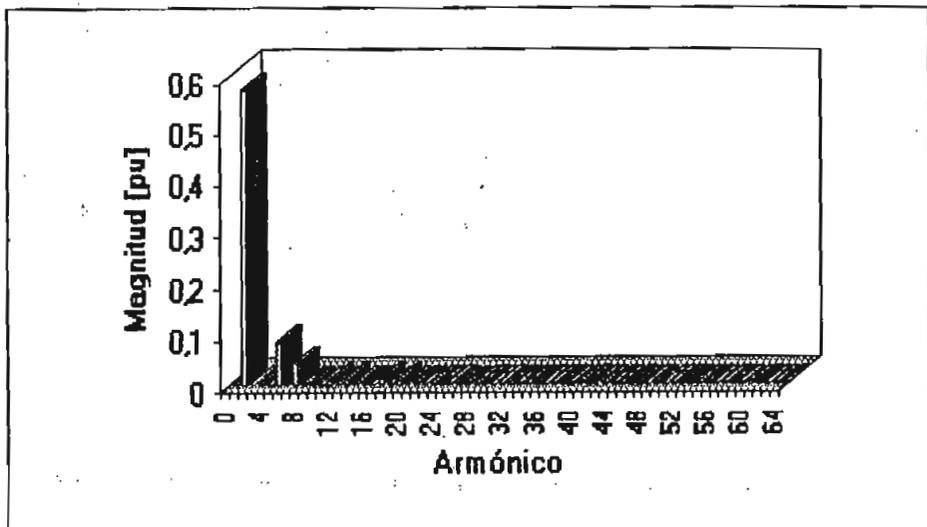


Fig. 5.44 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 3

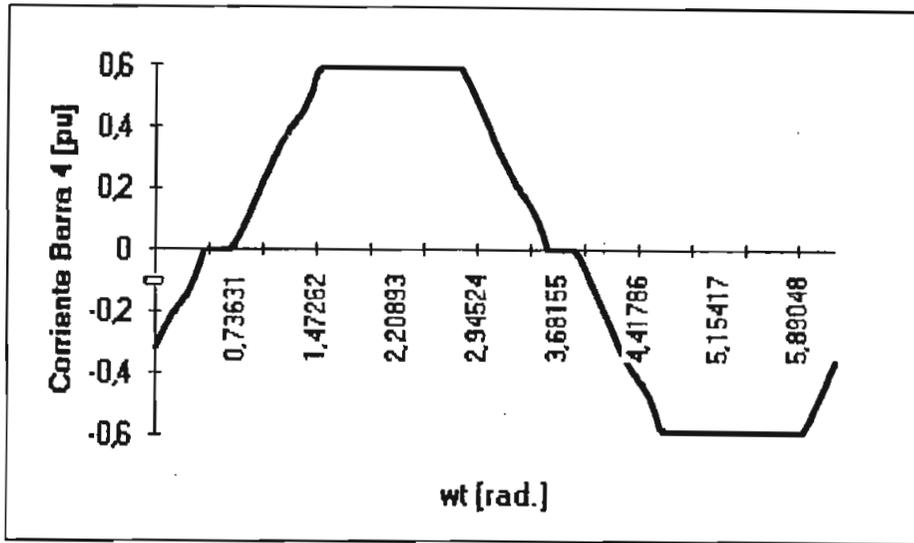


Fig. 5.45 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 4

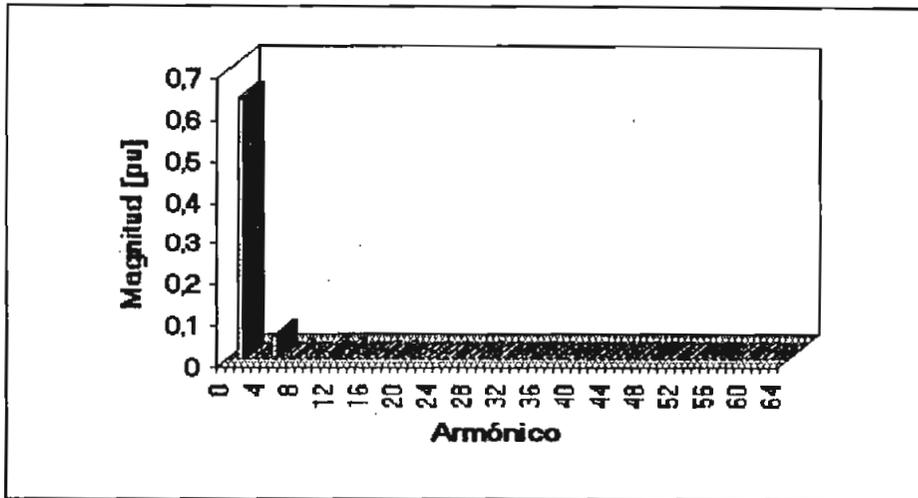


Fig. 5.46 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 4

La tabla (5.8) muestra los valores de *Distorsión Armónica Total* de los voltajes de barra del sistema cuando esta presente en el sistema un banco de capacitores de 8 MVAR. Se observa que los THDs sobrepasan los valores establecidos por Normas internacionales, apéndice A. Una comparación de la *Distorsión Armónica Total* dada por la tabla (5.4) obtenida en el CASO A con los valores presentados por la tabla (5.8) muestran que estos últimos son mayores a los primeros en el orden de las décimas, debido a que los niveles de voltaje suben un poco por la presencia del banco de capacitores en el sistema. También de esta comparación se puede agregar que si bien el valor del banco de capacitores está cerca del valor de resonancia, este fenómeno no ocurre y los niveles de voltaje no se elevan considerablemente.

Tabla 5.8 Distorsión Armónica Total de los Voltajes de Barra para el Caso C con un Banco de Capacitores de 8 MVAR

*** DISTORSION ARMONICA TOTAL ***

N. DE BARRA	THD %
1	16.83
2	18.41
3	24.24
4	24.63
5	20.88

Las figuras (5.47) a (5.56) muestran las formas de onda de los voltajes de barra de todo el sistema y sus respectivos espectros de potencia, la magnitud de los armónicos aumentan en un valor no muy grande en comparación con los espectros presentados en el CASO A, y nuevamente se observa que los armónicos que se propagan son aquellos producidos por los elementos no lineales, donde los armónicos de orden 5, 7 y 11 son los de mayor magnitud.

