# PROPAGACIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

**Marco P. Alzamora A., Ing.**
**CENTRO NACIONAL DE CONTROL DE ENERGIA (CENACE) INECEL**

**Jesús A. Játiva , Ph.D.**
**ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## RESUMEN

En este trabajo se desarrolla una herramienta computacional para el análisis de la propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia mediante la inclusión de elementos no lineales en la formulación del flujo de potencia. Se simula el efecto que tienen los conversores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados y el efecto de la saturación de transformadores considerándolos como inyecciones de armónicos, Se analiza la propagación de estos en todo el sistema y su repercusión en las formas de onda de los voltajes de barra.

## ABSTRACT

A computational tool for the analysis of harmonic propagation in electrical power systems has been developed by means of including nonlinear elements in the power flow algorithm. Line commutated six pulse bridge rectifier and transformer saturation effects have been simulated. Harmonic propagation into the overall power system and its rebound in the bus voltage waveform is analyzed.

## INTRODUCCIÓN

El estudio de la propagación de armónicos en sistemas eléctricos de potencia ha crecido substancialmente en importancia en los últimos años, debido al continuo aumento de cargas no lineales conectadas a la red. Las cargas no lineales 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, HVDC, de oficina y alumbrado son cada día mas comunes siendo estas aplicaciones las causantes de la distorsión de las ondas de voltaje y corriente en la red.

En un sistema de potencia, los armónicos se combinan con la frecuencia fundamental distorsionándola. Asi en la practica es muy difícil encontrar una sinusoide 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 comerciales para análisis de propagación de armónicos disponibles tales como HARMFLO, CYMHARMO, V´HARM y Q´HARM. El flujo de potencia empleado en estos incluyen las técnicas de Newton-Raphson formal y desacoplado rápido. El método utilizado en este trabajo emplea la técnica del desacoplado rápido, junto con la modelación de cargas no lineales: conversores 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 conversores AC/DC de seis pulsos totalmente controlados y a los efectos de la saturación de transformadores.

## 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 tanto a la frecuencia fundamental como a la de los armónicos, figura (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

$$[Y]\,[V] = [I] \qquad (1)$$

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.

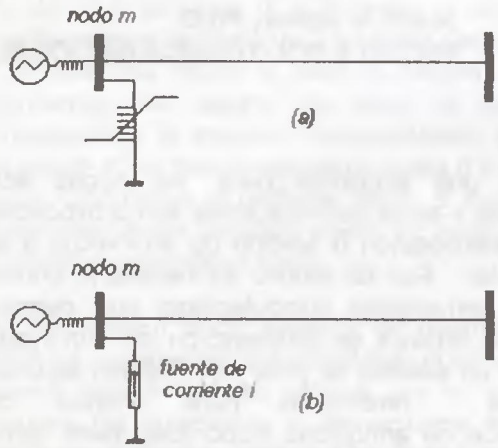


Fig. 1 Reemplazo de Inductancias No Lineales por Fuentes de Corriente (a) Red con Inductancia Lineal, (b) Red con Fuentes de Corriente

El flujo de potencia tradicional 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

$$v(t) = |V|\cos(\omega_1 t + \phi) \qquad (2)$$

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

$$\varphi(t) = \frac{|V|}{\omega_1} sin(\omega_1 t + \phi) \qquad (3)$$

Con $\varphi(t)$ conocido, un ciclo completo de la curva de distorsión i(t) se genera punto por punto con la curva $\varphi/i$, figura (2). Si se desprecia el lazo de histéresis, entonces es suficiente utilizar un cuarto de ciclo de $\varphi(t)$, para generar un medio ciclo de i(t) y puesto que i(t) es simétrica cada medio ciclo, la segunda mitad de la curva i(t) es el negativo de la primera mitad en cada ciclo.

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

$$i(t) = \sum_{n=1}^{k} |I_n| sin(\omega_n t + \phi_n) \qquad (4)$$

con $\omega_n = n\omega_1$ la frecuencia angular de la n-ésima armónica.

