

# Frequency and Total Harmonic Distortion Estimation Based on Adaptive Filters

S. E. Moya, *Student Member, IEEE*, J. N. J. Vilar, R. A. Korpys, *Member, IEEE*, y J. E. Kolodziej, *Member, IEEE*

**Abstract**— In this paper, a low computational cost total harmonic distortion and frequency estimation method is proposed. This method is based on adaptive digital filters allowing tracking the fundamental frequency variations. Real time experimental results obtained using a fixed point digital signal processor development kit are presented. They show an acceptable performance and have a robust behavior to signal distortions such as frequency fluctuations, high harmonic content, subharmonic and interharmonics.

**Keywords**— Adaptive filters, frequency estimation, interharmonics, power quality, subharmonics, total harmonic distortion, THD.

## I. INTRODUCCIÓN

EL fenómeno de la distorsión de señales, ya sea de tensión o corriente, debido a componentes armónicas es un inconveniente tanto para aquellos encargados de suministrar energía, como para los usuarios. Este fenómeno es relativamente nuevo, ya que los agentes encargados de producirlos son generalmente artefactos electrónicos como tubos fluorescentes, variadores de velocidad, lámparas de descarga, rectificadores, sistemas de alimentación ininterrumpida, hornos microondas, televisores, etc. Estas cargas son conocidas como no lineales y son responsables en gran medida de deformar, mediante la adición de frecuencias armónicas, a las señales sinusoidales puras de la red de distribución eléctrica. Un parámetro comunmente utilizado para cuantificar la distorsión armónica es la distorsión armónica total (*total harmonic distortion* - THD), por lo que su monitoreo es una cuestión importante en la preservación de la calidad del sistema eléctrico.

La norma IEEE Std 1459-2010 [1] es clara en cuanto a la definición de THD y en cómo debe realizarse su cálculo. Sin embargo, a la hora de implementar un sistema de monitoreo empleando equipos de bajo costo y por lo tanto, con una representación numérica limitada, se deben tomar especiales consideraciones. Esta situación puede darse, por ejemplo, en el contexto de las estructuras de monitoreo propuestas para las modernas redes de transmisión inteligentes [2]. En estos sistemas está prevista la instalación de numerosas unidades

terminales remotas (*remote terminal units* - RTU), de esta forma, hasta pequeños incrementos en el costo económico individual de cada RTU representan un gran impacto en el costo total del sistema.

Algunas propuestas tendientes a disminuir el costo computacional de la estimación de THD, permitiendo por ende la utilización de procesadores más económicos, puede encontrarse en [3]. En ese trabajo, se calcula la THD utilizando la transformada de Fourier discreta (*discrete Fourier transform* - DFT), implementada utilizando filtros. Uno de los inconvenientes que presenta ese sistema es la necesidad de conocer de forma exacta la frecuencia fundamental de la señal. Este es un fenómeno bastante conocido ya que ocurre con todos los métodos basados en DFT. Una estrategia utilizada para solucionar este problema es realizar una estimación de la frecuencia fundamental antes de la estimación de THD. Este método es utilizado en [4], consiguiendo acompañar las variaciones de la frecuencia fundamental. Sin embargo, un problema asociado a esta metodología es la necesidad de recalcular los filtros utilizados para la separación de las componentes armónicas, y que generalmente requiere de un costo computacional representativo.

En el presente trabajo, se propone una solución basada en filtros adaptativos. Particularmente, se utiliza una cadena de filtros notch adaptativos que depende de un solo parámetro para realizar la actualización, de esta forma, el proceso de reconfiguración de los filtros resulta en un bajo costo computacional.

La organización de este artículo es la siguiente: la Sección II presenta las definiciones de los parámetros utilizados y el modelo de la señal. La Sección III presenta los fundamentos del método propuesto. Detalles de la implementación en tiempo real y resultados obtenidos, son presentados en la Sección IV. Finalmente, en la Sección V son presentadas las conclusiones.