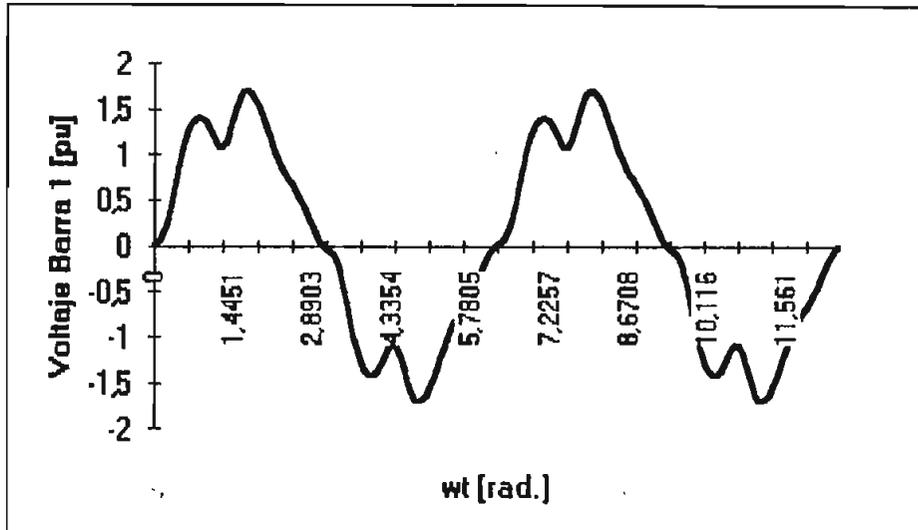


Fig. 5.47 Voltaje en la Barra 1

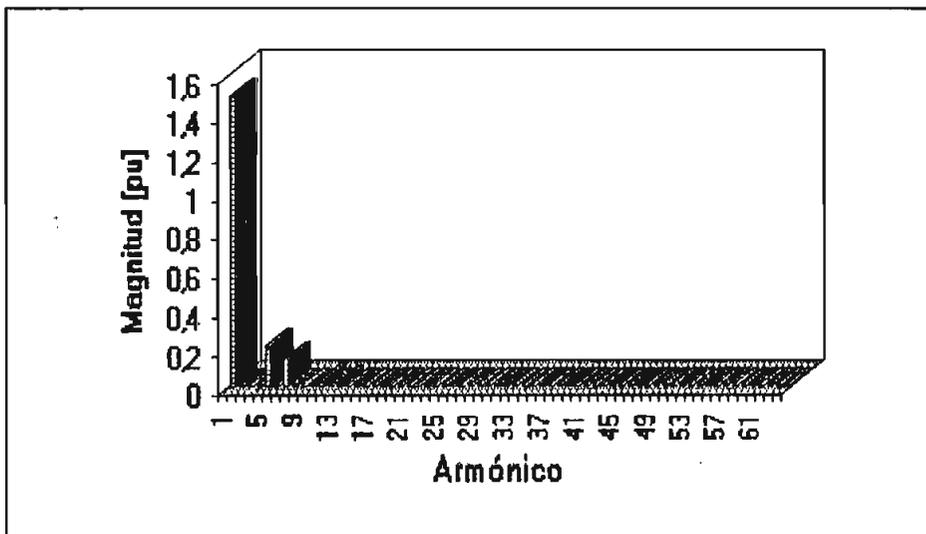


Fig. 5.48 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 1

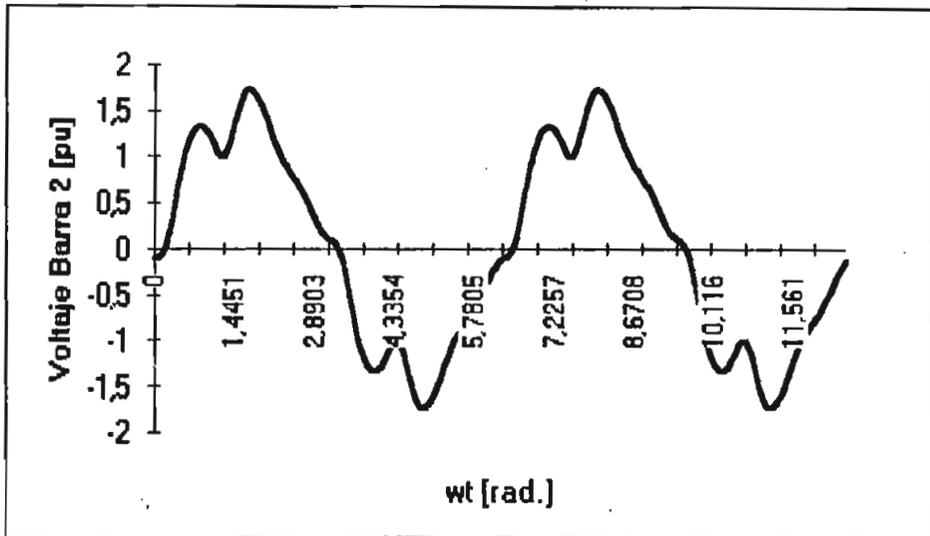


Fig. 5.49 Voltaje en la Barra 2

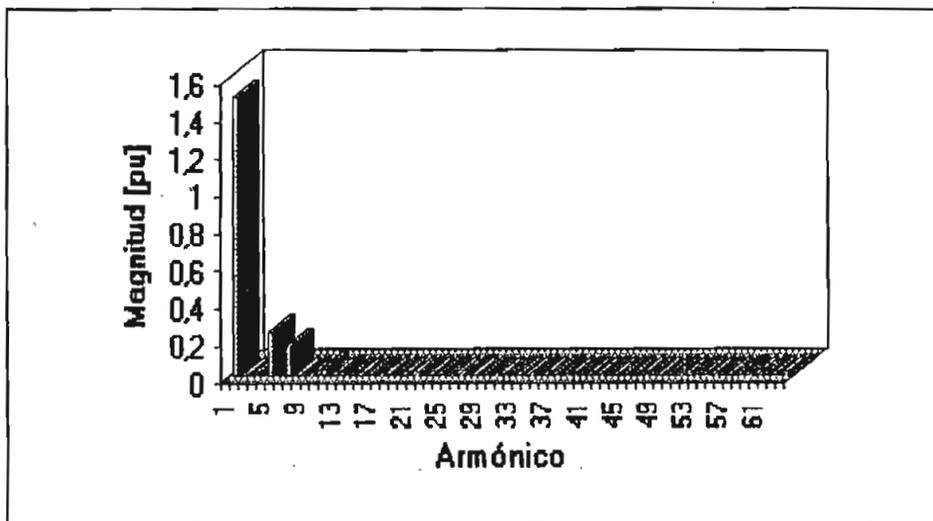


Fig. 5.50 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 2

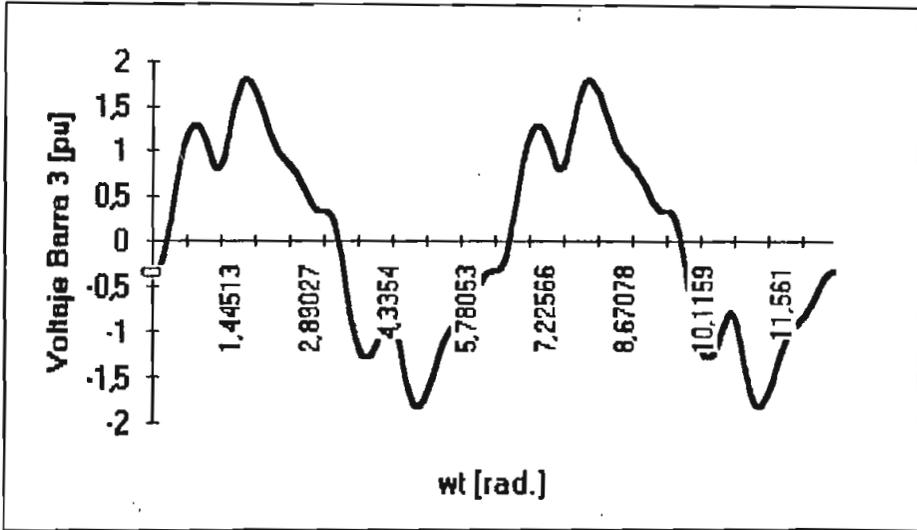


Fig. 5.51 Voltaje en la Barra 3

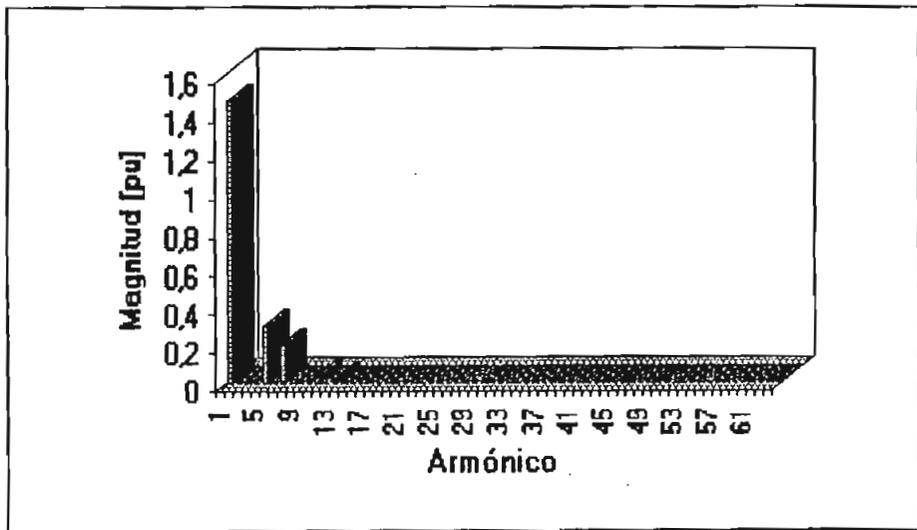


Fig. 5.52 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 3

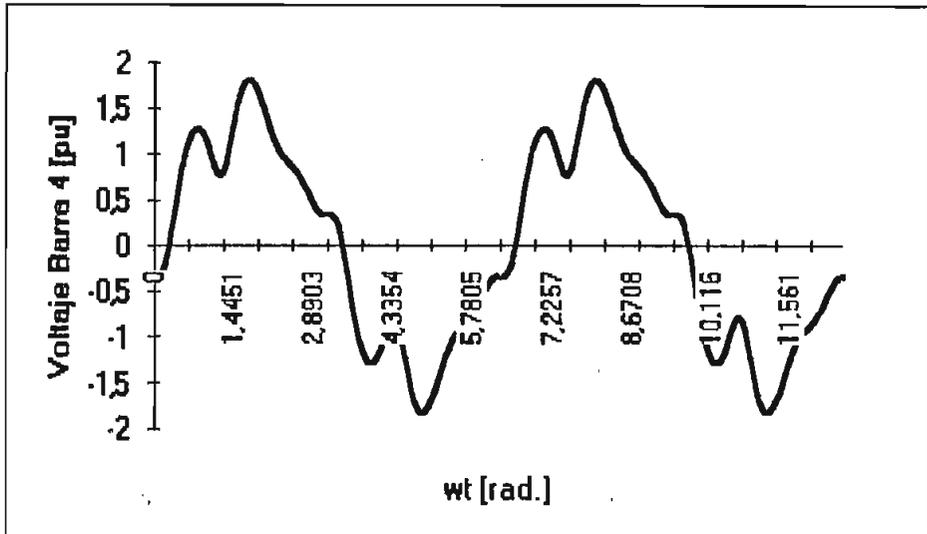


Fig. 5.53 Voltaje en la Barra 4

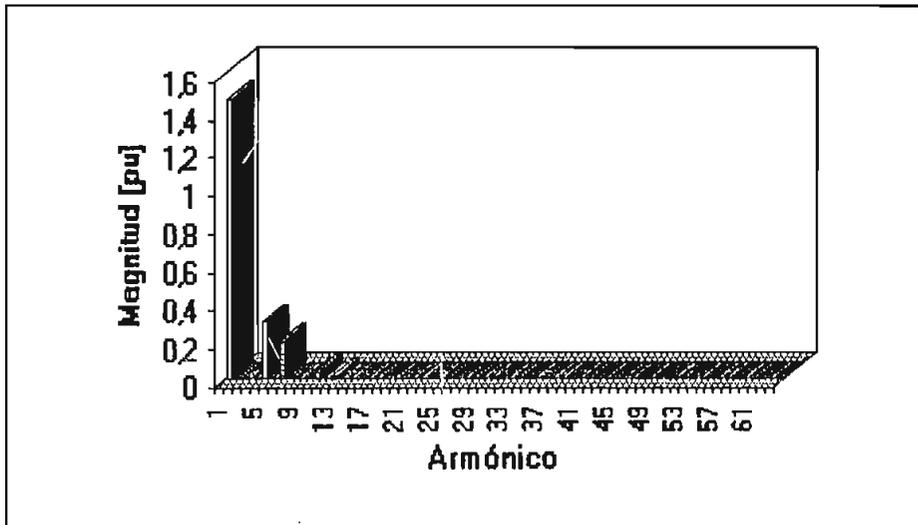


Fig. 5.54 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 4

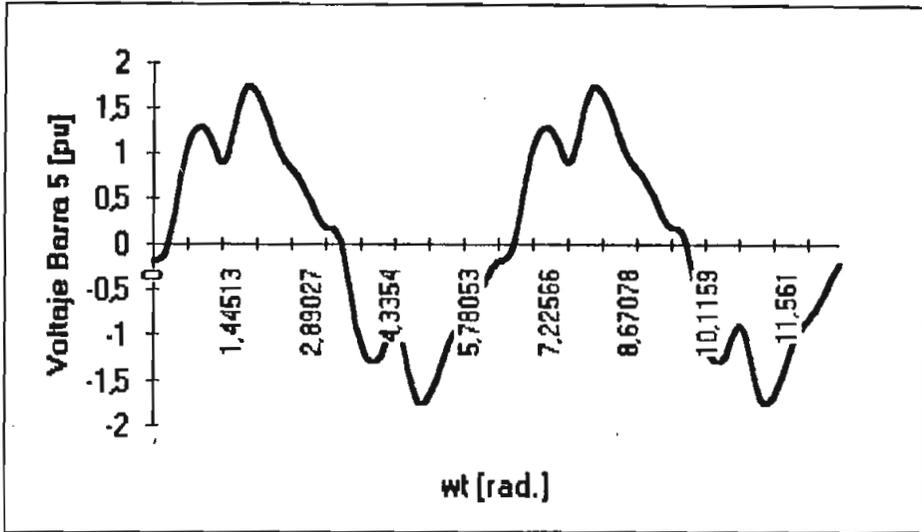


Fig. 5.55 Voltaje en la Barra 5

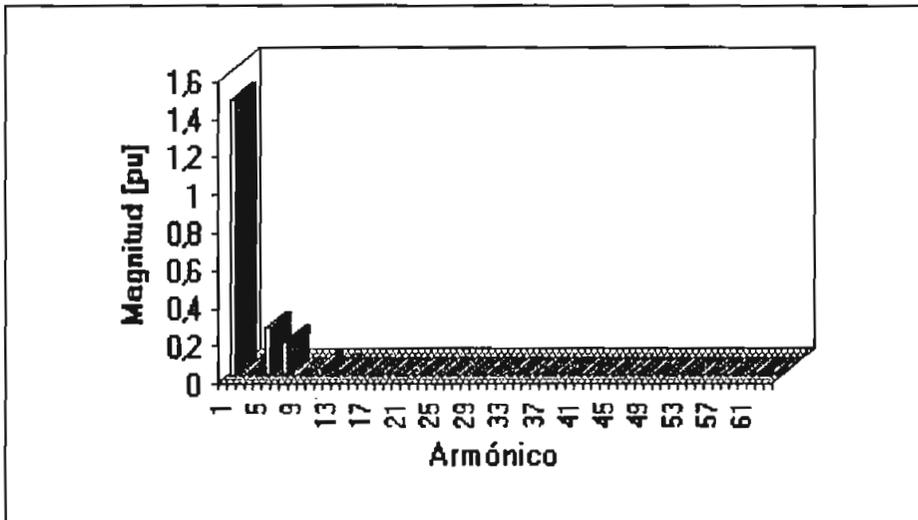


Fig. 5.56 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 5

En las figuras (5.57) a (5.70) se muestran los resultados obtenidos cuando en el sistema existe un banco de capacitores de 9.5 MVAR. En este caso el valor del banco de capacitores es un valor mayor al valor del banco de resonancia al sistema, nuevamente se observa que los niveles de armónicos de los espectros de potencia de las corrientes de los elementos no lineales de las barra 3 y 4 figuras (5.58) y (5.60) son un poco mayores a los presentados en el CASO A figuras (5.7) y (5.10) nuevamente. Los armónicos producidos son los mismos que en el CASO A.

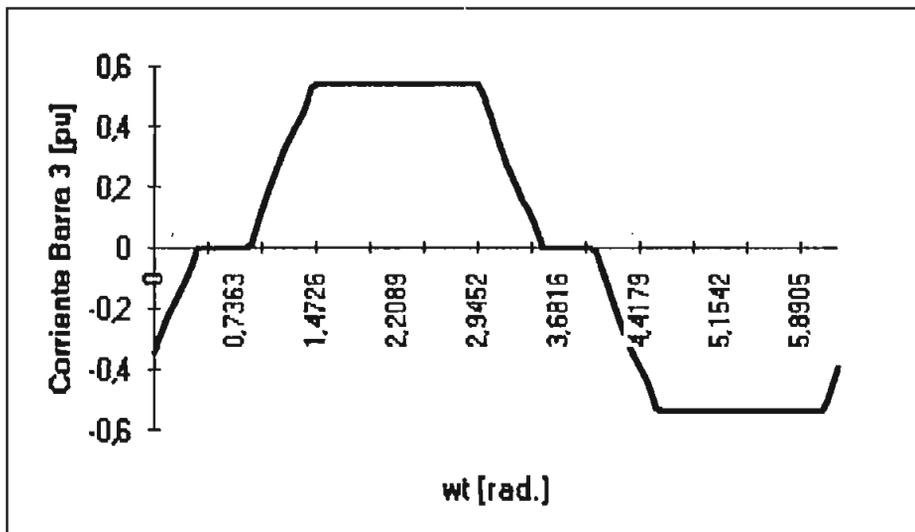


Fig. 5.57 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 3

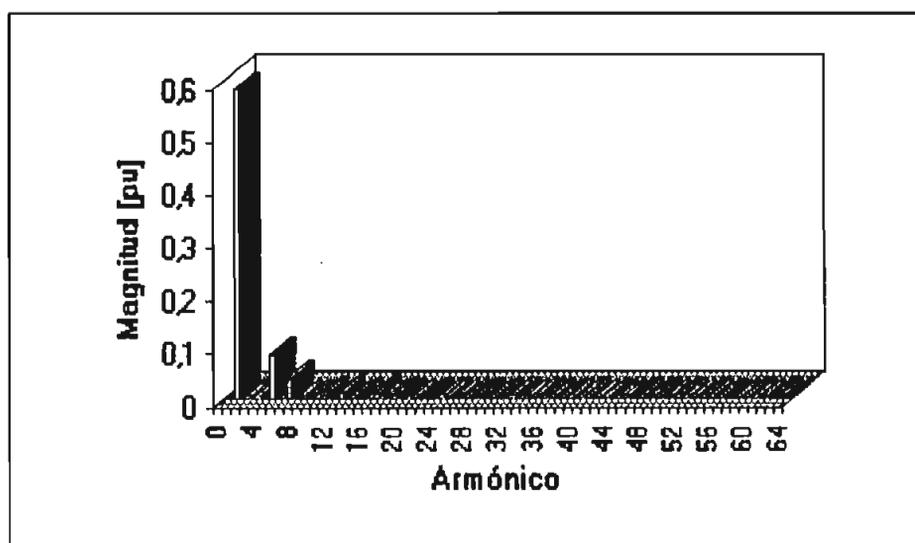


Fig. 5.58 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 3

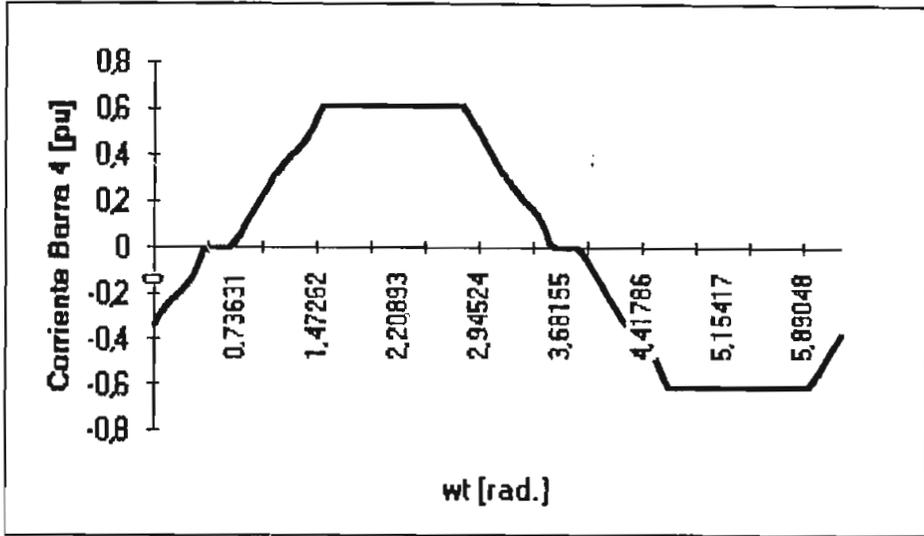


Fig. 5.59 Forma de Onda de la Corriente en la Barra 4

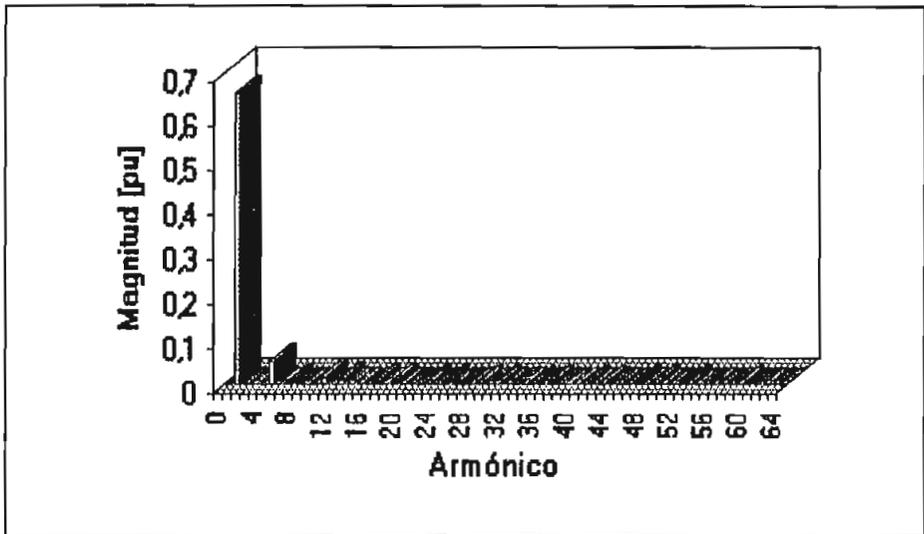


Fig. 5.60 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 4

La tabla (5.9) muestra los valores de *Distorsión Armónica Total* de los voltajes de barra del sistema cuando está presente en el sistema un banco de capacitores de 9.5 MVAR. Se observa que los THDs sobrepasan los valores establecidos por Normas Internacionales. Una comparación de la *Distorsión Armónica Total* dada por la tabla (5.4) obtenida en el CASO A con los valores presentados por la tabla (5.9) muestran que estos últimos son mayores a los primeros en el orden de las décimas, debido a que los niveles de voltaje suben un poco por la presencia del banco de capacitores en el sistema, también de esta comparación se puede agregar que si bien el valor del banco de capacitores

esta cerca del valor que hace que el sistema entre en resonancia este fenómeno no ocurre y los niveles de voltaje no se elevan mayormente.

Tabla 5.9 Distorsión Armónica Total de los Voltajes de Barra para el Caso C con un Banco de Capacitores de 9.5 MVA

*** DISTORSION ARMONICA TOTAL ***

N. DE BARRA	THD [%]
1	16.69
2	18.27
3	24.10
4	24.48
5	20.70

Las figuras (5.61) a (5.70) muestran las formas de onda de los voltajes de barra de todo el sistema y sus respectivos espectros de potencia, la magnitud de los armónicos aumentan en un valor no muy grande en comparación con los espectros presentados en el CASO A, y nuevamente se observa que los armónicos que se propagan son aquellos producidos por los elementos no lineales, donde los armónicos de orden 5, 7 y 11 son los de mayor magnitud.