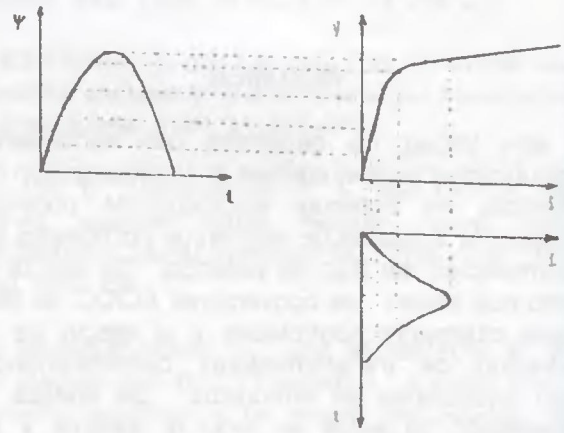


Fig. 2 Generación de i(t) Mediante $\varphi(t)$

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 (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 (1). Otras fuentes de corriente armónica como los conversores 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 su solución se halla con el flujo de potencia, los 63 armónicos restantes requieren de 63 soluciones del sistema de ecuaciones (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 $w_n$ L y $w_n$ C.

Una vez que los voltajes se han 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 $|V_1|e^{j\phi_1}$, $|V_3|e^{j\phi_3}$, $etc.$,

$$\varphi(t) = \sum_{n=1}^{k} \frac{|V_n|}{\omega_n} sin(\omega_n t + \phi_n) \qquad (5)$$

Con $\varphi(t)$ conocido, i(t) se genera nuevamente punto por punto como se muestra en la figura (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 (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. Usualmente se requieren tres iteraciones son usualmente requeridas para obtener las corrientes armónicas con una aproximación de +/- 5%.

## CONVERSOR AC/DC DE 6 PULSOS TOTALMENTE CONTROLADO

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

- El ángulo de traslape $\mu$ es tal que $0^o \langle \mu \langle 60^o$.
- Las pérdidas en el conversor son despreciables. ' -La corriente rectificada Id es libre de rizado.
- La potencia real, "P" suministrada por el conversor y el ángulo de disparo "$\alpha$" 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°).

El circuito de la figura (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 Ld y Lc.

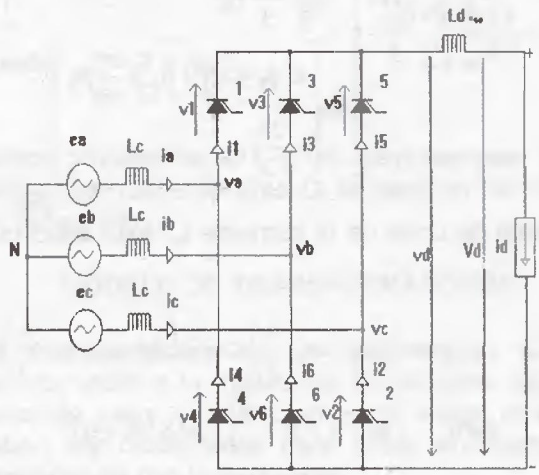


Fig. 4 Circuito Esquemático para Análisis de un Conversor AC/DC

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.

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

$$V_d = V_{d2} - \Delta V \qquad (6)$$

donde

$$V_{d2pu} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi\beta} \sum_{k=1}^{n} \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} sin\left(\frac{\pi}{3}\delta_k\right) \left\{ \begin{array}{l} sin\left[k(\phi_2+\alpha)+\theta_k-\frac{\pi}{3}\delta_k\right] \\ -sin\left[k(\phi_1+\alpha)+\theta_k-\frac{\pi}{3}\delta_k\right] \end{array} \right\} \qquad (7)$$

$$\Delta V_{pu} = \frac{\sqrt{6}}{\pi\beta} \sum_{k=1}^{n} \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} sin\left(\frac{\pi}{3}\delta_k\right) \left\{ \begin{array}{l} sin\left[k(\phi_1+\alpha)+\theta_k+\frac{\pi}{3}\delta_k\right] - \\ sin\left[k(\phi_1+\alpha+\mu)+\theta_k+\frac{\pi}{3}\delta_k\right] \end{array} \right\} \qquad (8)$$

En realidad $V_{d2}$ es el voltaje dc medio con $\mu = 0$ y $\alpha \neq 0$ y $\Delta V$ representa la reducción del voltaje medio debido al traslape durante la conmutación.