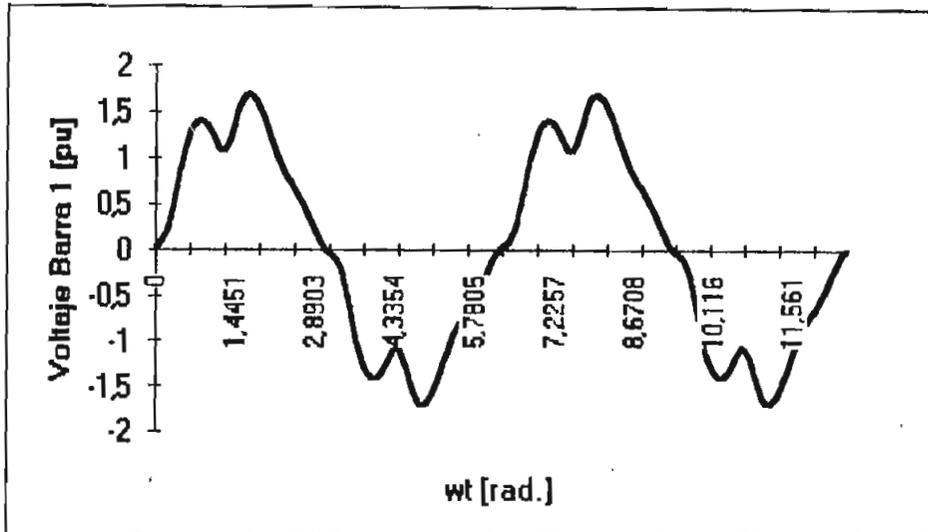


Fig. 5.61 Voltaje en la Barra 1

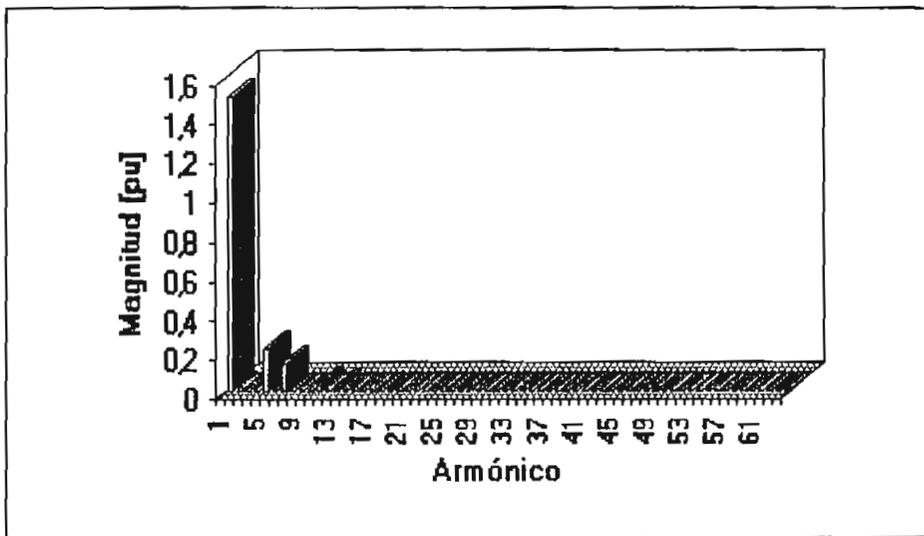


Fig. 5.62 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 1

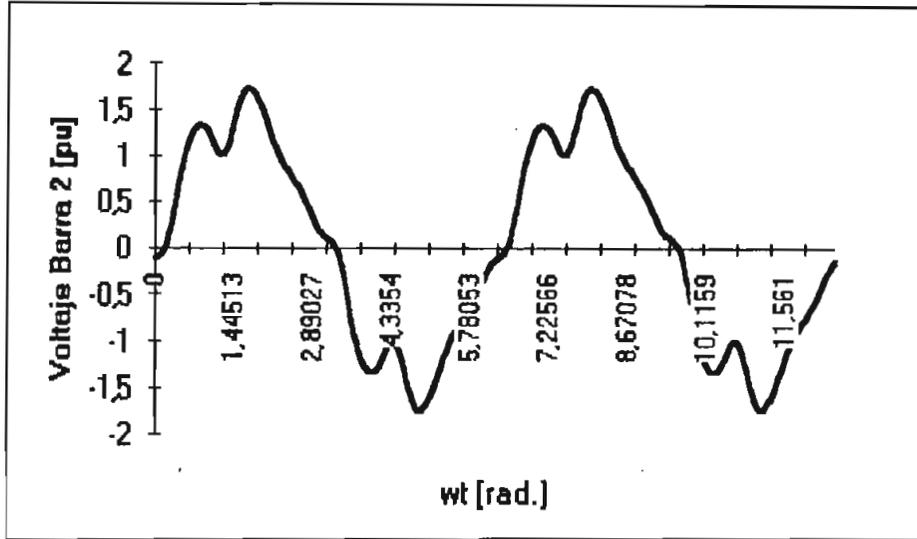


Fig. 5.63 Voltaje en la Barra 2

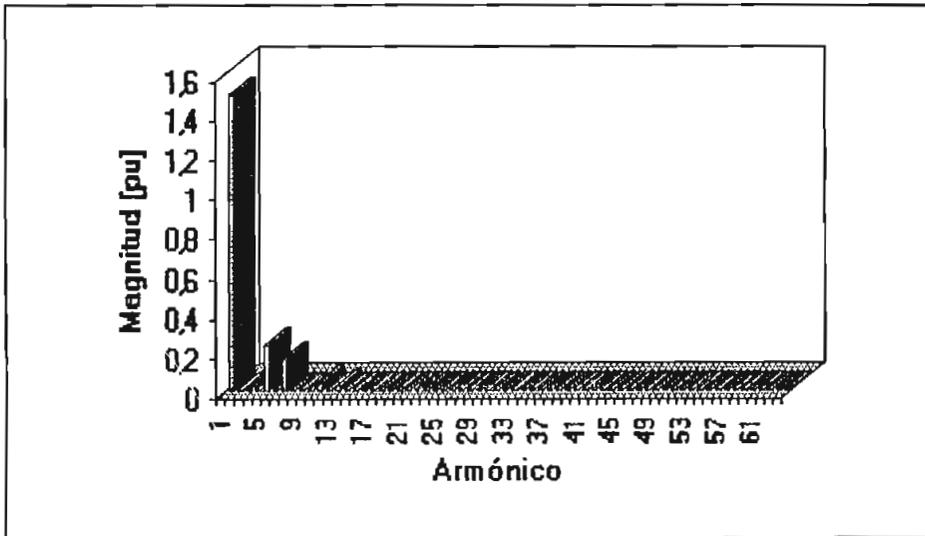


Fig. 5.64 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 2

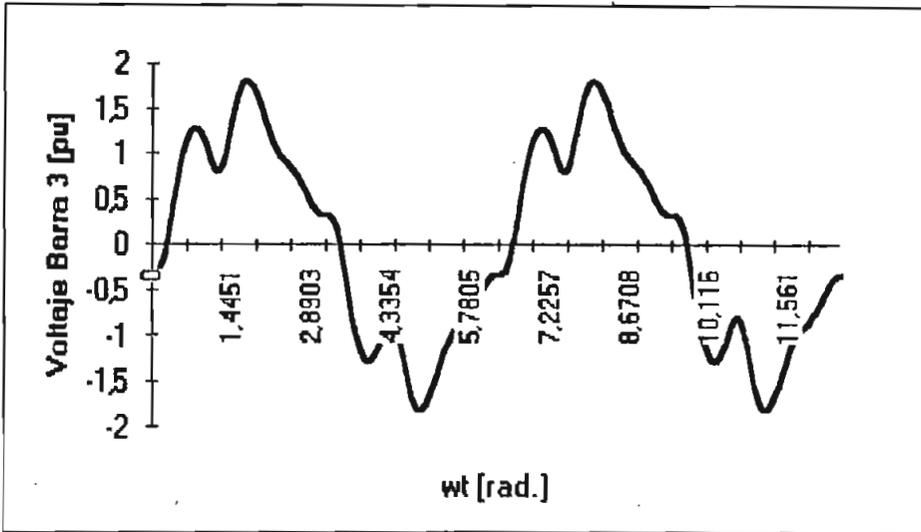


Fig. 5.65 Voltaje en la Barra 3

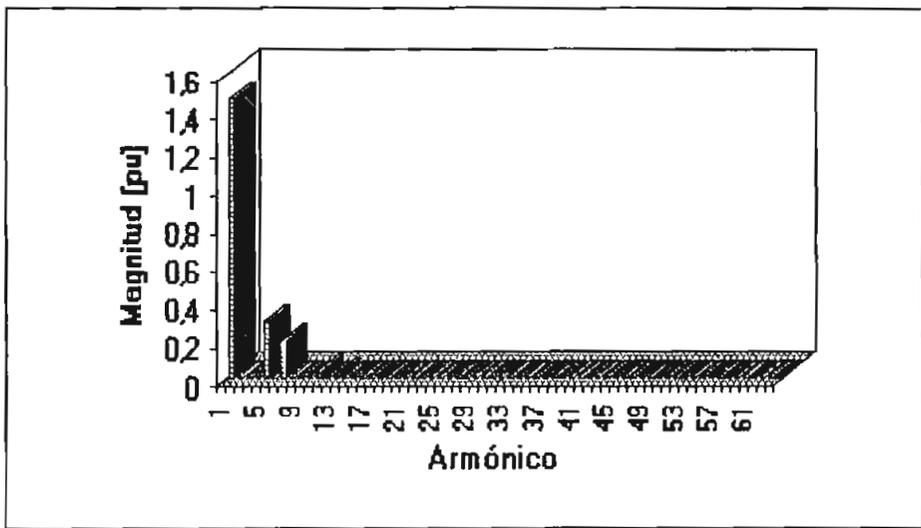


Fig. 5.66 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 3

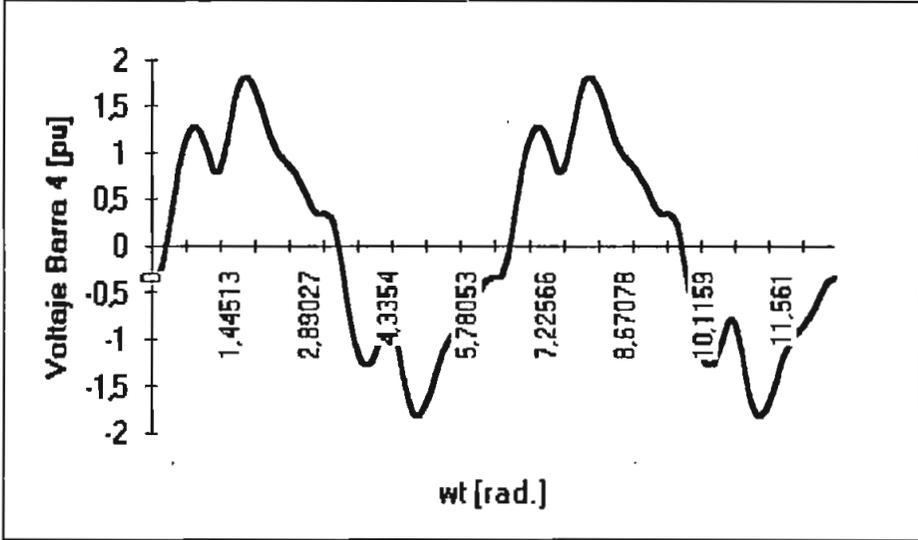


Fig. 5.67 Voltaje en la Barra 4

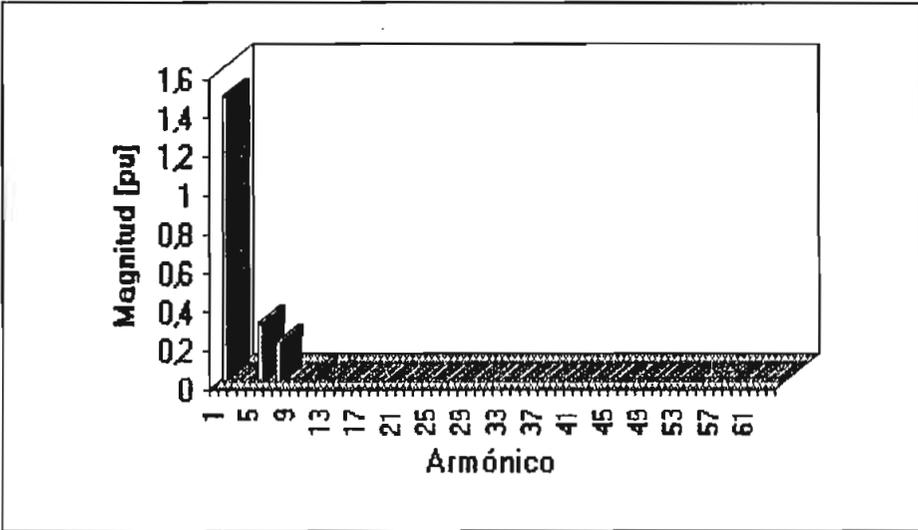


Fig. 5.68 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 4

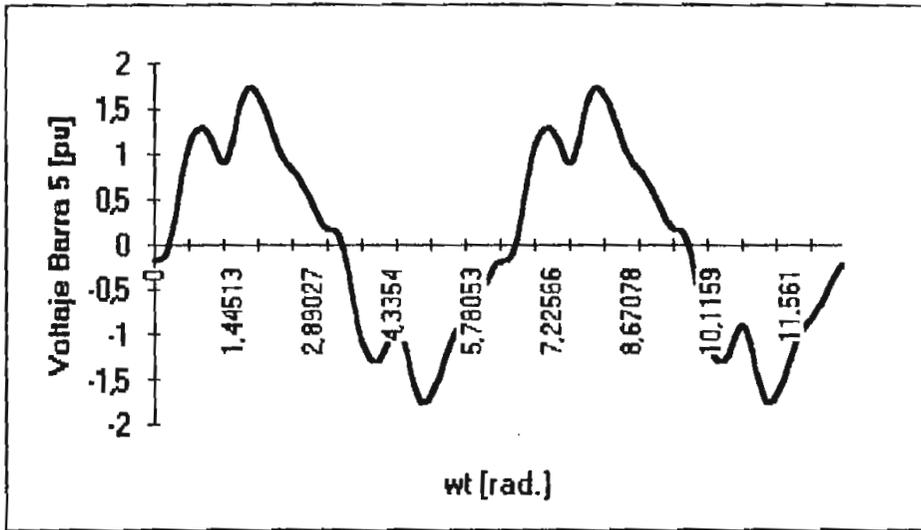


Fig. 5.69 Voltaje en la Barra 5

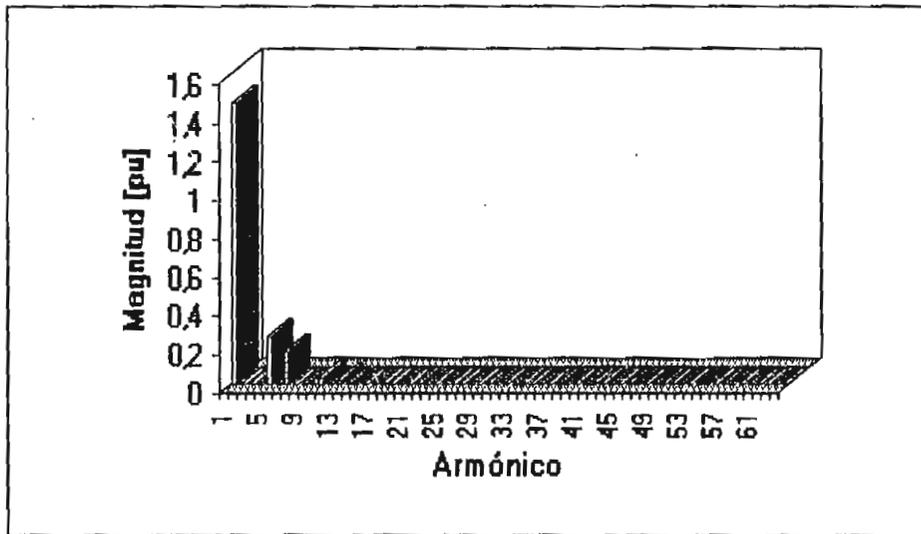


Fig. 5.70 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 5

5.2 Sistema de Potencia de 16 Barras

El programa PROPARM puede funcionar con dos tipos de elementos no lineales, el primero es como se vió un convertor AC/DC de 6 pulsos totalmente controlado, y el segundo es un transformador saturado, mediante el modelo sencillo dado en el capítulo 3. Es por este motivo que a continuación se presentan los resultados dados por PROPARM, las formas de onda de voltaje, corriente y sus respectivos espectros de potencia y fase de un sistema de 16 barras, figura (5.71), dos de las cuales tienen un elemento no lineal, un convertor AC/DC y un transformador saturado, cuya potencia en conjunto representan el 27.5 % de la potencia total de carga del sistema.

Datos

Sistema de Transmisión

Barra	Barra	R	X	B
4	6	0.0067	0.0352	0.0746
8	10	0.0067	0.0352	0.0746
10	11	0.01	0.0528	0.1119
9	4	0.0166	0.088	0.1864
9	11	0.0166	0.088	0.1864
5	7	0.0083	0.0455	0.0081
15	16	0.0277	0.1518	0.0271
11	12	0.0067	0.0352	0.0746
13	14	0.0521	0.1773	0.0037

Transformadores

Barra	Barra	R	X	Tap
1	9	0.00	0.035	1.0
15	9	0.00	0.0327	1.0875
13	12	0.00	0.0417	1.025
3	4	0.00	0.0385	1.0
5	6	0.00	0.0417	1.0
7	8	0.00	0.0417	1.0
2	10	0.00	0.024	1.0

Tabla 5.10: Lista de Generación y Carga con Dos Barras de Carga No-Lineal

Barra	Tipo de barra	PG	QG	PL	QL
1	Oscilante				
2	PQ	220	49.5	15	4
3	PQ	110	80	100	55
4	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
5	PQ	0.0	0.0	75	15
6	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0

7	PQ	0.0	0.0	90	20
8	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
9	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
10	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
11	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
12	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
13	PQ	0.0	0.0	50	2
14	PQ	0.0	0.0	35	3
15	PQ	0.0	0.0	0.0	0.0
16	PQ	0.0	0.0	35	

En las barras 5 y 16 se introducen un transformador saturado y un conversor AC/DC de 6 pulsos respectivamente cuyos datos son los siguientes:

Carga de la Barra 5:

Curva de saturación

$V_{RMS \text{ p.u}}$	$I_{RMS \text{ p.u}}$
0	0
0.9	0.0056
1.0	0.015
1.1	0.0401

$P=75 \text{ MW}$

$Q=15 \text{ MVAR}$

Carga de la Barra 16:

Ángulo de disparo de los tiristores $\alpha = 25^\circ$

$P=35 \text{ MW}$

$BETA = 3$

Reactancia conversor = 0.681

Potencia base lado AC = 100 MVA

Reactancia de secuencia negativa de los generadores:

Barra	X-
1	0.08
2	0.16
3	0.4167

Voltajes Bases

Barra	V(línea-línea) (KV)
1	345
2	230
3	13.8
4	230
5	115
6	230
7	115
8	230
9	13.8
10	230
11	230
12	230
13	69
14	69
15	115
16	115

Los resultados obtenidos mediante el programa PROPARM para este sistema se muestran a continuación:

En las figuras (5.72) a (5.75), se presentan la corriente del transformador saturado y sus componentes armónicos, y la recuperación de la señal original aplicando el principio de superposición. En la figura (5.75) el espectro de potencia indica que la corriente de un transformador saturado no tiene componentes pares y que solamente están presentes los armónicos de orden impar. También se observa que la tercera armónica es muy grande comparándola con la fundamental y que los armónicos de orden 5, 7, 9, 11, 13, y 15 son los de mayor magnitud. Observando los espectros de potencia de la corriente del transformador saturado y del conversor AC/DC, figuras (5.75) y (5.78)

respectivamente, se establece que los armónicos producidos por un convertor AC/DC son de mayor magnitud que los producidos por un transformador saturado, es decir los armónicos de un rectificador son más peligrosos que los de la saturación de transformadores.

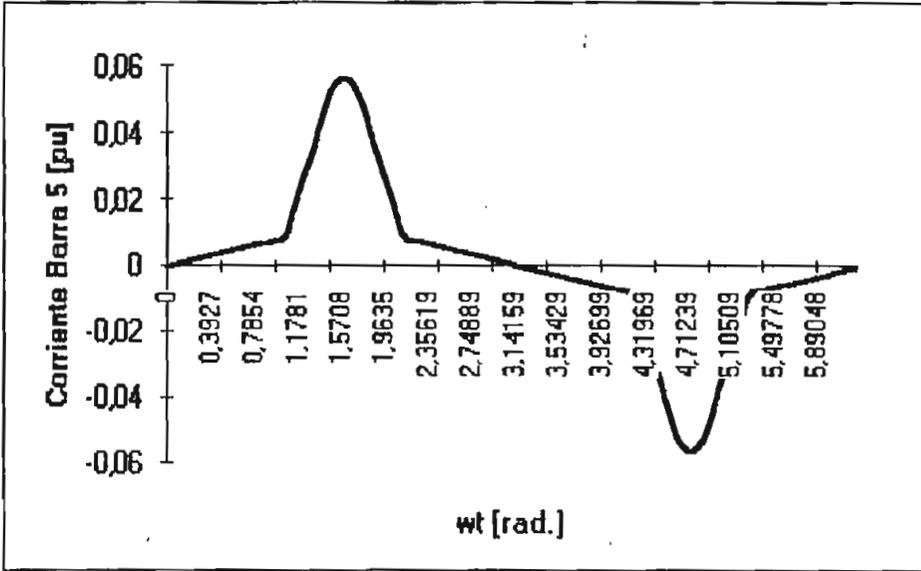


Fig. 5.72 Corriente del Transformador Saturado en la Barra 5

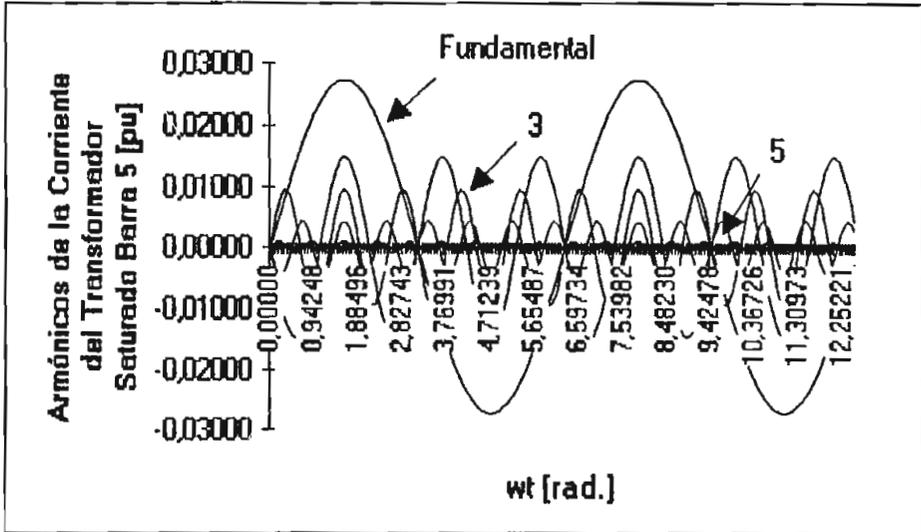


Fig. 5.73 Armónicos de la Corriente del Transformador Saturado en la Barra 5

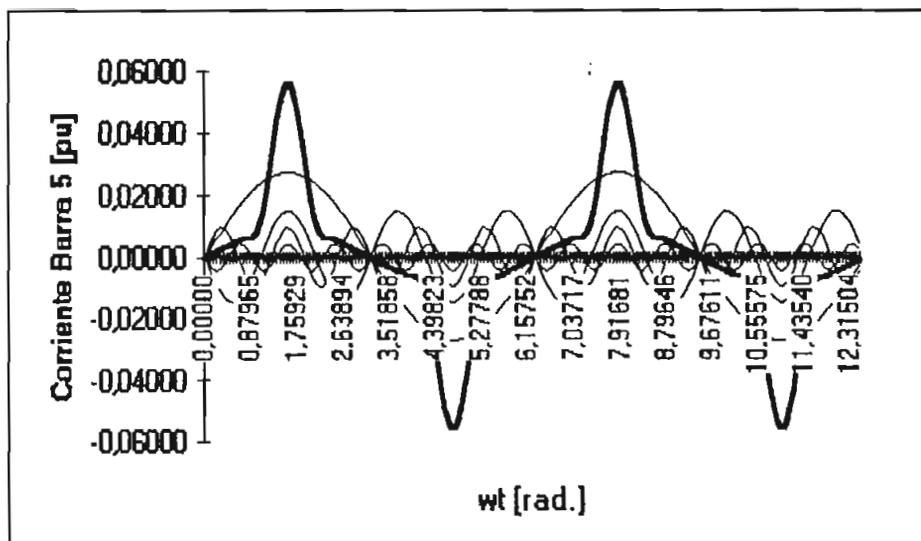


Fig. 5.74 Recuperación de la Señal de Corriente del Transformador Saturado en la Barra 5 usando sus Armónicos más Importantes

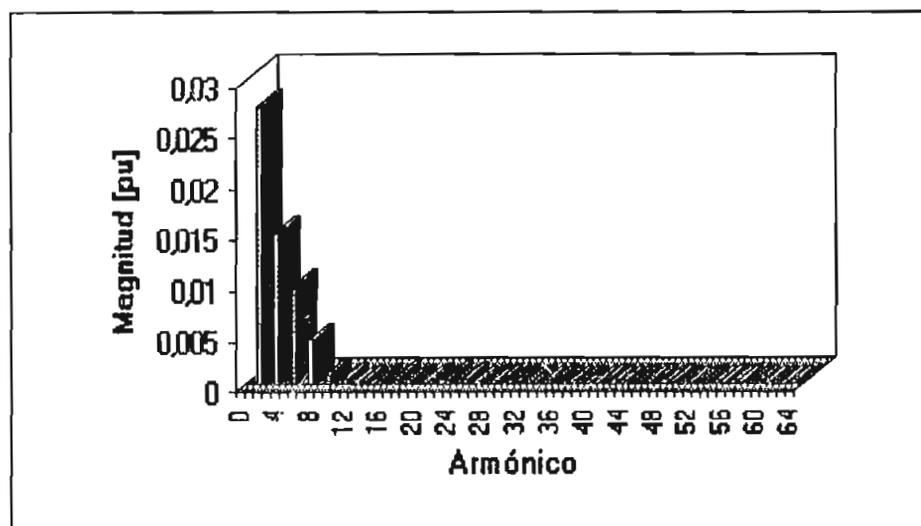


Fig. 5.75 Espectro de Potencia de la Corriente del Transformador Saturado en la Barra 5.

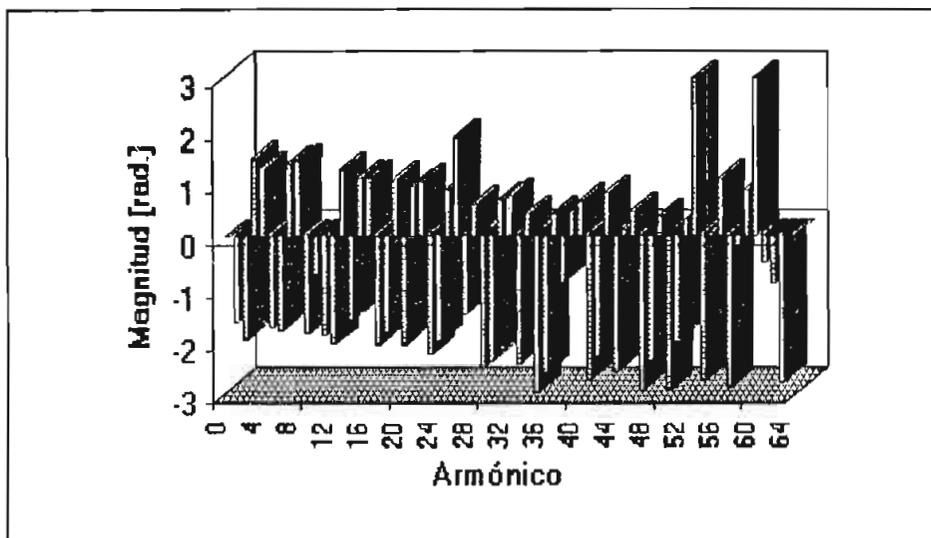


Fig. 5.76 Espectro de Fase de la Corriente del Transformador Saturado

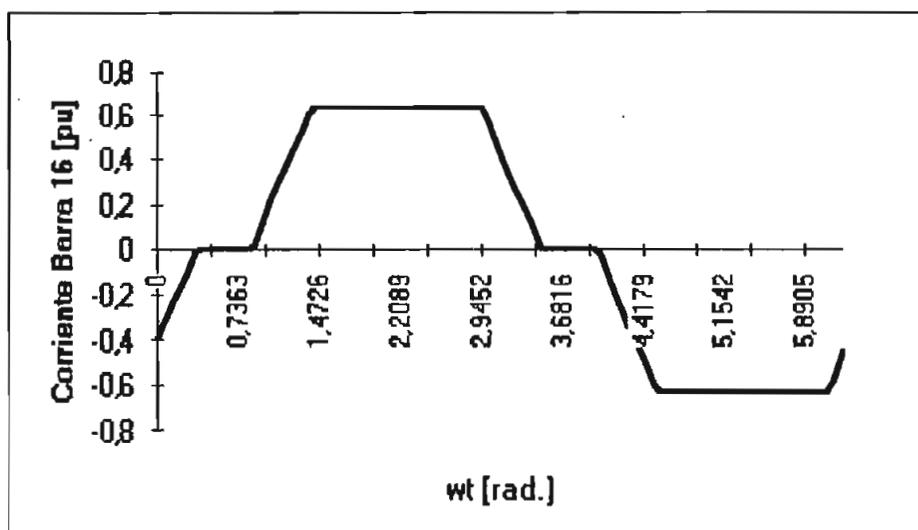


Fig. 5.77 Corriente del Conversor AC/DC Barra 16

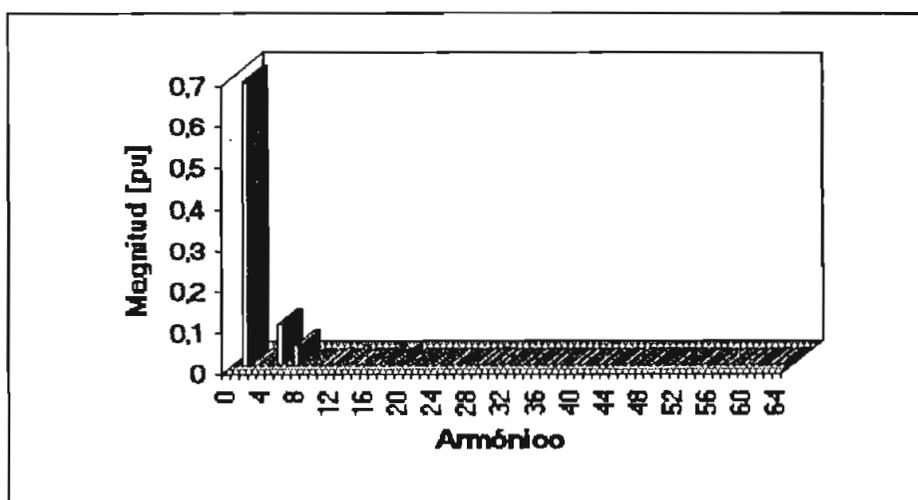


Fig. 5.78 Espectro de Potencia de la Corriente del Conversor AC/DC Barra 16

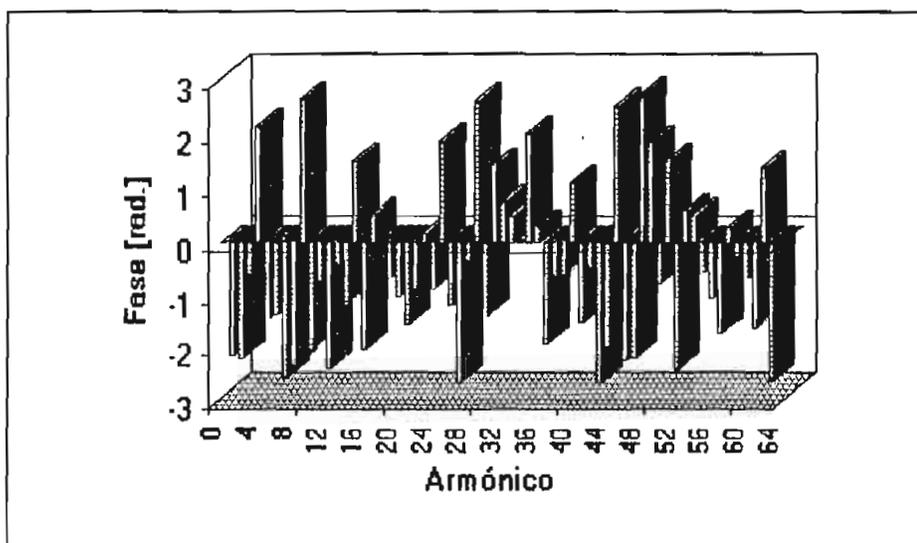


Fig. 5.79 Espectro de Fase de la Corriente del Conversor AC/DC Barra 16

En las figuras (5.80) a (5.94) se presentan algunas formas de onda de los voltajes de las barras más distorsionadas del sistema.

Observando los espectros de potencia de estas barras se observa nuevamente que la principal armónica que se propaga es la 5^a, básicamente debido a la presencia del conversor AC/DC que produce una componente armónica de 5^{to} orden muy alta, seguido de una componente de 3^{er} armónica producida por el transformador saturado. Cabe señalar en este punto que en un conversor AC/DC no se producen o son despreciables las armónicas múltiplos de tres y las pares, en cambio en un transformador saturado las armónicas múltiplos de tres son muy significativas y no existen armónicas pares, es por esta razón que en todos los espectros de potencia presentados se observa la presencia de las armónicas de orden 3 y 5, principalmente, inclusive en la barra 16 que contiene el conversor AC/DC que no produce componente armónica de orden 3, un resultado que lleva a ver la propagación a través de la red de los principales armónicos existentes.

En la tabla (5.11) se muestra la Distorsión Armónica Total de las barras del sistema. Es interesante observar que todas las barras que se conectan directamente con la barra no lineal que contiene el conversor AC/DC, son las que mayor distorsión poseen. Un resultado que lleva a la conclusión de que la propagación de armónicos depende también de la topología de la red.

**Tabla 5.11 Distorsión Armónica Total de los Voltajes
de Barra para el Sistema de 16 Barras**

*** DISTORSION ARMONICA TOTAL ***

N. DE BARRA	THD [%]
-------------	---------

1	29.29
2	2.37
3	1.02
4	1.50
5	1.68
6	1.55
7	1.98
8	2.38
9	30.50
10	2.61
11	3.20
12	3.17
13	3.00
14	2.82
15	27.62
16	23.20