La corriente constante $I_d$ esta dada por[5]:

$$I_{d\,pu} = \frac{\sqrt{2}\beta}{2X_{pu}} \sum_{k=1}^{n} \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \left\{ \cos\left[ k(\phi_1 + \alpha + \mu) + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k \right] - \cos\left[ k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k \right] \right\} \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned}
i_a &= -I_d + i_2 \quad para \quad \left(\phi_1 + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) \le wt \le \left(\phi_1 + \alpha + \mu - \frac{\pi}{3}\right) \\
&= 0 \quad para \quad \left(\phi_1 + \alpha + \mu - \frac{\pi}{3}\right) \le wt \le (\phi_1 + \alpha) \\
&= i_1 \quad para \quad (\phi_1 + \alpha) \le wt \le (\phi_1 + \alpha + \mu) \\
&= I_d \quad para \quad (\phi_1 + \alpha + \mu) \le wt \le \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= I_d - i \quad para \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \le wt \le \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} + \mu\right) \\
&= 0 \quad para \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{2\pi}{3} + \mu\right) \le wt \le (\phi_1 + \alpha + \pi) \\
&= -i_1 \quad para \quad (\phi_1 + \alpha + \pi) \le wt \le (\phi_1 + \alpha + \mu + \pi) \\
&= -I_d \quad para \quad (\phi_1 + \alpha + \mu + \pi) \le wt \le \left(\phi_1 + \alpha + \frac{5\pi}{3}\right) \\
&= -I_d + i_3 \quad para \quad \left(\phi_1 + \alpha + \frac{5\pi}{3}\right) \le wt \le \left(\phi_1 + \alpha + \mu + \frac{5\pi}{3}\right)
\end{aligned} \quad (10)$$

donde

$$i_{1\,pu} = \frac{\sqrt{2}}{2X_{pu}} \sum_{k=1}^{n} \frac{E_{pu}^{(k)}}{k} \left\{ \cos\left( kwt + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k \right) - \cos\left[ k(\phi_1 + \alpha) + \theta_k + \frac{\pi}{6}\delta_k + \frac{2\pi}{3}\delta_k \right] \right\} \quad (11)$$

y

$$i = i_1\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) i_2 = i_1\left(wt + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$i_3 = i_1\left(wt - \frac{5\pi}{3}\right) \quad (12)$$

donde: $\theta_k$ ángulo de fase de la l-ésima armónica del voltaje

$\alpha$ ángulo de disparo

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

Vkm voltaje pico línea neutro

$\delta_k =$ 1 secuencia positiva l=1,7,13,....

0 secuencia cero l = 3,6,9,.....

-1 secuencia negativa l = 5,11,17....

$\phi_1 =$ ángulo en el cual $v_a$ llega ser mayor que $v_c$ en el conversor tirfásico

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

Basados en las ecuaciones (6) a (12) se desarrolla un algoritmo computacional para determinar la corriente de ingreso al conversor, el ángulo de conmutación y la potencia reactiva :

1. Se parte de un ángulo de $\mu$ = 60°
2. Disminuye en uno a $\mu$
3. Se calcula $V_d$ e $I_d$ usando las ecuaciones (6) a (12)
4. Sí $V_d$ $I_d$ > P, ir al paso 2.
5. Usando los pasos 2 a 4 se determina $\mu$ con el grado de aproximación que sea requerido tal que $V_d$ $I_d$ = P.
6. Usando la ecuación (10) se obtiene loscoeficientes de Fourier de $i_a$ tal que

$$i_a = \sum_{k=1}^{n} I_{k\,m} \sin(kwt + \gamma_k) \quad (13)$$

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

$$Q_{pu} = \frac{3}{2\pi X_{pu}} \sum_{l} \frac{B_{pu}^{(l)}}{l} \left[ \frac{B_{pu}^{(l)}}{l} \begin{vmatrix} \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \\ \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \\ -\sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \\ \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) + l(\delta - \alpha) \end{vmatrix} + \sum_{k \neq l} \frac{2 B_{pu}^{(k)} \delta_k \delta_l}{(l+k)(l-k)} \begin{vmatrix} k \begin{pmatrix} \sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \\ \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) \\ -\sin(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \\ \cos(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \end{pmatrix} \\ -l \begin{pmatrix} \cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\delta) \\ \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\delta) \\ -\cos(\theta^{(l)} - l\theta^{(1)} + l\alpha) \\ \sin(\theta^{(k)} - k\theta^{(1)} + k\alpha) \end{pmatrix} \end{vmatrix} \right] \quad (14)$$