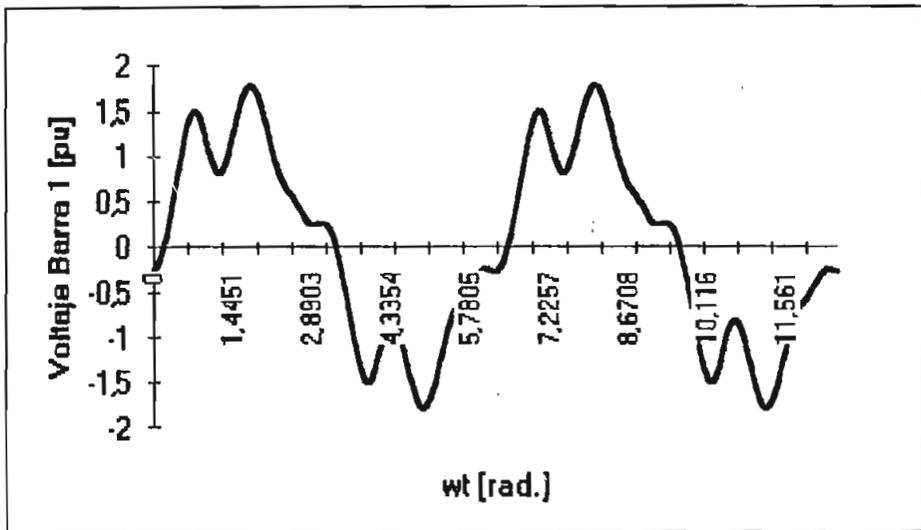


Fig. 5.80 Voltaje en la Barra 1

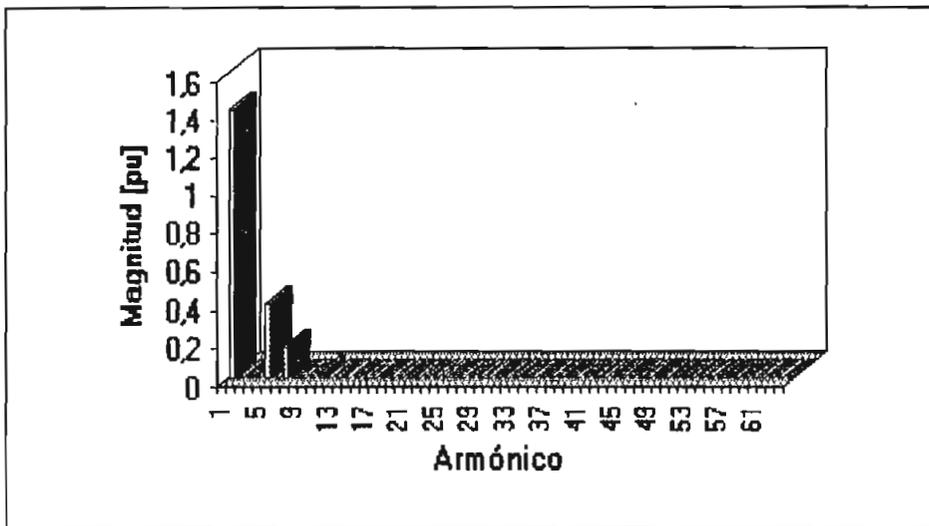


Fig. 5.81 Espectro de Potencia del Voltaje de la Barra 1

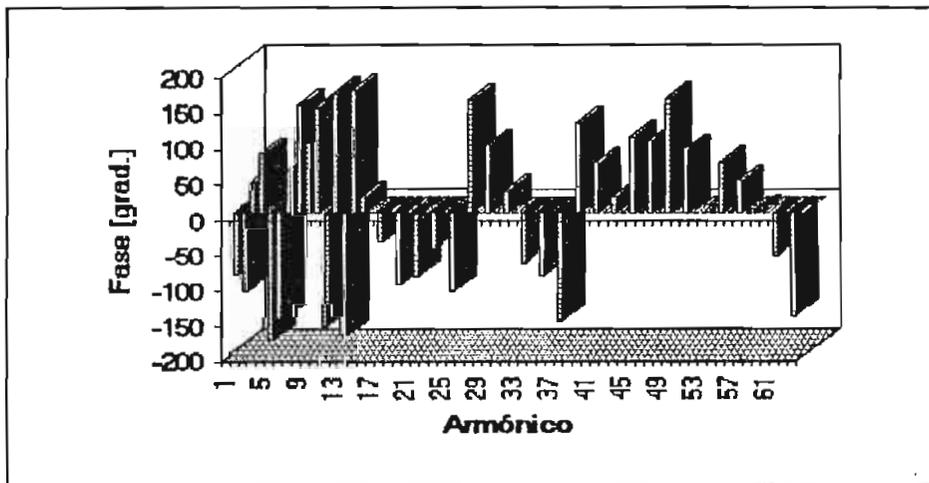


Fig. 5.82 Espectro de Fase del Voltaje de la Barra 1

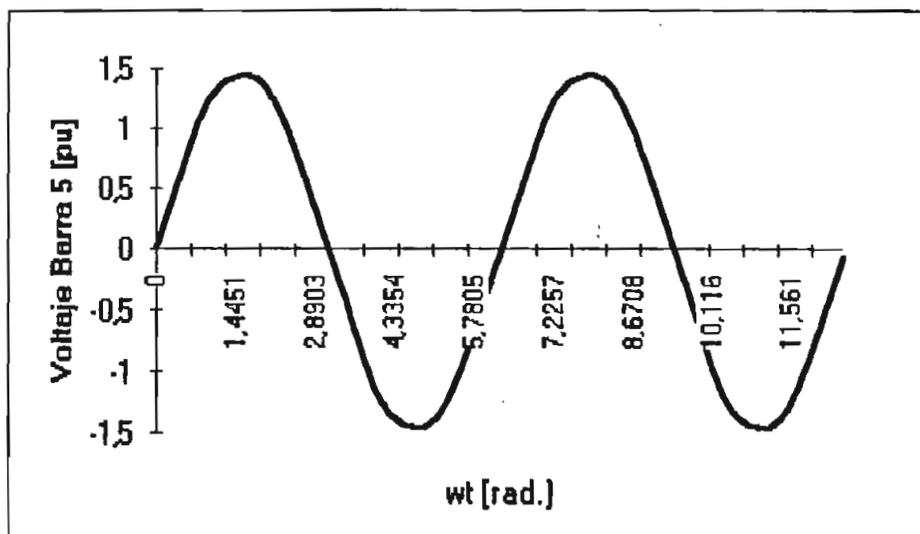


Fig. 5.83 Voltaje de la Barra 5

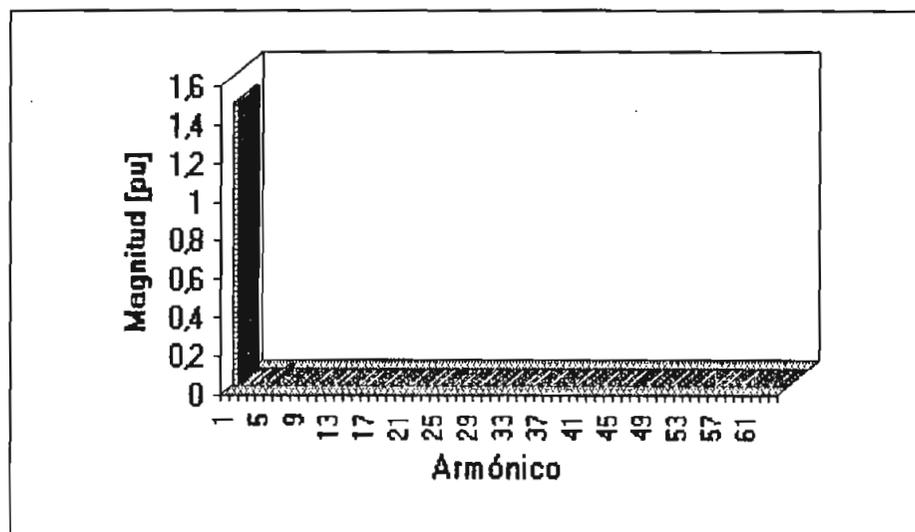


Fig. 5.84 Espectro de Potencia del Voltaje de la Barra 5

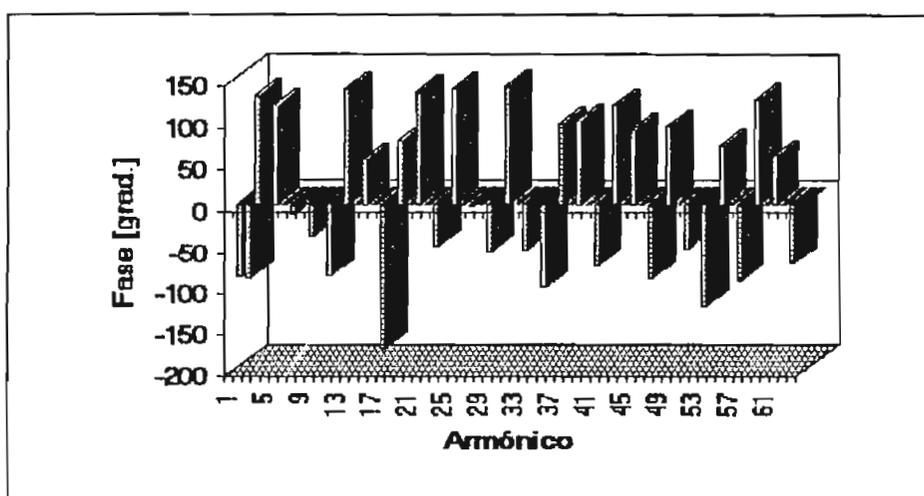


Fig. 5.85 Espectro de Fase del Voltaje de la Barra 5

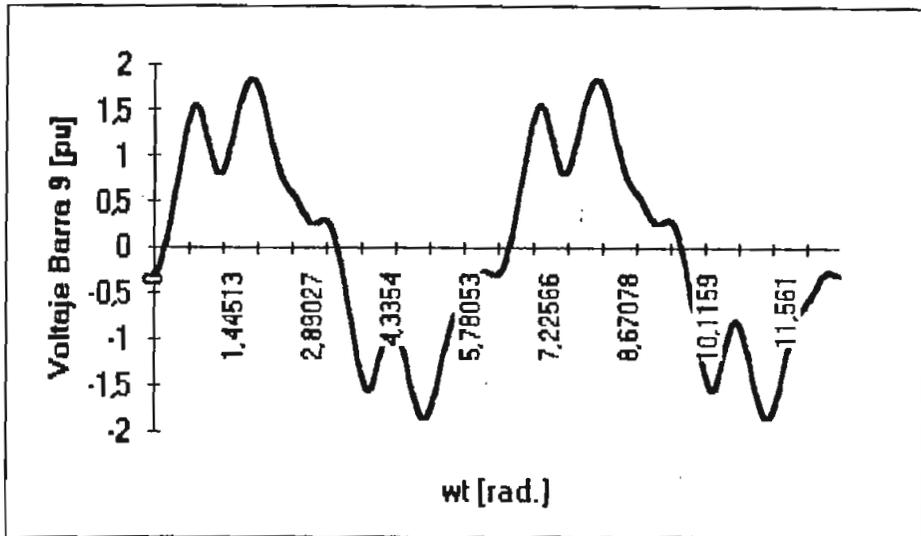


Fig. 5.86 Voltaje en la Barra 9

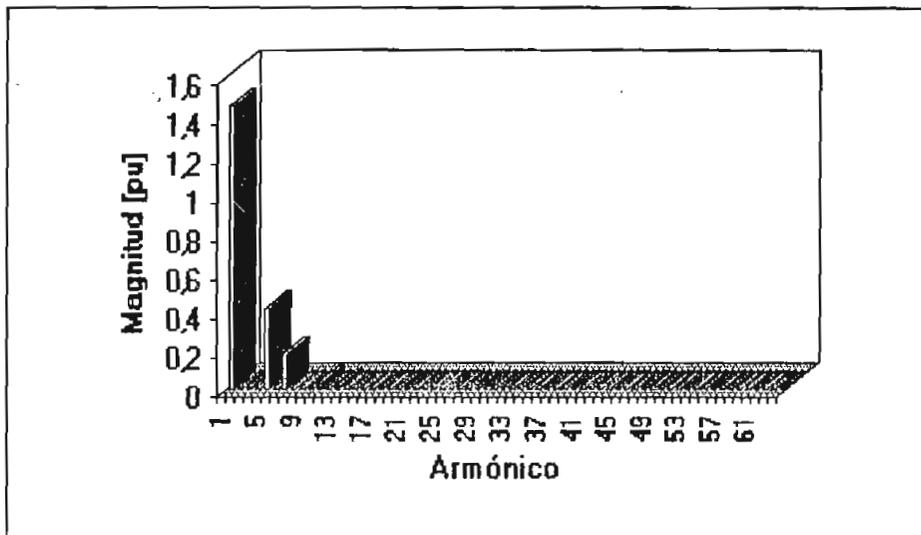


Fig. 5.87 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 9

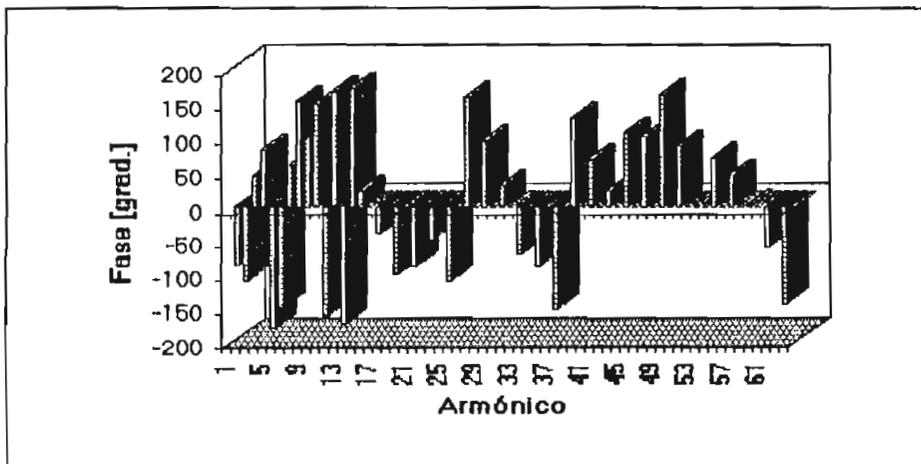


Fig. 5.88 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 9

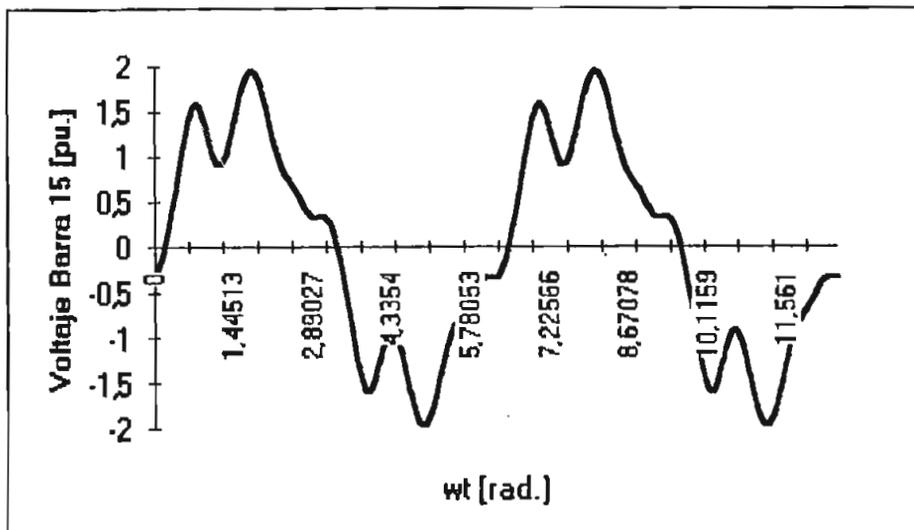


Fig. 5.89 Voltaje en la Barra 15

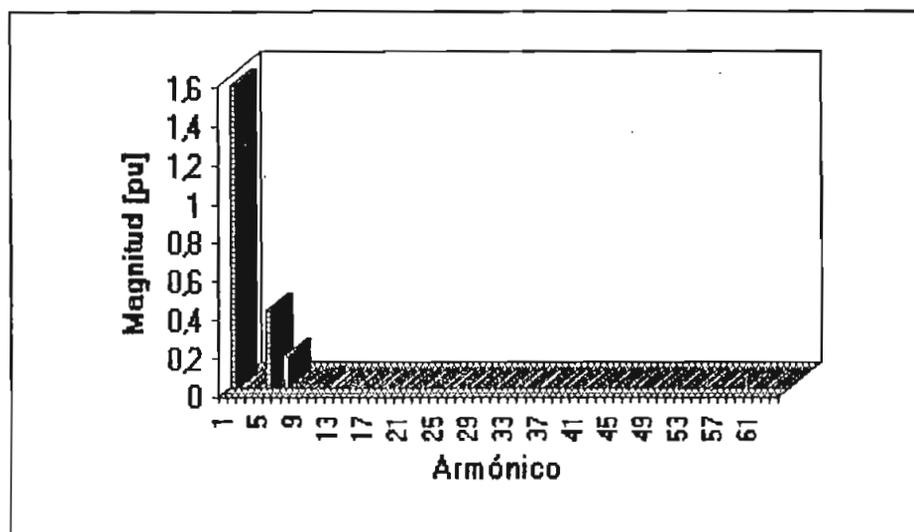


Fig. 5.90 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 15

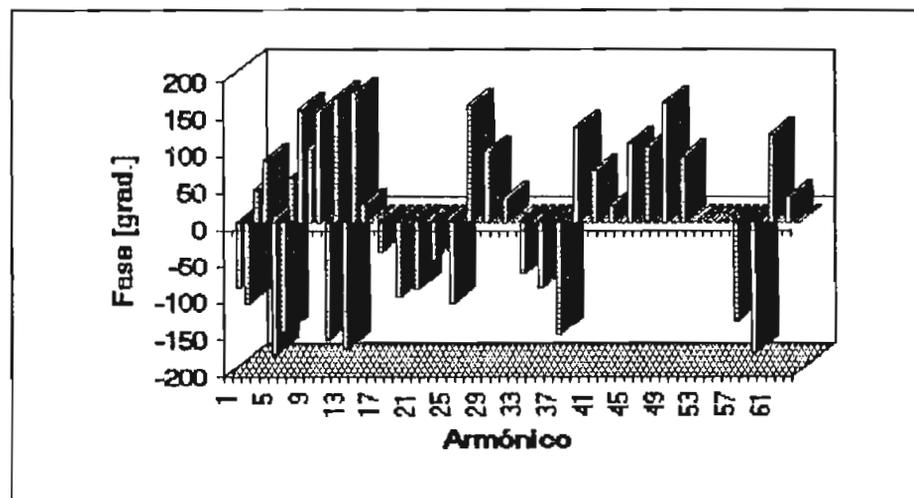


Fig. 5.91 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 15

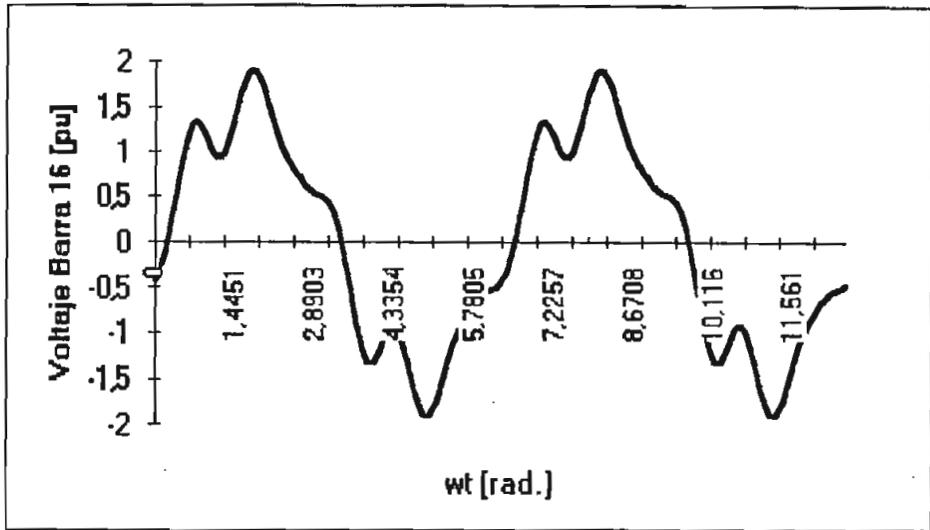


Fig. 5.92 Voltaje en la Barra 16

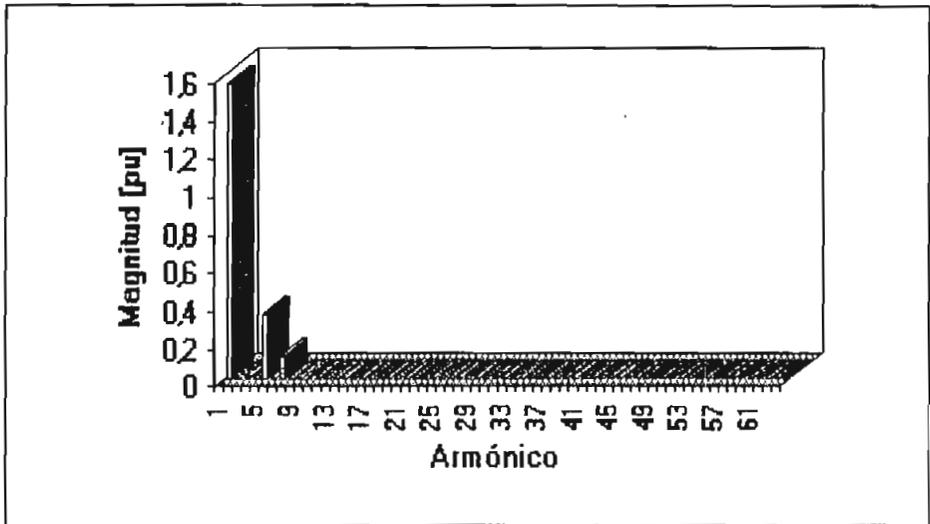


Fig. 5.93 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 16

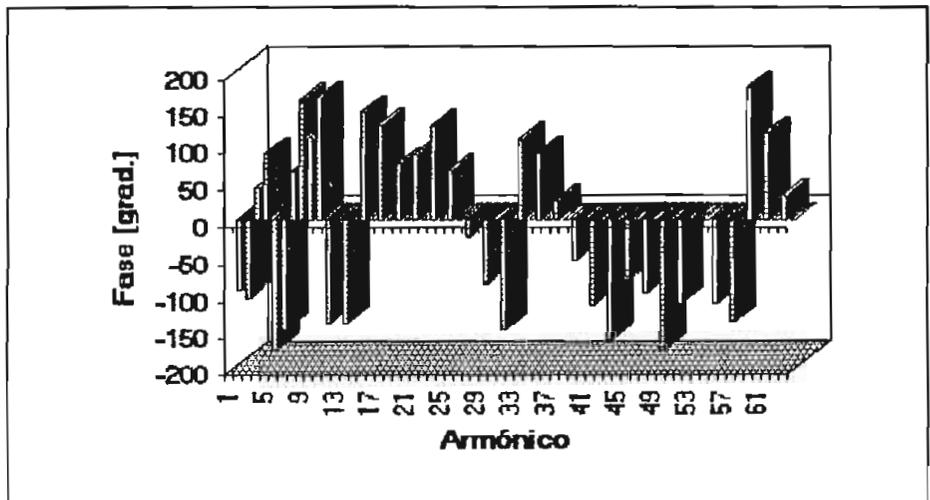


Fig. 5.94 Espectro de Fase del Voltaje en la Barra 16

Como se habrá notado se ha dado énfasis a la presentación gráfica de los resultados, principalmente por el hecho de que en un análisis de armónicos definitivamente los resultados tienen que presentarse así para proporcionar una mejor visión de la propagación en la red de transmisión.

CAPÍTULO VI

CAPÍTULO VI : CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

- *Un programa computacional para el análisis de armónicos en sistemas eléctricos de potencia, denominado PROPARM, se ha desarrollado en base a la formulación del flujo de potencia por el método Newton-Rapshon desacoplado rápido, la Transformada rápida de Fourier, de los modelos matemáticos de cargas no lineales y en el principio de superposición.*
- *La propagación de armónicos producidos por cargas no lineales ha sido cuantificada mediante simulación. Los resultados han sido comparados y validados con aquellos presentados en referencias publicadas por la IEEE.*
- *Los resultados dados por PROPARM incluyen: forma de onda de la corriente de los elementos no-lineales, espectros de potencia y fase de los armónicos presentes en las señales de corriente de los elementos no lineales, cálculo del ángulo de conmutación de los convertidores AC/DC y espectros de potencia y fase de los voltajes distorsionados en todas las barras del sistema de potencia, en un rango de frecuencias que va desde 60 Hz. hasta los 3.84 KHz.*
- *Los modelos matemáticos para convertidores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados y el efecto de la saturación de los transformadores, identificando su contenido armónico en las formas de onda de la corriente, han sido incorporados al flujo de potencia.*
- *Una aplicación de la Transformada Rápida de Fourier, al análisis de sistemas de potencia se ha desarrollado para la obtención de los coeficientes de Fourier de las señales distorsionadas de las cargas no lineales.*
- *El principio de superposición ha sido utilizado para construir las formas de onda a partir de los componentes armónicos propagados a través de la red de transmisión.*
- *En base al algoritmo presentado en la referencia [3] se ha logrado la modelación del efecto de la saturación de los transformadores dentro de un sistema de potencia.*

Los resultados obtenidos por PROPARM para los dos sistemas de potencia analizados se resumen de la siguiente manera:

- A medida que crece la frecuencia del armónico, la magnitud de las corrientes armónicas inyectadas al sistema disminuye.
- El espectro de potencia de la corriente de un transformador saturado muestra que no existen componentes pares de los coeficientes de Fourier y que los armónicos más representativos por su magnitud con respecto a la fundamental son de orden 3, 5, 7, 9, 11 y 13, siendo los demás despreciables, y que el armónico de orden 3 es el más importante en magnitud después de la fundamental.
- El espectro de potencia de la corriente de un convertidor AC/DC de seis pulsos totalmente controlado muestra que no posee armónicos pares ni múltiplos de tres y que solamente posee armónicos de orden 5, 7, 11, 13, 17,, que se resumen en la expresión $pq \pm 1$, donde p es un entero que va generando los armónicos partiendo de cero y q para un convertidor AC/DC de seis pulsos es igual a 6. De todos estos armónicos los más importantes son los de orden 5, 7, y 11, siendo el primero el más importantes de todos debido a su magnitud.
- Una comparación de los espectros de potencia de un convertidor AC/DC y de la saturación de un transformador muestra que los armónicos producidos por el primero son de mayor magnitud que los producidos por los segundos. Mayor inyección de armónicos vienen dados por los convertidores, es por este motivo que las distorsiones son mayores en el primer sistema analizado que en el segundo, pues se trata de un sistema de 5 barras dos de las cuales contienen convertidores AC/DC, mientras que el segundo sistema es más grande y posee un convertidor y un transformador saturado.
- La Distorsión Armónica Total (THD) para los distintos casos analizados en el primer sistema de 5 barras muestran que estas están en el orden del 16 % al 25%, valores que sobrepasan los límites admitidos por Normas internacionales. En el segundo sistema que consta de 16 barras los THD están dentro de un rango que va desde el 1.02 % al 30.5 %, es decir existen voltajes de barra dentro del sistema que poseen una mínima distorsión en comparación de otros voltajes barra que son muy distorsionados, especialmente se distorsionan aquellos voltajes de barra que poseen una conexión directa con un convertidor AC/DC.

- *De los espectros obtenidos en los voltajes de barra de los dos sistemas analizados se establece que los armónicos que más se propagan son aquellos de mayor magnitud en los espectros de potencia de los elementos no-lineales. Es decir, si los armónicos más importantes de un conversor AC/DC son los de orden 5, 7, y 11 y los de la saturación de un transformador son los de orden 3, 5, 7, 9, 11, y 13, menores que los primeros, todos estos armónicos aparecen en los espectros de potencia y fase de los voltajes de barra del sistema y son los causantes de la forma de onda distorsionadas.*
- *De las formas de onda de los voltajes de barra graficados, se determina que estos presentan picos cuya magnitud instantánea llega a ser muy elevada. En por unidad se tienen magnitudes entre 1.5 y 1.8. La magnitud de estos picos son reportados en la literatura como los causantes de fallas en los distintos elementos que conforman el sistema de potencia, sean relés, banco de capacitores, transformadores, aparatos eléctricos y electrónicos, etc.*
- *La utilización creciente, en las industrias de equipo alimentado y controlado con semiconductores, aumenta el riesgo de tener problemas con armónicos. Estas se comportan como fuentes de corrientes armónicas, provocando un bajo factor de potencia, exigiendo filtros capacitivos para su corrección con lo cual se crean condiciones ideales para resonancia entre los elementos de la red de transmisión.*

6.2 Recomendaciones

- *Por la amplitud de temas que se pueden desarrollar con relación a los armónicos en un sistema de potencia se recomienda el desarrollo de otros modelos de elementos no-lineales, una recopilación de toda la información que tenga que ver con el análisis de armónicos en sistemas de potencia, discusiones a nivel industrial acerca del problema, y trabajo multidisciplinario con el fin de enfrentar este problema causado por la tecnología de elementos de estado sólido aplicados al control de grandes potencias.*
- *El presente programa puede ser ampliado fácilmente, incorporándole nuevas subrutinas con el fin de realizar estudios con otro tipo de carga no-lineales.*
- *Se recomienda la simulación dentro del programa de filtros y el análisis del comportamiento en lo que tiene que ver con la atenuación de los niveles de armónicos.*

BIBLIOGRAFÍA

- [1] V. E Wagner, "Effects of Harmonics on Equipment", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, April 1993, pp. 672-678.
- [2] W. Puentestar, "Efeitos sobre os Equipamentos Elétricos e Normas sobre os Limites Admissíveis", *Escola Politécnica da Universidade de Sao Paulo*, 1994, pp. 1-31.
- [3] H. W. Domel, A. Yan, and S. Wel, "Harmonics from Transformer Saturation", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. PWRD-1, No. 2, April 1986, pp. 209-215.
- [4] E. W. Kimbark, "Direct Current Transmission, Vol. 1", *John Wiley and Sons, Inc. New York* 1971, Chapters 3, 8.
- [5] J.P. Tamby, and V. I. JOHN, "QHARM a Harmonic Powerflow Program for Small Power Systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 3, No. 3, August 1988, pp. 949-955.
- [6] W.M. Grady, "Prediction of Power System Harmonics Due to Gaseous Discharge Lighting", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 3, March 1985, pp. 554-561.
- [7] W. Song, G.T. Heydt, "The Integration of HVDC Subsystems into the Harmonic Power Flow Algorithm", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-103, No.8, August 1984, pp. 1953-1961.
- [8] G. D. Breuer, J. H. Chow, and G. Addis, "HVDC-AC Harmonic Interaction", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 3 March 1982, pp. 709-717
- [9] J. Arrillaga and C. P. Arnold, "Computer Modeling of Electrical Power Systems", *Wiley, New York*, 1983.
- [10] G. Argüello, "Análisis y Control de Sistemas Eléctricos de Potencia", *Escuela Politécnica Nacional*, Marzo 1988.