## MODELO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Las líneas de transmisión se modelan usando parámetros distribuidos, generando un circuito $\pi$ equivalente para cada frecuencia, 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 $w_n$ L y $w_n$ C respectivamente. Una formula aproximada para la evaluación del efecto piel [7] viene dada por,

$$x = \frac{r_{ac}}{r_{dc}} = 0.175\sqrt{\frac{k}{r_{dc}}} + 0.288 \quad (15)$$

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 $r_{dc}$ (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 $\pi$ de la línea de transmisión que tiene la siguiente forma:

$$Z' = Z\frac{\sinh\sqrt{ZY}}{\sqrt{ZY}} \qquad \frac{Y'}{2} = \frac{Y}{2}\frac{\tanh\sqrt{\frac{ZY}{2}}}{\sqrt{\frac{ZY}{2}}} \quad (16)$$

Donde $Z = R + jw_n L$
$Y = G + jw_n C$

Donde obviamente w L y wC cambian para cada frecuencia. Generalmente G es cero en las líneas de transmisión.

## 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. 5 Modelos de Transformadores para Estudios con Armónicos

El modelo escogido para nuestro estudio es el que se presenta en la figura (5) en donde la reactancia tiene una relación simple y directa con la frecuencia dado por $jhX_{60}$ , donde h representa el orden del armónico.

## MODELO DE GENERADORES Y CARGA

En la práctica los niveles de armónicos producidos en un generador sincrónico no son muy significativos y generalmente se asume que estos no producen voltajes armónicos. Por esto los generadores pueden ser modelados mediante una impedancia en los terminales del generador. Se usa a menudo una reactancia lineal derivada de las inductancias subtransitoria o de secuencia negativa se usa a menudo, pues ambas tienen valores similares [9].

$$\Delta P_p^{(1)} = P_p^{espc} - P_p^{calc.(1)}$$
$$\Delta Q_p^{(1)} = Q_p^{espc} - Q_p^{calc.(1)} \qquad (17)$$

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]:

$$\Delta P_p^{(1)} = P_p^{espc} - P_p^{calc.(1)} - P_p^{elemento\,no\,lineal\,(1)}$$
$$\Delta Q_p^{(1)} = Q_p^{espc} - Q_p^{calc.(1)} - Q_p^{elemento\,no\,lineal\,(1)} \qquad (18)$$

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, donde $g_p^{(1)}$ y $h_p^{(1)}$ para un conversor AC/DC de seis pulsos totalmente controlado están dados por las ecuaciones (19) y (20) respectivamente [7]

$$P_{carga\,no\,lineal}^{(1)} = g^{(1)} = \frac{3V_p^{(1)}}{2\pi\ Xc}\left\{ V_p^{(1)}\left[\cos^2\alpha - \cos^2\right] + \sum_{k=2}^{n} \frac{2V_p^{(k)}\delta_k}{(1+k)(1-k)} \left[ k \begin{pmatrix} \cos\delta \\ \cos\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} \\ +k\delta\end{pmatrix} \\ -\cos\alpha \\ \cos\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} \\ +k\alpha\end{pmatrix}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} sin\delta \\ sin\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} \\ +k\delta\end{pmatrix} \\ -sin\alpha \\ sin\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} \\ +k\alpha\end{pmatrix}\end{pmatrix} \right] \right\} \qquad (19)$$

$$Q_{no\,lineal}^{(1)} = h_p^{(1)} = \frac{3V_p^{(1)}}{2\pi\ Xc}\left\{ V_p^{(1)}\begin{bmatrix} sin\alpha\cos\alpha - sin\delta\cos\delta + \\ (\delta - \alpha)\end{bmatrix} + \sum_{k=2}^{n} \frac{2V_p^{(k)}\delta_k}{(1+k)(1-k)} \left[ k \begin{pmatrix} sin\delta \\ \cos\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} \\ +k\delta\end{pmatrix} \\ -sin\alpha \\ \cos\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + \\ k\alpha\end{pmatrix}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\cos\delta \\ sin\begin{pmatrix}\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + \\ k\delta\end{pmatrix} \\ -\cos\alpha \\ sin\left(\theta_p^{(k)} - k\theta_p^{(1)} + k\alpha\right)\end{pmatrix} \right] \right\} \qquad (20)$$

y para un transformador saturado $g_p^{(1)}$ y $h_p^{(1)}$ vienen dados por las ecuaciones (21) y (22) respectivamente

$$P_{no\,lineal\,saturado}^{(1)} = g_p^{(1)} = V_p^{(1)} I_p^{(1)} \cos\left(\theta_p^{(1)} - \gamma_p^{(1)}\right) \qquad (21)$$
$$Q_{no\,lineal\,saturado}^{(1)} = h_p^{(1)} = V_p^{(1)} I_p^{(1)} sin\left(\theta_p^{(1)} - \gamma_p^{(1)}\right) \qquad (22)$$

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

$$\frac{\partial \Delta P_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = -\frac{\partial g_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} - \frac{\partial P_i^{calc\,(1)}}{\partial \theta_i^{)1)}} \qquad (23)$$

$$\frac{\partial \Delta P_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} = -\frac{\partial g_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} - \frac{\partial P_i^{calc\,(1)}}{\partial V_i^{)1)}} V_i^{(1)} \qquad (24)$$

$$\frac{\partial \Delta Q_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} = -\frac{\partial h_i^{(1)}}{\partial \theta_i^{(1)}} - \frac{\partial Q_i^{calcl\,(1)}}{\partial \theta_i^{)1)}} \qquad (25)$$

$$\frac{\partial \Delta Q_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} = -\frac{\partial h_i^{(1)}}{\partial V_i^{(1)}} V_i^{(1)} - \frac{\partial Q_i^{calc\,(1)}}{\partial V_i^{)1)}} V_i^{(1)} \qquad (26)$$

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

ecuaciones se encuentran los voltajes a la frecuencia fundamental.

## ECUACIONES DE EQUILIBRIO DE LA RED PARA LAS FRECUENCIAS ARMÓNICAS

Para los armónicos se resuelve la ecuación de equilibrio de la red con cada frecuencia múltiplo de 60 Hz. $I_B = Y_B \; E_B$ que desarrollándola se transforma en la ecuación (27), 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.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_p^{(K)} \\ \vdots \\ I_{p+m}^{(k)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(K)} & Y_{12}^{(K)} & \cdots & Y_{1n}^{(K)} \\ Y_{21}^{(K)} & Y_{22}^{(K)} & \cdots & Y_{2n}^{(K)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1}^{(K)} & Y_{n2}^{(K)} & \cdots & Y_{nn}^{(K)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^{(K)} \\ V_2^{(K)} \\ \vdots \\ V_n^{(K)} \end{bmatrix}$$

para k = 2,.... (27)

Resolviendo la ecuación (27) 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 (28)

$$f(t) = c_o + c_1 \cos(w_o t + \theta_1) + c_2 \cos(2w_o t + \theta_2) + \ldots + c_n \cos(mw_o t + \theta_n) \qquad (28)$$

obteniéndose la solución final.

## APLICACIONES

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante el programa PROPARM, aplicado al sistema dado en la referencia bibliográfica [5] con el cual se realiza una comparación de resultados dados por Q'HARM y los resultados obtenidos mediante el programa PROPARM.

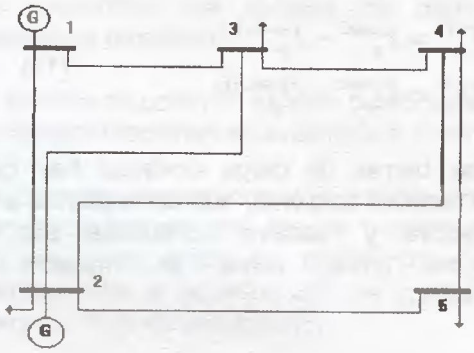


Fig. 10 Sistema de 5 Barras

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

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 la tabla (1) se da los datos del sistema de transmisión. En la tabla (2) se listan los datos de generación del sistema.

**Tabla 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 |

**Tabla 2: Datos de Generación y Carga**

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

Los ángulos de disparo $\alpha$ de los dos conversores de seis pulsos son:
Barra # 3 $\alpha$ = 25°

Barra # 4 $\alpha$ = 15°
Las reactancia de secuencia negativa de los generadores se asume valores típicos del 20%
BETA= 2.5