- [11] M. Rodas, "La Transformada Rápida de Fourier", Tesis de Grado Escuela Politécnica Nacional, 1977.
- [12] IEEE Working Group on Power System Harmonic, "Power System Harmonics: An Overview", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 8, August 1983, pp. 2455-2460.
- [13] A. A. Mahmoud and R. D. Shultz, "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A.C. Power Systems", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 6 June 1982, pp. 1815-1824.
- [14] D. A. Braunagel, L. A. Kraft and J. L. Whyson, "Inclusion of DC Converter and Transmission Equations Directly in a Newton Power Flow", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-95, No. 1, January/February 1976, pp. 76-88.
- [15] D. Xia and G. T. Heydt, "Harmonic Power Flow Studies Part I - Formulation and Solution", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 6 June 1982, pp. 1257-1265.
- [16] D. Xia, G. T. Heydt, "Harmonic Power Flow Studies - Part II Implementation and Practical Application", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 6 June 1982, pp. 1266-1270.
- [17] D. Crevier and A. Mercier, "Estimation of Higher Frequency Network Equivalent Impedances by Harmonic Analysis of Natural Waveforms", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-97, No. 2, March/April 1978, pp. 424-431.
- [18] R. H. Kitchin, "New Method for Digital-Computer Evaluation of Converter Harmonics in Power Systems using State-Variable Analysis", *IEEE PROC.*, Vol. 128, Pt. C, No. 4, July 1981, pp 196-207.
- [19] G. Lemieux, "Power System Harmonic Resonance- A Documented Case", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 3, May/June 1990, pp. 483-488.
- [20] M. E. Van Valkenburg, "Análisis de Redes", Editorial McGRAW-HILL, Tercera Edición.

- [21] R. H. Hammond, W. B. Rogers and J. B. Crittenden, , "Introducción al Fortran 77 y a la PC", Editorial McGRAW-HILL, 1992.
- [22] A. A. Mahmoud, "The Effects of Power System Harmonics on Power System Equipment and Loads", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. Pas-104, No. 9, September 1985, pp. 2555-2560.
- [23] J. Játiva, "An Extended Automatic Generation Control Simulator for Interconnected Power Systems Incorporating Adaptive Load Frequency Control Techniques and Full System Network Representation", *Ph. D. Dissertation, University of Texas at Arlington, August 1991*.
- [24] S. K. Chang and V. Brandwajn, "Adjuded Solutions in Fast Decoupled Load Flow ", *Proceeding IEEE PICA Conference, May 1987*, pp 347-353.
- [25] W. Neves, H. Dommel, "On Modelling Iron Core Nonlinearities", *IEEE, 92 WM 176-8 PWRS*, pp 1-7.

APÉNDICES

APÉNDICE A

A. Límites Admisibles de Distorsión Armónica según Normas de Varios Países.

A fin de ilustrar las diferencias entre las Normas sobre límites de Distorsión Armónica Total de algunos países, a continuación se presentan algunas de ellas.

Todas las Normas consideran sus límites basados en la Distorsión Armónica Total (TDH) del voltaje.

A1. Norma Francesa

El Comité Eléctrico de Francia establece los siguientes límites :

- 0.6% de la fundamental para los armónicos pares.
- 1.0% de la fundamental para los armónicos impares y
- 1.6% de Distorsión Armónica Total.

A2. Norma Alemana

La Norma DIN 57160 (VDE 0160/11.81) establece que el límite de armónicos generados por los equipamientos no sea mayor que el 1% del nivel de falla del sistema. Diversos factores deben ser aplicados para instalaciones que contengan más de una fuente de armónicos.

Los límites fijados por esta Norma son, para cada nivel de armónico individual:

- 5% de la fundamental de voltaje hasta la 15ª armónica;
- 1% para las otras armónicas hasta la 100ª;
- el TDH no debe exceder del 10%.

A3. Norma de Estados Unidos

La IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Convertors solamente establece límites para el porcentaje de Distorsión Armónica Total, cubriendo tanto los sistemas de potencia como los sistemas usados solamente para alimentar convertidores y cargas no

afectadas por la distorsión de voltaje (sistemas delicados). Estos límites de TDH se presentan en la siguiente tabla:

<i>Voltaje de Sistema</i>	<i>Sistema de Potencia General (%)</i>	<i>Sistema de Potencia Delicado(%)</i>
<i>2.4 a 69 KV</i>	<i>5</i>	<i>8</i>
<i>115 KV hacia arriba</i>	<i>1.5</i>	<i>1.5</i>

APÉNDICE B

Manual del Usuario

A continuación se presenta el listado de las variables que se deben ingresar al programa como datos de PROPARM.

Datos de control del programa

VARIABLE	SIGNIFICADO
KONTRL	<i>Controla el flujo del programa principal de la siguiente manera:</i>
	<i>Título del sistema</i> KONTRL= 1
	<i>Lectura datos de L/T</i> KONTRL= 4
	<i>Lectura datos de barra</i> KONTRL= 5
	<i>Lectura datos de los conversores</i> KONTRL= 6
	<i>Lectura de datos constantes</i> KONTRL= 7
	<i>Lectura de datos de los transformadores saturados</i> KONTRL= 8
	<i>Resolución del flujo de potencia armónico</i> KONTRL= 11
	<i>Fin de archivo de datos y del programa</i> KONTRL= 30

Datos de líneas de transmisión

VARIABLE	SIGNIFICADO
I, J	<i>Barra de envío y barra de recepción respectivamente</i>
LOSS	<i>Puede dejarse en blanco, esta variable no interesa para el programa</i>
RL	<i>Resistencia en porcentaje de las L/T</i>
XL	<i>Reactancia inductiva de la L/T o transformadores en porcentaje</i>
CHG	<i>Suceptancia capacitiva de las L/T total en MVAR</i>
TP	<i>Tap de los transformadores</i>
TMN	<i>Tap mínimo</i>
TMX	<i>Tap máximo</i>
FSE	<i>Fase ship si existe en el sistema alguno</i>
KBUS	<i>Puede dejarse en blanco esta variable no interesa dentro del programa</i>
INOR	<i>Idem anterior</i>

IEMR	<i>Idem anterior</i>
TRDC	<i>Resistencia DC de las L/T</i>
DISTAN	<i>Distancia en millas de las L/T</i>
CARD	<i>Imprime toda la línea de datos</i>

Datos de barra del sistema

VARIABLE	SIGNIFICADO
I	<i>Número de barra</i>
IREG	<i>Tipo de barra: 0 PQ, 1 PV y 2 Oscilante</i>
B1, B2, B3	<i>VARIABLES que leen el nombre de la barra</i>
VL	<i>Voltaje inicial de la barra</i>
ANG	<i>Ángulo de la barra</i>
GMW	<i>Potencia activa de generación en MW</i>
GMVAR	<i>Potencia reactiva de generación en MVAR</i>
QMIN	<i>Límite mínimo de potencia reactiva del generador</i>
QMAX	<i>Límite máximo de potencia reactiva del generador</i>
KREG	<i>Este puede dejarse en blanco, no interesa dentro del programa</i>
DMW	<i>Potencia activa de la carga en MW</i>
DMVAR	<i>Potencia reactiva de la carga en MVAR</i>
SHT	<i>Reactores (-) y banco de capacitores (+) en MVAR</i>
BASEV	<i>Voltaje Base de cada barra</i>
NENL	<i>Tipo de elemento no lineal : 3 transformador saturado, 4 convertor AC/DC</i>
REACN	<i>Reactancia de secuencia negativa de los generadores</i>
CARD	<i>Lee toda la línea de datos</i>

Datos de los convertidores AC/DC

VARIABLE	SIGNIFICADO
I	<i>Número de la barra a la que está conectado el convertidor AC/DC</i>
XCC	<i>Reactancia del transformador asociado al convertidor AC/DC en por unidad</i>
ALFAR	<i>Ángulo de disparo de los tiristores de los distintos convertidores ac-dc</i>
POTENC	<i>Potencia activa del convertidor ac-dc</i>
BET	<i>Relación entre Vbase DC/Vbase AC</i>
CARD	<i>Lee toda la línea de datos</i>

Datos de los transformadores saturados

VARIABLE	SIGNIFICADO
I	Número de la barra a la que está asociado el transformador saturado
CSY1...CSY4	Puntos de la curva de saturación en el eje Y, correspondiente al voltaje rms. en por unidad.
CSX1...CSX4	Puntos de la curva de saturación en el eje X, correspondiente a la corriente rms en por unidad.
CARD	Lee toda la línea de datos

En Fortran 77 los datos se ingresan através de un archivo de datos, que para nuestro caso se denomina PFDAT y la salida la obtenemos en otro archivo de datos que crea el programa denominado PFOUT. Estos dos nombres de archivos son los que se tienen que escribir cuando el programa pregunta por estos.

Los datos se leen en un ancho de 80 columnas y de acuerdo al campo marcado por los formatos respectivos que se presentan a continuación:

FORMATOS DE INGRESO DE LOS DATOS

KONTRL

FORMATO(1X,I2)

TITLE

FORMATO(20A4)

DATOS DE LAS BARRAS

I, IREG, B1, B2, B3, VLT, ANG, GMW, GMVAR, QMIN, QMAX, KREG, DMW, DMVAR, SHT, BASEV, NENL, REACN, CARD.

FORMATO(I4, 1X, I1, 1X, 3A4, 1X, 2F4.2, 4F5.2, I5, 3F5.2, F5.1, I2, F5.2, T1, 20A4)

DATOS DE LOS CONVERSORES

I, XCC, ALFAR, POTENC, BET, CARD
FORMATO(I4, 4(1X,F7.3), T1, 20A4)

DATOS DE LT

I, J, LOSS, RL, XL, CHG, TP, TMN, TMX, FSE, KBUS, INOR, IEMR, TRDC, DISTAN, CARD
FORMATO(I4, 4X, I4, 3X, A1, 1X, 2F6.2, F6.3, 3F5.3, F5.2, I5, 2I4, F6.4, 1X, F5.1, T1, 20A4)

DATOS DE TRANSFORMADORES SATURADOS

I, CSY1, CSY2, CSY3, CSY4, CSX1, CSX2, CSX3, CSX4, CARD
FORMATO(I4, 4(1X,F7.4), 4(1X,F7.5), T1, 20A4)

En la siguiente página se muestra un ejemplo de como ingresar los datos para el programa.

Una vez obtenida la solución de cualquier sistema analizado el programa crea un archivo de salida que se puede recuperar en cualquier hoja electrónica de la siguiente manera:

- Para comenzar se activa la hoja electrónica por ejemplo QPRO, dentro de la hoja en el menú principal existe una opción que dice TOOLS, dentro de esta existe otra que dice IMPORT la cual despliega tres alternativas: 1) ASCII TEXT FILE, 2) COMMA & DELIMITED FILE y 3) ONLY COMMAS. Si optamos por la opción 1 QPRO recupera el documento solamente como texto, es decir no se puede realizar ninguna aplicación gráfica con esto. Si escogemos la opción 2 QPRO recupera el documento, en este caso el archivo PFOUT, de tal forma que se pueden realizar operaciones con todos los datos obtenidos mediante PROPARM e inclusive se puede graficar lo que uno desee.

- Si se desea trabajar con la hoja electrónica Excel, que es mucho más aconsejable para obtener unos gráficos de excelente calidad, se graba dentro de QPRO el documento recuperado con la

1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	
1																														
	S	I	S	T	E	M	A	Q	H	A	R	M	D	E	5	B	A	R	R	A	S									
4																														
1										2		0	0	6		0	0	0	6		0	0								
1										8		0	0	2		4		0	0	5		0	0							
2										6		0	0	1		8		0	0	4		0	0							
2										6		0	0	1		8		0	0	4		0	0							
2										4		0	0	1		2		0	0	3		0	0							
3										1		0	0	3		0	0	0	2		0	0								
4										8		0	0	2		4		0	0	5		0	0							
9	9	9	9																											
5																														
	1	2	B	A	R	R	A	D	S	C	I	L	A	1	0	6	0	0												
	2	0	B	A	R	R	A	P	Q	1	0	0	0	0	0	4	0	3	3	0	0			2	0	0	0	1	0	
	3	0	B	A	R	R	A	P	Q	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			3	5	0	0	0	0	0
	4	0	B	A	R	R	A	P	Q	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			4	5	0	0	0	0	0
	5	0	B	A	R	R	A	P	Q	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			6	0	0	0	1	0	0
9	9	9	9																											
6																														
	3	1	3	8						0	4	7	3	2	5			3	5	0										
	4	1	3	8						0	6	3	0	1	5			4	5	0										
9	9	9	9																											
1	1																													
3	0																													

extensión .WK1, luego se activa la hoja electrónica Excel y se escoge la opción ABRIR del menú ARCHIVO el cual presenta un menú de diálogo, de este menú escoja en donde dice "Mostrar archivos de tipo:" la opción "Archivos Lotus 1-2-3 (.WK1)", con lo que se abre el archivo de tal forma que se pueden realizar cualquier tipo de gráfico de los que presenta esta hoja.*

Una vez recuperado el archivo en cualquier hoja electrónica las posibilidades de trabajar con los resultados dados por PROPARM son innumerables y la presentación de los resultados gráficos depende de la habilidad de cada persona.

APÉNDICE C

Manual del Programador

Lista de Variables Principales

VARIABLE	SIGNIFICADO
A(I)	Vector que almacena los ángulos de los voltajes a la frecuencia fundamental
ALFA	Ángulo de disparo de los tiristores del convertidor ac-dc
B(I)	Vector que almacena las susceptancias de las líneas de transmisión para el flujo de potencia
BETA	Relación existente entre V_{baseDC}/V_{baseAC}
BF(I)	Vector de susceptancias de las líneas de transmisión para los armónicos
BMVA	Potencia base
DELTA	Es igual a la suma del ángulo de disparo(alfa)+ángulo de conmutación(miú)
DISTA(I)	Distancia en millas de las líneas de transmisión
DP(I)	Vector que almacena la potencia real de carga de las barra en por unidad.
DQ(I)	Vector que almacena la potencia reactiva de carga de las barra en por unidad.
FASE(I,J)	Vector de los ángulos de fase de los armónicos del voltaje de barra
FASFOR(I)	Vector que guarda el espectro de fase de la señal analizada
G(I)	Conductancia de las líneas de transmisión para el flujo de potencia
G1PU	Potencia activa a la frecuencia fundamental que consume un convertidor ac-dc
GF(I)	Conductancia de las líneas de transmisión para los armónicos
GP(I)	Vector que almacena la potencia real de generación
GQ(I)	Vector que almacena la potencia reactiva de generación
GQL(I)	Vector que almacena el límite inferior de potencia reactiva del generador
GQU(I)	Vector que almacena el límite superior de potencia reactiva del generador
H1PU	Potencia reactiva consumida por el convertidor ac-dc para la frecuencia de 60 Hz.
IREC(I)	Número de la barra de envío
ISEN(I)	Número de la barra de recepción
ITC	Contador del número de iteraciones
KA	Criterio de convergencia para los ángulos
KARM	Número del orden del armónico
KV	Criterio de convergencia para los voltajes

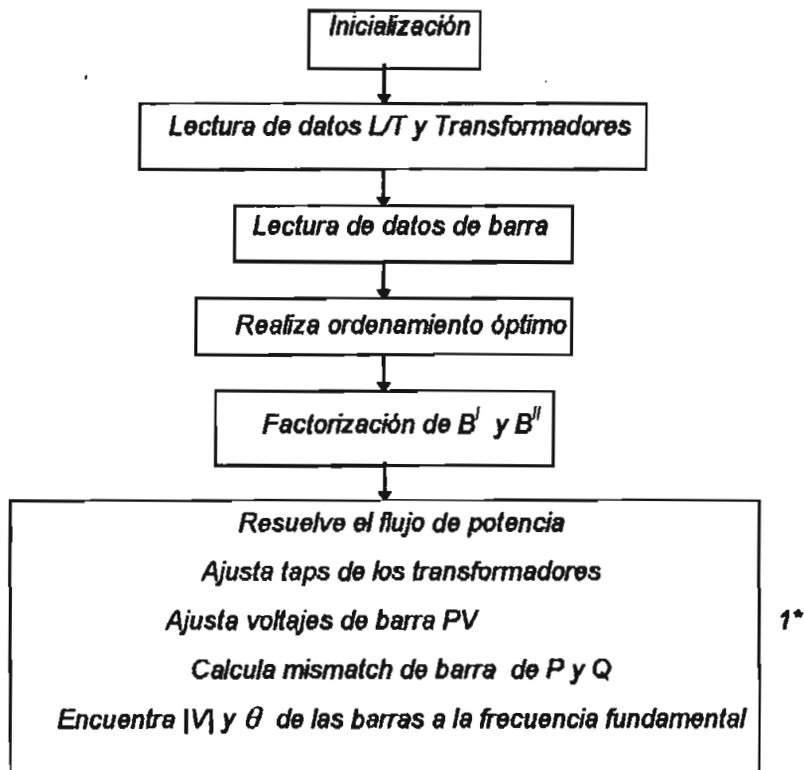
MIU	Ángulo de conmutación
MN	Número total de barras del sistema
ONDA(I,J)	Vector que genera la recuperación de la señal distorsionada de voltaje de barra
PMAG(I,J)	Magnitud de los armónicos
POT(I)	Potencia real de los convertidores ac-dc
POTFOR(I)	Vector que guarda los espectros de potencia de la señal analizada
RDCV(I)	Vector que almacena la resistencia DC de las líneas de transmisión
SF(I)	Vector que guarda la susceptancia capacitiva de las líneas de transmisión para los armónicos
SR(I)	Vector que almacena los reactores o bancos de capacitores del sistema
TAP(I)	Vector que guarda los taps de los transformadores
TETHA(I)	Rescata el ángulo del armónico para calcular la corriente del transformador saturado
V(I)	Voltaje de las barras a la frecuencia fundamental
VBASE(I)	Vector que almacena los voltajes base del sistema
VOL(I)	Vector que rescata la magnitud de los armónicos para calcular la corriente de saturación
VP(I)	Vector solución de los voltajes armónicos
VPP(I,J)	Vector que llena las inyecciones de corriente armónicas del sistema
X(I)	Vector que almacena los valores de la señal muestreada para la aplicación de la Transformada Rápida de Fourier
X1(I)	Vector que almacena el primer punto de la curva de saturación de un transformador en el eje x
X2(I)	Vector que almacena el segundo punto de la curva de saturación de un transformador en el eje x
X3(I)	Vector que almacena el tercer punto de la curva de saturación de un transformador en el eje x
X4(I)	Vector que almacena el cuarto punto de la curva de saturación de un transformador en el eje x
XCPU(I)	Vector de las reactancias del transformador asociado a un convertidor ac-dc
XX(I)	Vector donde se forman los mismatches de potencia activa y reactiva
Y(I)	Vector que guarda la susceptancia capacitiva de las L/T
Y1(I)	Vector que almacena el primer punto de la curva de saturación de un transformador en el eje y
Y2(I)	Vector que almacena el segundo punto de la curva de saturación de un transformador en el eje y
Y3(I)	Vector que almacena el tercer punto de la curva de saturación de un transformador en el eje y

Y4(l)	Vector que almacena el cuarto punto de la curva de saturación de un transformador en el eje y
-------	---