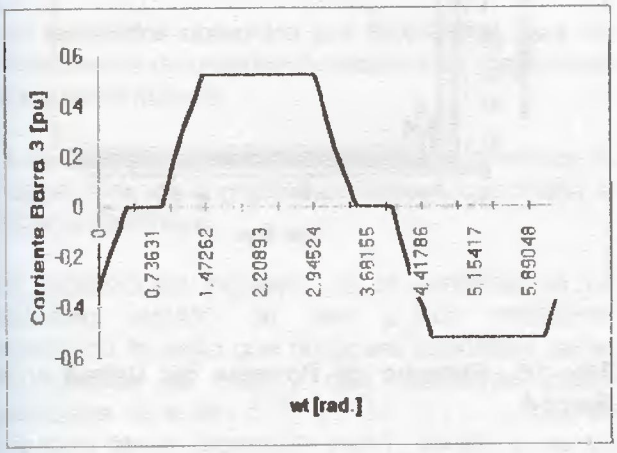


Fig. 11 Corriente en el Conversor de la Barra 3 dado por PROPARM

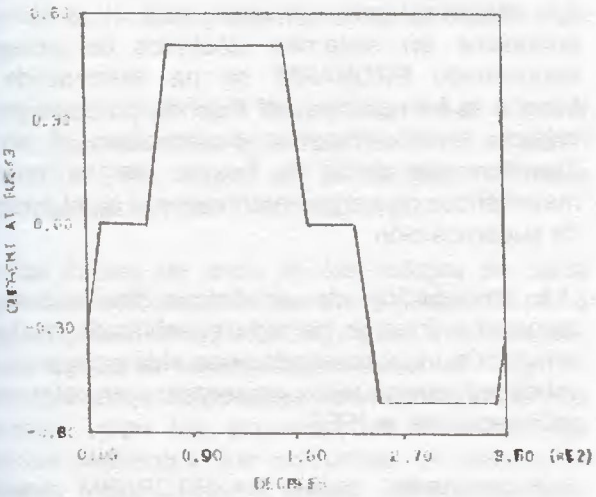

Fig. 12 Corriente en el Conversor de la Barra 3 dado por Q´HARM

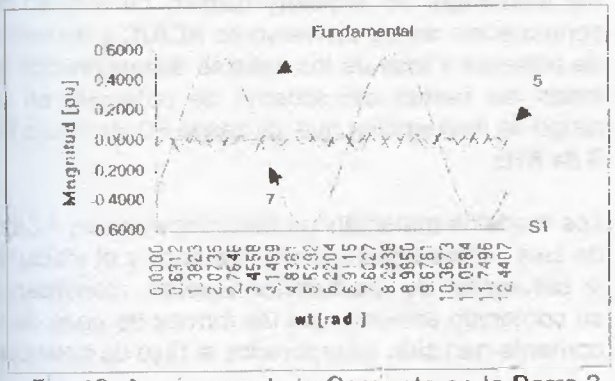


Fig. 13 Armónicos de la Corriente en la Barra 3 dados por PROPARM

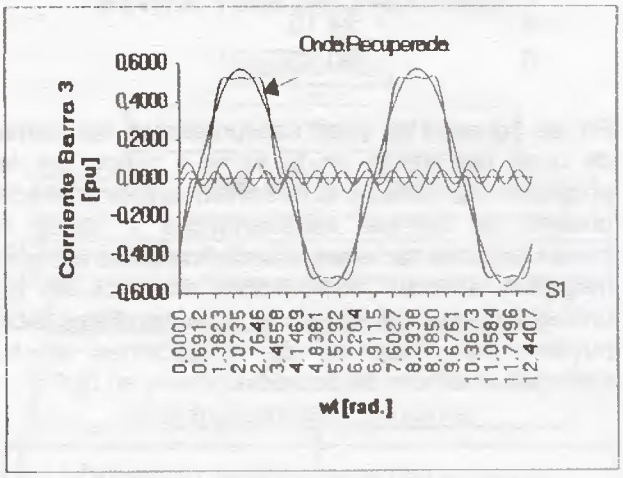


Fig. 14 Recuperación de la Corriente de Carga en la Barra 3 Mediante sus Armónicos

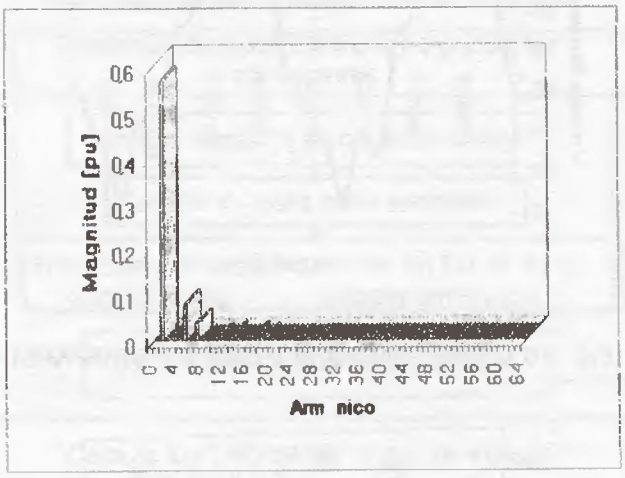


Fig.15 Espectro de Potencia de la Corriente en la Barra 3

En la tabla (3) 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 3 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 (16) y (17) se presentan 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.