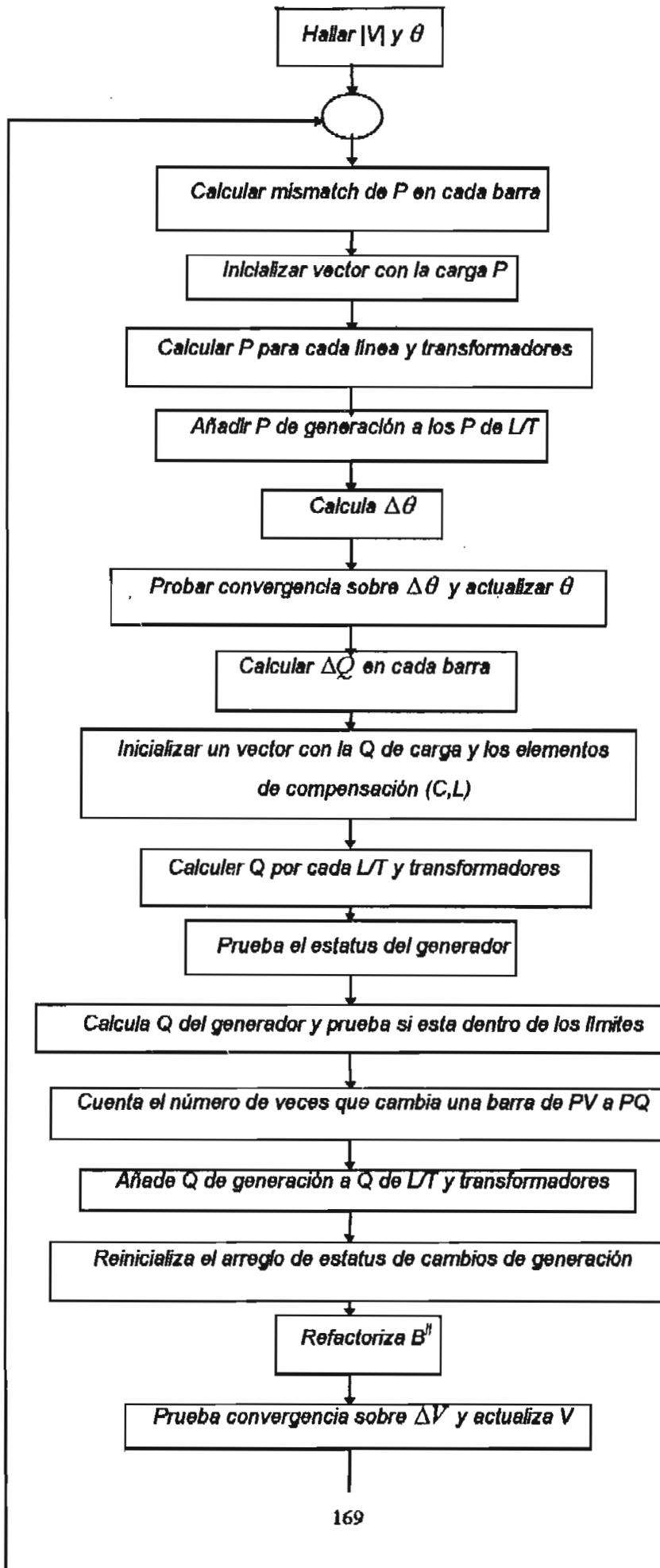
Estructura del Programa

PROPARM tiene una estructura de módulos cuya forma se muestra a continuación:

Diagrama de bloque del Módulo 1 Flujo de Potencia Newton Rapshon Desacoplado Rápido



En 1* se representa lo que se podría llamar las subrutinas principales de este módulo que resuelven el problema a la frecuencia fundamental, es por esto que se lo describe con más detalle a continuación



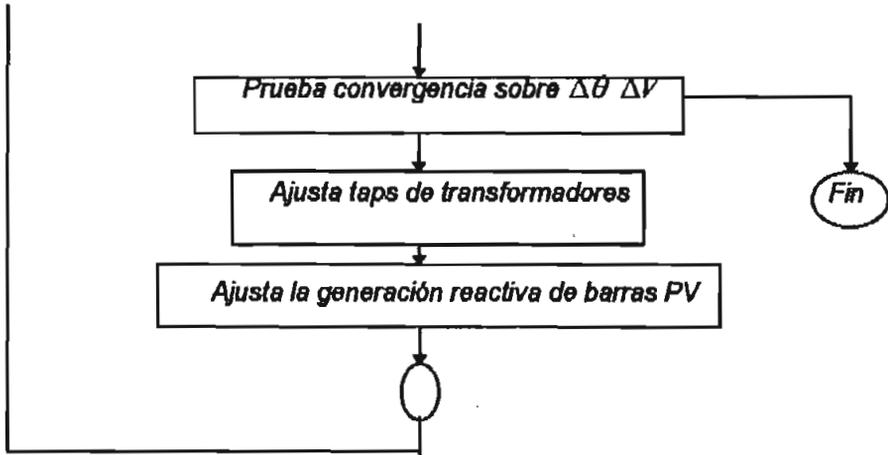


Diagrama de Bloque del Módulo 2 Factorización de la Matriz Y_B

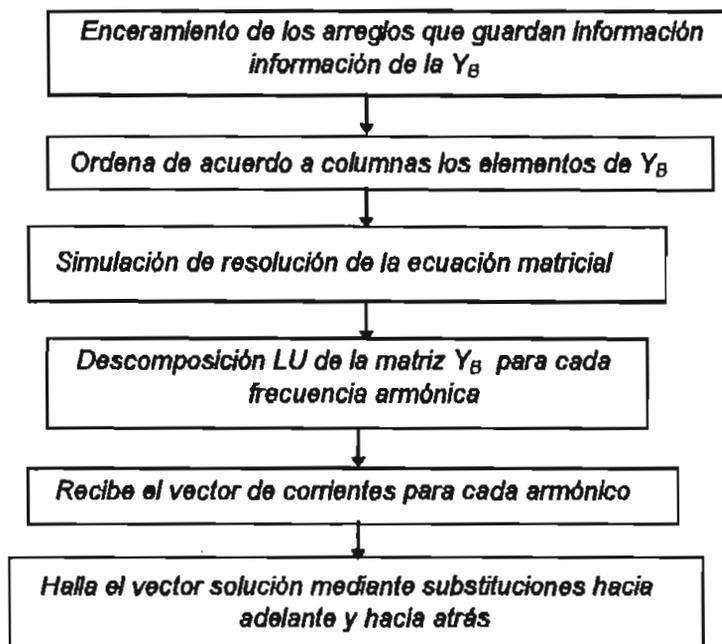
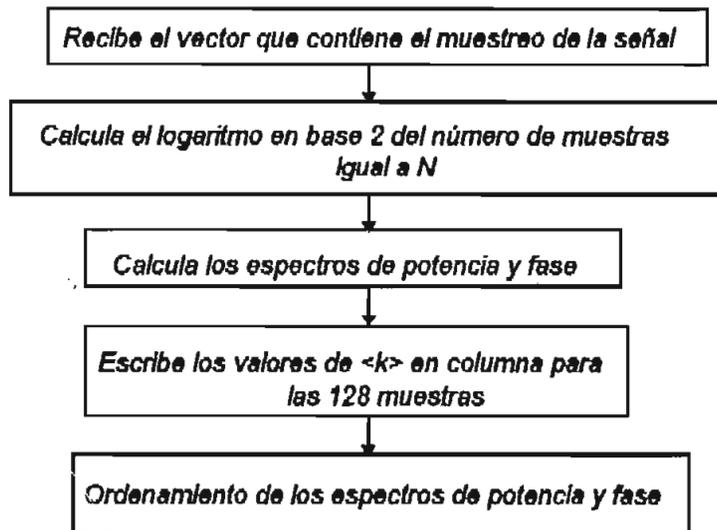
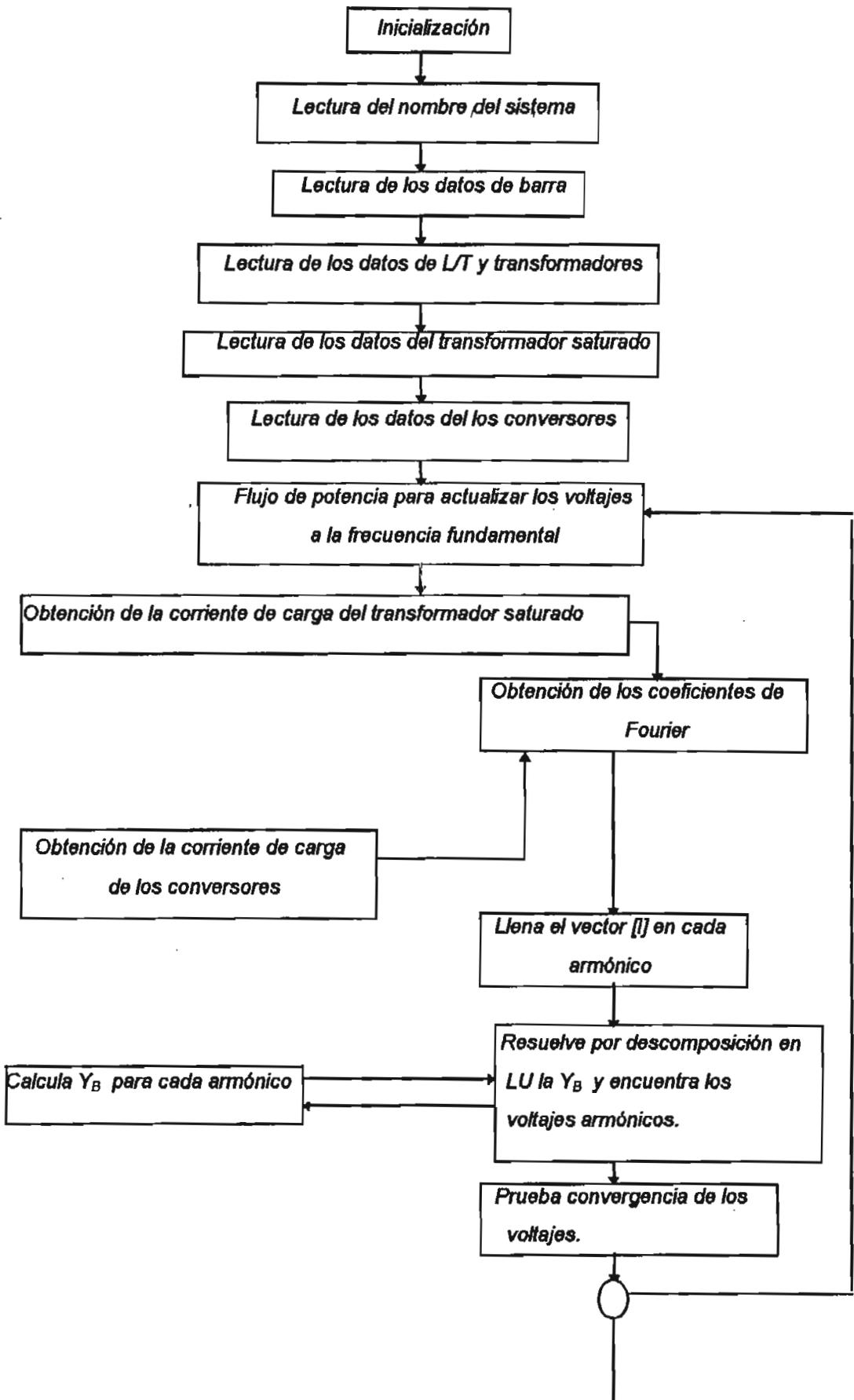
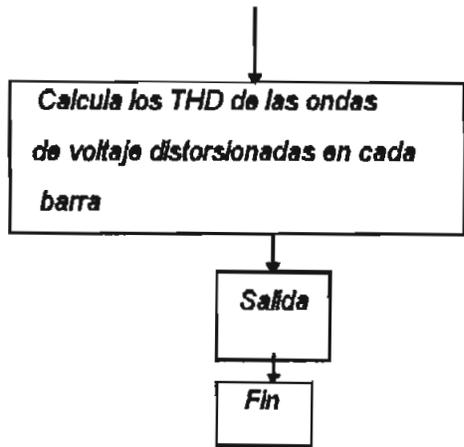


Diagrama de Bloque del Módulo 3 La Transformada Rápida de Fourier



Estructura en Bloque de PROPARM





Resultados del Programa para el CASO A.

0*****

* 1 *

SISTEMA STAGG EL ABIAD 5 BARRAS

0*****

* 4 *

1	2	2.00	6.000	6.00	0.046	75.
1	3	8.00	24.00	5.00	0.046	300.
2	3	6.00	18.00	4.00	0.046	225.
2	4	6.00	18.00	4.00	0.046	225.
2	5	4.00	12.00	3.00	0.046	150.
3	4	1.00	3.00	2.00	0.046	37.5
4	5	8.00	24.00	5.00	0.046	300.

9999

0*****

* 5 *

1	2	BARRA OSCILA	1.06	0.0	138.	5.0
2	0	BARRA PQ	1.00	0.0	40.0	30.0
3	0	BARRA PQ	1.00	0.0	0.00	0.00
4	0	BARRA PQ	1.00	0.0	0.00	0.00
5	0	BARRA PQ	1.00	0.0	0.00	0.00

9999

0*****

* 6 *

3.	473	25.	35.0	2.5
4.	630	15.	45.0	2.5

9999

* 11 *

0 PROGRESS OF CONVERGENCE

ITER BUSES OUT OF TOL. TOTAL ABSOLUTE MISMATCH
NO. ANGLE V-MAG ANGLE V-MAG P(MW) Q(MVAR)

ITER	BUSES OUT OF TOL.	NO.	ANGLE	V-MAG	ANGLE	V-MAG	P(MW)	Q(MVAR)
1	4	4	0.278	0.085	182.500	176.942		
2	4	3	0.038	0.009	33.620	33.580		
3	2	1	0.003	0.001	11.275	4.865		
4	0	0	0.001	0.000	2.107	0.559		

0 PROGRESS OF CONVERGENCE

ITER BUSES OUT OF TOL. TOTAL ABSOLUTE MISMATCH
NO. ANGLE V-MAG ANGLE V-MAG P(MW) Q(MVAR)

ITER	BUSES OUT OF TOL.	NO.	ANGLE	V-MAG	ANGLE	V-MAG	P(MW)	Q(MVAR)
1	4	4	0.198	0.106	74.669	58.491		
2	4	4	0.054	0.017	25.376	9.397		
3	0	2	0.000	0.002	1.449	1.157		
4	0	0	0.001	0.000	0.512	0.188		

0 PROGRESS OF CONVERGENCE

ITER BUSES OUT OF TOL. TOTAL ABSOLUTE MISMATCH
NO. ANGLE V-MAG ANGLE V-MAG P(MW) Q(MVAR)

ITER	BUSES OUT OF TOL.	NO.	ANGLE	V-MAG	ANGLE	V-MAG	P(MW)	Q(MVAR)
1	4	4	0.082	0.042	31.316	19.948		
2	4	2	0.007	0.002	4.879	2.356		
3	0	0	0.000	0.000	0.570	0.224		

CORRIENTE EN EL CONVERSION BARRA 3

ANGULO	MAGNITUD
0.000000	-0.328869
0.049087	-0.277962
0.098175	-0.231345

ANGULO DE CONMUTACION 0.5411 CONVERSION BARRA 3

0.000000	-0.328869
0.049087	-0.277962
0.098175	-0.231345

0.147262	-0.189865
0.196350	-0.152851
0.245437	-0.117459
0.294524	-0.078513
0.343612	-0.028958
0.392699	0.000000
0.441786	0.000000
0.490874	0.000000
0.539961	0.000000
0.589049	0.000000
0.638136	0.000000
0.687223	0.000000
0.736311	0.000000
0.785398	0.000000
0.834486	0.000000
0.883573	0.012110
0.932660	0.067041
0.981748	0.122120
1.030835	0.176360
1.079923	0.228367
1.129010	0.276560
1.178098	0.319769
1.227185	0.358072
1.276272	0.393541
1.325360	0.430595
1.374447	0.475754
1.423535	0.522891
1.472622	0.522891
1.521709	0.522891
1.570797	0.522891
1.619884	0.522891
1.668972	0.522891
1.718059	0.522891
1.767146	0.522891
1.816234	0.522891
1.865321	0.522891
1.914408	0.522891
1.963495	0.522891
2.012583	0.522891
2.061670	0.522891
2.110758	0.522891
2.159845	0.522891
2.208932	0.522891
2.258019	0.522891
2.307107	0.522891
2.356194	0.522891
2.405282	0.522891
2.454369	0.522891
2.503456	0.522891
2.552544	0.522891

2.601631	0.522891
2.650718	0.522891
2.699805	0.522891
2.748893	0.522891
2.797980	0.522891
2.847068	0.522891
2.896155	0.522891
2.945242	0.522891
2.994330	0.492536
3.043417	0.437467
3.092505	0.382538
3.141592	0.328870
3.190679	0.277963
3.239767	0.231346
3.288854	0.189866
3.337941	0.152852
3.387028	0.117460
3.436116	0.078514
3.485203	0.028959
3.534291	0.000000
3.583378	0.000000
3.632465	0.000000
3.681553	0.000000
3.730640	0.000000
3.779727	0.000000
3.828815	0.000000
3.877902	0.000000
3.926989	0.000000
3.976077	0.000000
4.025164	-0.012108
4.074251	-0.067040
4.123339	-0.122118
4.172426	-0.176357
4.221513	-0.228365
4.270601	-0.276558
4.319688	-0.319767
4.368775	-0.358071
4.417862	-0.393539
4.466950	-0.430593
4.516037	-0.475752
4.565125	-0.522891
4.614212	-0.522891
4.663299	-0.522891
4.712387	-0.522891
4.761474	-0.522891
4.810561	-0.522891
4.859649	-0.522891
4.908736	-0.522891
4.957823	-0.522891
5.006911	-0.522891

5.055998	-0.522891
5.105085	-0.522891
5.154173	-0.522891
5.203260	-0.522891
5.252347	-0.522891
5.301435	-0.522891
5.350522	-0.522891
5.399610	-0.522891
5.448697	-0.522891
5.497784	-0.522891
5.546871	-0.522891
5.595959	-0.522891
5.645046	-0.522891
5.694133	-0.522891
5.743221	-0.522891
5.792308	-0.522891
5.841395	-0.522891
5.890483	-0.522891
5.939570	-0.522891
5.988657	-0.522891
6.037745	-0.522891
6.086832	-0.522891
6.135920	-0.492539
6.185007	-0.437470
6.234094	-0.382542

C

OBTENCIÓN DE LOS ESPECTROS DE POTENCIA Y FASE ORDENADOS

+

ARMONICO ESPECTRO DE POTENCIA ESPECTRO DE FASE

ARMONICO	ESPECTRO DE POTENCIA	ESPECTRO DE FASE
0	0.0000	0.00
1	0.5690	-2.18
2	0.0000	-2.22
3	0.0001	1.43
4	0.0000	2.16
5	0.0809	-1.44
6	0.0000	-1.18
7	0.0386	-2.61
8	0.0000	-2.35
9	0.0001	0.28
10	0.0000	-2.23
11	0.0049	-0.52
12	0.0000	-2.04

13	0.0081	-0.73
14	0.0000	-1.52
15	0.0001	3.13
16	0.0000	-2.07
17	0.0084	0.19
18	0.0000	-0.47
19	0.0058	-1.07
20	0.0000	-1.17
21	0.0001	2.05
22	0.0000	-0.81
23	0.0006	-2.78
24	0.0000	-0.92
25	0.0024	1.71
26	0.0000	-1.35
27	0.0002	-1.39
28	0.0000	-0.37
29	0.0031	2.32
30	0.0000	-1.35
31	0.0021	0.94
32	0.0000	0.63
33	0.0001	-2.40
34	0.0000	0.06
35	0.0004	-0.78
36	0.0000	0.26
37	0.0012	-2.59
38	0.0000	-0.62
39	0.0002	0.44
40	0.0000	1.12
41	0.0015	-1.94
42	0.0000	-0.30
43	0.0009	2.78
44	0.0000	-1.82
45	0.0002	-0.52
46	0.0000	-1.98
47	0.0003	1.09
48	0.0000	2.14
49	0.0006	-0.76
50	0.0000	-0.60
51	0.0004	2.33
52	0.0000	-2.24
53	0.0009	0.05
54	0.0000	0.58
55	0.0005	-1.95
56	0.0000	-0.84
57	0.0002	1.39
58	0.0000	0.01
59	0.0002	2.98
60	0.0000	-0.50
61	0.0004	0.76
62	0.0000	0.18

63	0.0005	-2.02
64	0.0000	0.00

CORRIENTE EN EL CONVERTOR BARRA 4

ANGULO	MAGNITUD
--------	----------

ANGULO DE CONMUTACION 0.8029 CONVERTOR BARRA 4

0.000000	-0.349551
0.049087	-0.312037
0.098175	-0.277871
0.147262	-0.247855
0.196350	-0.221817
0.245437	-0.197075
0.294524	-0.170284
0.343612	-0.135798
0.392699	-0.087537
0.441786	-0.019950
0.490874	0.000000
0.539961	0.000000
0.589049	0.000000
0.638136	0.000000
0.687223	0.000000
0.736311	0.024018
0.785398	0.059041
0.834486	0.096875
0.883573	0.136237
0.932660	0.176414
0.981748	0.216864
1.030835	0.256828
1.079923	0.295175
1.129010	0.330585
1.178098	0.362014
1.227185	0.389373
1.276272	0.414130
1.325360	0.439629
1.374447	0.470882
1.423535	0.513884
1.472622	0.574498
1.521709	0.619405
1.570797	0.619405
1.619884	0.619405
1.668972	0.619405
1.718059	0.619405
1.767146	0.619405
1.816234	0.619405
1.865321	0.619405
1.914408	0.619405

1.963495	0.619405
2.012583	0.619405
2.061670	0.619405
2.110758	0.619405
2.159845	0.619405
2.208932	0.619405
2.258019	0.619405
2.307107	0.619405
2.356194	0.619405
2.405282	0.619405
2.454369	0.619405
2.503456	0.619405
2.552544	0.619405
2.601631	0.619405
2.650718	0.619405
2.699805	0.619405
2.748893	0.619405
2.797980	0.616199
2.847068	0.584138
2.896155	0.547988
2.945242	0.509536
2.994330	0.469841
3.043417	0.429508
3.092505	0.389118
3.141592	0.349551
3.190679	0.312038
3.239767	0.277872
3.288854	0.247856
3.337941	0.221618
3.387028	0.197076
3.436116	0.170284
3.485203	0.135799
3.534291	0.087539
3.583378	0.019952
3.632465	0.000000
3.681553	0.000000
3.730640	0.000000
3.779727	0.000000
3.828815	0.000000
3.877902	-0.024014
3.926989	-0.059040
3.976077	-0.096874
4.025164	-0.136235
4.074251	-0.176413
4.123339	-0.216862
4.172426	-0.256826
4.221513	-0.295173
4.270601	-0.330583
4.319688	-0.362013
4.368775	-0.389372

4.417862	-0.414128
4.466950	-0.439826
4.516037	-0.470880
4.565125	-0.513881
4.614212	-0.574492
4.663299	-0.619405
4.712387	-0.619405
4.761474	-0.619405
4.810561	-0.619405
4.859649	-0.619405
4.908736	-0.619405
4.957823	-0.619405
5.006911	-0.619405
5.055998	-0.619405
5.105085	-0.619405
5.154173	-0.619405
5.203260	-0.619405
5.252347	-0.619405
5.301435	-0.619405
5.350522	-0.619405
5.399610	-0.619405
5.448697	-0.619405
5.497784	-0.619405
5.546871	-0.619405
5.595959	-0.619405
5.645046	-0.619405
5.694133	-0.619405
5.743221	-0.619405
5.792308	-0.619405
5.841395	-0.619405
5.890483	-0.619405
5.939570	-0.616201
5.988657	-0.584139
6.037745	-0.547989
6.086832	-0.509539
6.135920	-0.469843
6.185007	-0.429511
6.234094	-0.389121

C

OBTENCION DE LOS ESPECTROS DE POTENCIA Y FASE ORDENADOS

+

ARMONICO ESPECTRO DE POTENCIA ESPECTRO DE FASE

0	0.0000	0.00
1	0.6624	-2.17
2	0.0000	-2.29
3	0.0001	-1.55
4	0.0000	2.76
5	0.0529	-1.38
6	0.0000	-1.67
7	0.0037	-1.72
8	0.0000	-1.95
9	0.0000	2.30
10	0.0000	-1.63
11	0.0183	1.00
12	0.0000	1.26
13	0.0111	-0.42
14	0.0000	-0.57
15	0.0001	0.49
16	0.0000	0.14
17	0.0067	-1.76
18	0.0000	-0.78
19	0.0073	2.98
20	0.0000	-2.51
21	0.0001	-2.59
22	0.0000	-0.83
23	0.0023	2.53
24	0.0000	-2.09
25	0.0028	0.05
26	0.0000	-0.44
27	0.0001	0.67
28	0.0000	-0.46
29	0.0025	0.03
30	0.0000	-0.27
31	0.0011	-2.08
32	0.0000	-1.33
33	0.0001	-1.26
34	0.0000	-0.15
35	0.0020	-3.02
36	0.0000	-2.18
37	0.0013	1.84
38	0.0000	1.49
39	0.0002	2.45
40	0.0000	-1.58
41	0.0011	0.24
42	0.0000	0.50
43	0.0012	-1.23
44	0.0000	-0.87
45	0.0003	-0.67
46	0.0000	-0.44
47	0.0005	-2.11
48	0.0000	-0.89
49	0.0006	1.84

50	0.0000	1.22
51	0.0002	2.61
52	0.0000	-0.30
53	0.0006	1.87
54	0.0000	1.62
55	0.0000	-2.31
56	0.0000	-0.19
57	0.0002	0.53
58	0.0000	1.25
59	0.0007	-1.17
60	0.0000	-0.48
61	0.0004	-1.51
62	0.0000	-2.06
63	0.0004	-2.02
64	0.0000	0.00

0 PROGRESS OF CONVERGENCE

ITER BUSES OUT OF TOL. TOTAL ABSOLUTE MISMATCH
 NO. ANGLE V-MAG ANGLE V-MAG P(MW) Q(MVAR)

1	4	4	0.011	0.015	4.280	6.615
2	4	2	0.004	0.002	2.469	1.272
3	0	0	0.000	0.000	0.277	0.136

VOLTAJE EN LAS BARRAS PARA CADA ARMONICO

BARRA	ARMONICO	MAGNITUD	FASE
1	1	0.1499066E+01	-84.282
1	2	0.4343098E-06	-55.917
1	3	0.2316629E-03	163.575
1	4	0.3877392E-06	87.632
1	5	0.2043369E+00	-179.938
1	6	0.1119813E-05	-71.095
1	7	0.1328865E+00	57.764
1	8	0.4939977E-06	147.409
1	9	0.2890030E-03	-76.192
1	10	0.2333742E-06	-117.876
1	11	0.2705440E-01	81.896
1	12	0.2638869E-06	128.316
1	13	0.1441078E-01	-22.775
1	14	0.7631341E-07	0.000
1	15	0.1608980E-03	110.896
1	16	0.8027384E-09	0.000
1	17	0.5377321E-04	-50.652

1	18	0.7196722E-09	0.000
1	19	0.3822110E-04	-164.077
1	20	0.8785107E-09	0.000
1	21	0.2175641E-05	-43.721
1	22	0.8191924E-09	0.000
1	23	0.2805975E-04	95.049
1	24	0.6876977E-09	0.000
1	25	0.1454129E-04	-161.170
1	26	0.5668036E-09	0.000
1	27	0.2647463E-06	-55.714
1	28	0.5951406E-10	0.000
1	29	0.2079132E-05	-29.263
1	30	0.4401376E-10	0.000
1	31	0.1419116E-05	-142.096
1	32	0.5247629E-10	0.000
1	33	0.2597152E-06	0.595
1	34	0.6938798E-10	0.000
1	35	0.4353159E-05	146.547
1	36	0.1234824E-09	0.000
1	37	0.5417387E-05	16.821
1	38	0.2013182E-10	0.000
1	39	0.6338758E-07	0.000
1	40	0.1244397E-09	0.000
1	41	0.1237792E-04	82.481
1	42	0.3761913E-09	0.000
1	43	0.5108479E-05	-138.007
1	44	0.2157940E-09	0.000
1	45	0.6692878E-06	-12.485
1	46	0.4858745E-10	0.000
1	47	0.1642396E-05	178.565
1	48	0.8685320E-10	0.000
1	49	0.5278345E-06	47.357
1	50	0.3185199E-10	0.000
1	51	0.1174788E-06	0.000
1	52	0.2395775E-10	0.000
1	53	0.2640470E-06	-101.637
1	54	0.2754065E-10	0.000
1	55	0.3543133E-06	128.938
1	56	0.5833430E-10	0.000
1	57	0.5198466E-06	-84.523
1	58	0.4149584E-10	0.000
1	59	0.1167448E-05	135.137
1	60	0.1203429E-09	0.000
1	61	0.1285773E-05	-16.351
1	62	0.2735716E-09	0.000
1	63	0.2367931E-05	153.850
1	64	0.5662375E-08	0.000
2	1	0.1480742E+01	-89.740
2	2	0.4505837E-06	-57.168
2	3	0.2445254E-03	161.938

2	4	0.4140992E-06	85.420
2	5	0.2204506E+00	-182.504
2	6	0.1218590E-05	-74.075
2	7	0.1455577E+00	54.342
2	8	0.5435371E-06	143.452
2	9	0.3171095E-03	-80.203
2	10	0.2566448E-06	-122.383
2	11	0.2981464E-01	76.902
2	12	0.2907897E-06	122.705
2	13	0.1572065E-01	-28.602
2	14	0.8280900E-07	0.000
2	15	0.1651181E-03	104.070
2	16	0.8645211E-09	0.000
2	17	0.5693360E-04	-57.684
2	18	0.7693937E-09	0.000
2	19	0.3918002E-04	-168.582
2	20	0.8243680E-09	0.000
2	21	0.1711983E-05	-45.408
2	22	0.4746633E-09	0.000
2	23	0.2188285E-04	122.234
2	24	0.2131752E-09	0.000
2	25	0.5372328E-05	147.525
2	26	0.5846848E-09	0.000
2	27	0.6921195E-06	-175.667
2	28	0.2863432E-09	0.000
2	29	0.1172555E-05	103.617
2	30	0.4803932E-10	0.000
2	31	0.7024499E-06	65.453
2	32	0.1486565E-09	0.000
2	33	0.2595268E-06	28.850
2	34	0.5748253E-10	0.000
2	35	0.2232392E-05	56.612
2	36	0.4184360E-10	0.000
2	37	0.4169717E-05	12.998
2	38	0.8965688E-11	0.000
2	39	0.3978588E-07	0.000
2	40	0.5449681E-10	0.000
2	41	0.4105104E-05	84.777
2	42	0.9360673E-10	0.000
2	43	0.1021589E-05	-148.622
2	44	0.2325007E-10	0.000
2	45	0.4000351E-07	0.000
2	46	0.1680726E-11	0.000
2	47	0.3805060E-06	-115.026
2	48	0.3448295E-10	0.000
2	49	0.4213222E-06	109.911
2	50	0.2880897E-10	0.000
2	51	0.9388194E-07	0.000
2	52	0.2160483E-10	0.000
2	53	0.2577672E-06	-92.007

2	54	0.2415016E-10	0.000
2	55	0.2651592E-08	133.658
2	56	0.3550342E-10	0.000
2	57	0.2285041E-08	-76.161
2	58	0.2056562E-10	0.000
2	59	0.7288170E-08	126.321
2	60	0.8823037E-10	0.000
2	61	0.1191048E-05	-22.611
2	62	0.2559186E-09	0.000
2	63	0.2458929E-05	150.019
2	64	0.6714021E-08	0.000
3	1	0.1459573E+01	-95.000
3	2	0.5333531E-06	-55.508
3	3	0.3015947E-03	164.954
3	4	0.5308510E-06	90.646
3	5	0.2883301E+00	-175.898
3	6	0.1600017E-05	-65.761
3	7	0.1883702E+00	64.560
3	8	0.6922569E-06	156.048
3	9	0.3958504E-03	-67.100
3	10	0.3028582E-06	-106.660
3	11	0.3251645E-01	95.612
3	12	0.2889706E-08	145.381
3	13	0.1429079E-01	-3.567
3	14	0.6325538E-07	0.000
3	15	0.1366011E-03	134.769
3	16	0.5041053E-09	0.000
3	17	0.2332309E-04	-2.616
3	18	0.1699403E-09	0.000
3	19	0.6832071E-05	-58.970
3	20	0.2719097E-09	0.000
3	21	0.1912285E-06	58.771
3	22	0.1854420E-09	0.000
3	23	0.1360482E-04	-36.857
3	24	0.3859467E-10	0.000
3	25	0.7624320E-05	-45.391
3	26	0.5921818E-09	0.000
3	27	0.3575555E-06	14.264
3	28	0.7962139E-10	0.000
3	29	0.3421783E-05	-64.813
3	30	0.1259208E-09	0.000
3	31	0.4907033E-05	-152.749
3	32	0.6227498E-10	0.000
3	33	0.6140982E-06	-18.132
3	34	0.3048169E-09	0.000
3	35	0.1449038E-04	156.417
3	36	0.3071491E-09	0.000
3	37	0.6425042E-05	21.846
3	38	0.5003928E-10	0.000
3	39	0.2054421E-06	-133.304

3	40	0.7717143E-10	0.000
3	41	0.4897761E-05	93.161
3	42	0.1228983E-09	0.000
3	43	0.2490672E-05	-9.162
3	44	0.1431626E-09	0.000
3	45	0.7979009E-06	133.456
3	46	0.8157405E-10	0.000
3	47	0.4781734E-05	6.873
3	48	0.3600722E-09	0.000
3	49	0.4231775E-05	-102.000
3	50	0.3494630E-09	0.000
3	51	0.1654068E-05	34.613
3	52	0.2678458E-09	0.000
3	53	0.5547861E-05	-113.807
3	54	0.4233666E-09	0.000
3	55	0.3228381E-05	111.232
3	56	0.3111297E-09	0.000
3	57	0.1528746E-05	-134.111
3	58	0.1230029E-09	0.000
3	59	0.4620524E-05	113.853
3	60	0.5689210E-09	0.000
3	61	0.6565430E-05	-26.651
3	62	0.1531132E-08	0.000
3	63	0.1361209E-04	147.146
3	64	0.3204145E-07	0.000
4	1	0.1458966E+01	-95.662
4	2	0.5347945E-06	-55.790
4	3	0.3081377E-03	164.950
4	4	0.5378940E-06	89.257
4	5	0.2917870E+00	-176.844
4	6	0.1626966E-05	-66.703
4	7	0.1936946E+00	63.525
4	8	0.7127423E-06	154.367
4	9	0.3974506E-03	-65.327
4	10	0.3125586E-06	-104.794
4	11	0.3520535E-01	97.808
4	12	0.3299039E-06	147.159
4	13	0.1658263E-01	1.983
4	14	0.8498681E-07	0.000
4	15	0.1296342E-03	150.718
4	16	0.8105431E-09	0.000
4	17	0.5357728E-04	4.979
4	18	0.8170050E-09	0.000
4	19	0.4148863E-04	-80.913
4	20	0.6467959E-09	0.000
4	21	0.1487189E-05	93.470
4	22	0.4618142E-09	0.000
4	23	0.5114316E-04	-97.520
4	24	0.1230083E-08	0.000
4	25	0.2382306E-04	110.590

4	26	0.4028706E-10	0.000
4	27	0.9133475E-06	-126.435
4	28	0.1113842E-09	0.000
4	29	0.4029941E-05	130.930
4	30	0.1509988E-09	0.000
4	31	0.4681284E-05	26.390
4	32	0.2687546E-09	0.000
4	33	0.1102747E-05	173.292
4	34	0.2167104E-09	0.000
4	35	0.1231645E-04	-37.668
4	36	0.3232444E-09	0.000
4	37	0.2242997E-05	39.171
4	38	0.6095952E-10	0.000
4	39	0.3694537E-06	26.452
4	40	0.1104979E-09	0.000
4	41	0.2171009E-05	157.811
4	42	0.1564195E-09	0.000
4	43	0.3191491E-05	77.045
4	44	0.2443095E-09	0.000
4	45	0.1011759E-05	-122.045
4	46	0.1048158E-09	0.000
4	47	0.4612232E-05	52.660
4	48	0.4165269E-09	0.000
4	49	0.4765057E-05	-75.380
4	50	0.4463182E-09	0.000
4	51	0.2102346E-05	91.273
4	52	0.2628588E-09	0.000
4	53	0.5866184E-05	-91.223
4	54	0.5505752E-09	0.000
4	55	0.4122629E-05	129.806
4	56	0.3921072E-09	0.000
4	57	0.1599231E-05	-83.170
4	58	0.1292742E-09	0.000
4	59	0.5005908E-05	117.222
4	60	0.6125269E-09	0.000
4	61	0.8807763E-05	-24.404
4	62	0.1590841E-08	0.000
4	63	0.1431792E-04	150.812
4	64	0.3812359E-07	0.000
5	1	0.1441653E+01	-94.203
5	2	0.4663402E-06	-61.767
5	3	0.2588953E-03	155.365
5	4	0.4459534E-06	76.532
5	5	0.2415172E+00	-193.355
5	6	0.1359101E-05	-87.004
5	7	0.1652175E+00	39.266
5	8	0.6278641E-06	126.049
5	9	0.3690092E-03	-99.262
5	10	0.3045551E-06	-143.779
5	11	0.3617331E-01	53.160

5	12	0.3606733E-06	96.359
5	13	0.1963653E-01	-57.107
5	14	0.1047163E-06	0.000
5	15	0.1966756E-03	69.299
5	18	0.1166502E-08	0.000
5	17	0.7615647E-04	-95.692
5	18	0.1073922E-08	0.000
5	19	0.5208571E-04	153.352
5	20	0.9459242E-09	0.000
5	21	0.1010659E-05	-76.902
5	22	0.3564995E-09	0.000
5	23	0.4053044E-04	129.952
5	24	0.1104710E-08	0.000
5	25	0.2525844E-04	-18.856
5	26	0.1710771E-09	0.000
5	27	0.9102802E-08	100.212
5	28	0.9418930E-10	0.000
5	29	0.2543925E-05	155.271
5	30	0.5554654E-10	0.000
5	31	0.1707174E-05	32.427
5	32	0.7176921E-10	0.000
5	33	0.3453978E-06	164.239
5	34	0.9328885E-10	0.000
5	35	0.4743998E-05	-43.183
5	36	0.1133205E-09	0.000
5	37	0.2766347E-05	-4.073
5	38	0.3109683E-10	0.000
5	39	0.2033056E-06	-8.281
5	40	0.9859049E-10	0.000
5	41	0.4526827E-05	51.586
5	42	0.7401586E-10	0.000
5	43	0.1472941E-05	47.585
5	44	0.1404979E-09	0.000
5	45	0.7098562E-06	142.960
5	46	0.6571041E-10	0.000
5	47	0.1765800E-05	-77.499
5	48	0.1226873E-09	0.000
5	49	0.9600689E-06	139.104
5	50	0.6620749E-10	0.000
5	51	0.2105346E-06	-36.808
5	52	0.1832118E-10	0.000
5	53	0.4787470E-06	-97.413
5	54	0.5950407E-10	0.000
5	55	0.7439650E-06	138.389
5	56	0.1184059E-09	0.000
5	57	0.8205625E-06	-51.923
5	58	0.6582815E-10	0.000
5	59	0.1998193E-05	128.770
5	60	0.2100184E-09	0.000
5	61	0.2736524E-05	-23.883

5	62	0.4758312E-09	0.000
5	63	0.4176276E-05	145.245
5	64	0.1097635E-07	0.000

*** DISTORSION ARMONICA TOTAL ***

N. DE BARRA THD %

1	16.39
2	17.98
3	23.76
4	24.15
5	20.50