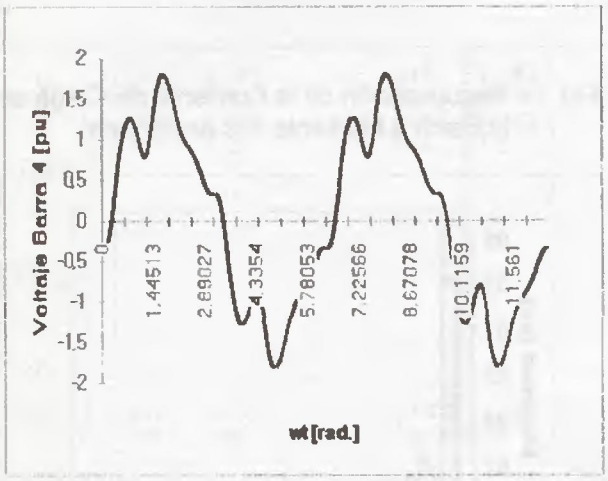


Fig. 16 Voltaje en la Barra 4 dado por PROPARM

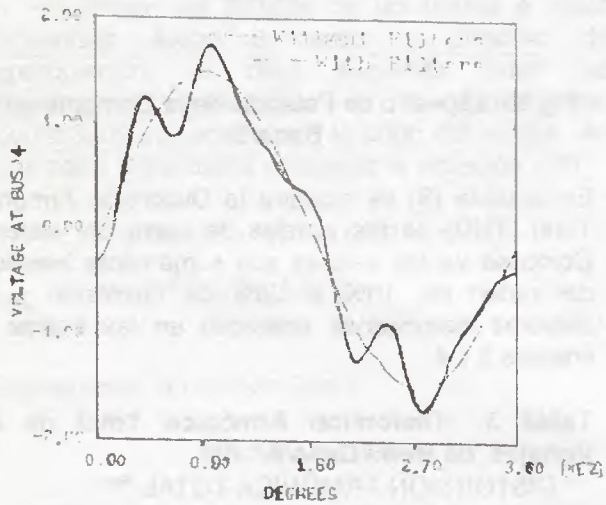


Fig. 17 Voltaje en la Barra 4 dado por Q´HARM

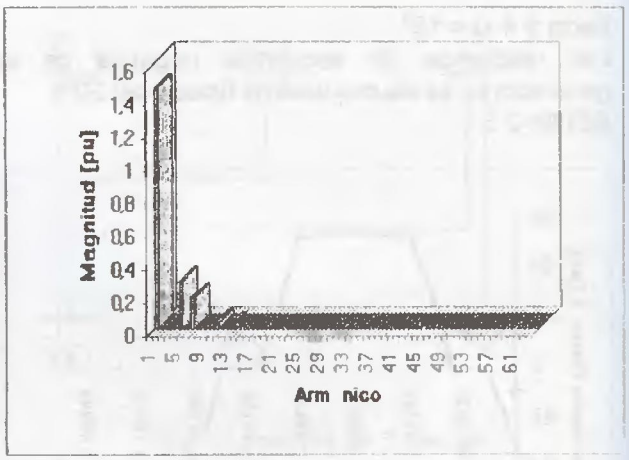


Fig. 18 Espectro de Potencia del Voltaje en la Barra 4

## 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 conversores 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 conversores 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.

- 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.

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 conversor 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±1, donde p es un entero que va generando los armónicos partiendo de cero y q para un conversor 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.

- La Distorsión Armónica Total (THD) en el sistema de 5 barras muestran que estas están en el orden del 16 % al 25%, valores que sobrepasan los límites admitidos por Normas internacionales.

- 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.

## ESTRUCTURA DEL PROGRAMA

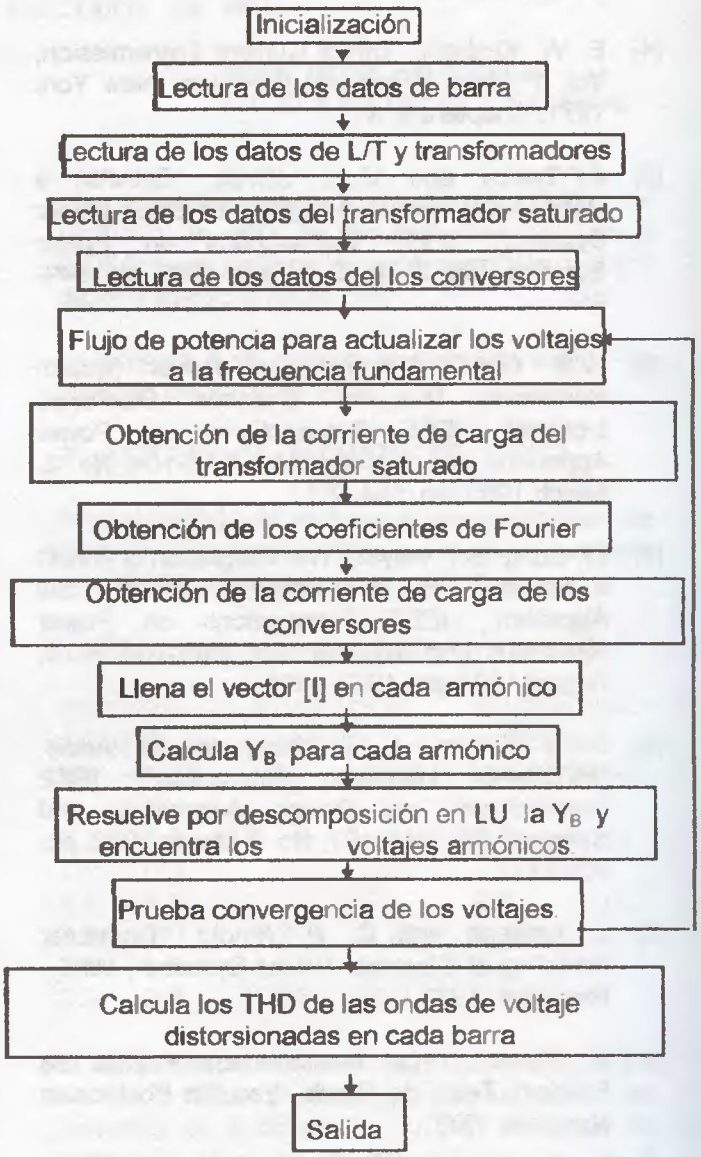


Fig. 18 Diagrama en Bloques de PROPARM

## 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. Wei, "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] M. Rodas, " La Transformada Rápida de Fourier", Tesis de Grado, Escuela Politécnica Nacional, 1977.

[11] W. Neves, H. Dommel, "On Modelling Iron Core Nonlinearities", IEEE, 92 WM 176-8 PWRS, pp 1-7.

[12] P. Alzamora, "Programa Digital para Análisis de Propagación de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia", Tesis de Grado, Escuela Politécnica Nacional, Febrero de 1995.

## BIOGRAFIAS

**Marco P. Alzamora A.** Nació en Quito el 13 de Octubre de 1968. Obtuvo el título de Bachiller en Humanidades Modernas en la especialización de Físico-Matemático en el Colegio San Gabriel en el año de 1987. Sus estudios superiores los realizó en la Escuela Politécnica Nacional, obteniendo el título de Ingeniero Eléctrico en 1995. Actualmente presta sus servicios en el Centro Nacional de Control de Energía de INECEL como Ingeniero de Mantenimiento.

**Jesús A. Játiva** Jefe de Departamento de Potencia de la FIE. Recibió los títulos de Ingeniero Eléctrico (1981) de la Escuela Politécnica Nacional (EPN), Master of Science in Electrical Engineering (1988) (Beca Fulbright) y Doctor of Philosophy en 1991 (Beca OEA) de la University of Texas at Arlington (UTA). Es coautor del libro "Analysis and Control System Techniques for Electric Power Systems" editado por Academic Press Inc. en 1991, y ha escrito para la Power Engineering Society del IEEE. Fue miembro Postdoctoral en el Energy Systems Research Center de UTA, Asesor del Centro Nacional de Control de Energía, Evaluador Científico de Proyectos del CONACYT-BID, Coordinador, Autor y Expositor en las Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la FIE e Instructor de cursos de Sistemas de Potencia en UTA e INECEL, Interno de Energía en el Texas Governor´s Energy Management Center, Ingeniero de la Westinghouse en Dallas, Texas. Participó en el International Training Programme en Conservación de Energía en la Industria en Malmo, Suecia en 1995.