## II. DEFINICIÓN DE PARÁMETROS Y MODELO DE SEÑAL

La señal de entrada al sistema,  $x(n)$ , en general se encuentra contaminada con ruido y componentes armónicas de hasta orden  $M$ , subarmónicas e interarmónicas, y puede ser modelada como:

$$x(n) = \sum_{m=1}^M A_m \sin[2\pi(mf)n T + \phi_m] + A_v v(n) \quad (1)$$

donde  $A_m$ ,  $mf$ ,  $\phi_m$  y  $A_v$  son la magnitud de la componente, frecuencia (en Hertz), el ángulo de fase de la  $m$ -ésima

---

S. E. Moya (S'12), Universidad Nacional de Misiones, Misiones, Argentina, [sergio.e.moya@gmail.com](mailto:sergio.e.moya@gmail.com)

J. N. J. Vilar, Universidad Nacional de Misiones, Misiones, Argentina, [vilarjavier@hotmail.com](mailto:vilarjavier@hotmail.com)

R. A. Korpys (M'10), Universidad Nacional de Misiones, Misiones, Argentina, [korpys@fio.unam.edu.ar](mailto:korpys@fio.unam.edu.ar)

J. E. Kolodziej (S'10 - M'10), Universidad Nacional de Misiones, Misiones, Argentina, [koloj@fio.unam.edu.ar](mailto:koloj@fio.unam.edu.ar)

componente armónica, y la amplitud del ruido blanco gaussiano,  $v(n)$ , respectivamente. Nótese que  $n$  es el índice de tiempo y  $T$  el período de muestreo. Debe recordarse que además de estas componentes de frecuencia, se deben agregar las componentes interarmónicas y subarmónicas.

Durante el desarrollo del presente trabajo llamaremos como primer armónico a la componente fundamental, es decir, donde se encuentra la información de la señal, por ejemplo, para una señal de la red eléctrica argentina, la primera armónica será de 50 Hz.

#### A. Relaciones entre señal, ruido y armónicos:

Considerando el modelo de señal anterior, podemos definir genéricamente la relación señal-ruido más armónicos (signal-to-noise plus harmonics ratio - *SNAR*) como:

$$SNAR = 10 \log_{10} \sum_{m=2}^M \left( \frac{A_1^2}{A_m^2 + A_v^2} \right) [dB] \quad (2)$$

Debido a que el aporte en potencia de las componentes armónicas (sin considerar la fundamental) es mucho mayor al aporte de potencia del ruido gaussiano  $v(n)$ , surge el inconveniente de que variaciones en la potencia de éste último pueden pasar desapercibidas en el valor de la *SNAR*. Para solucionar esto, se define la relación señal-ruido (*signal-to-noise ratio* - *SNR*) como el cociente de potencias únicamente entre la señal (componente de 50Hz) y el ruido gaussiano  $v(n)$ , es decir:

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{A_1^2}{A_v^2} \right) [dB]. \quad (3)$$

A lo largo del presente trabajo, utilizaremos ambas cantidades diferenciando así la distorsión debida a componentes armónicas de la debida únicamente al ruido blanco  $v(n)$ .

Así mismo, se utilizara la siguiente definición de THD: la distorsión armónica total de una señal es una cantidad adimensional, porcentual, que brinda información acerca de cuanta potencia posee la señal en su componente fundamental respecto a otras componentes armónicas indeseadas. Es básicamente una relación de potencias, definida como:

$$THD(\%) = \frac{Potencia\ de\ Armónicas}{Potencia\ de\ (Señal + Armónicas)} \times 100 \quad (4)$$

En donde:

- *Potencia de Armónicas*: Es la potencia de todas las componentes armónicas existentes en la señal, menos la de la fundamental.
- *Potencia de (Señal + Armónicas)*: Equivale a la potencia de toda la señal, es decir, la suma de las potencias de todas las componentes armónicas más la potencia de la componente fundamental.

### III. MÉTODO PROPUESTO

El método de estimación de THD propuesto consiste, primeramente, en filtrar la componente de frecuencia fundamental de la señal de entrada  $x(n)$ , y luego calcular las potencias de las señales a la entrada y salida del filtro. Con

estos valores, se realiza el cociente y se obtiene una estimación de la THD de la señal  $x(n)$ . La Fig. 1 expone un diagrama de bloques del método propuesto.

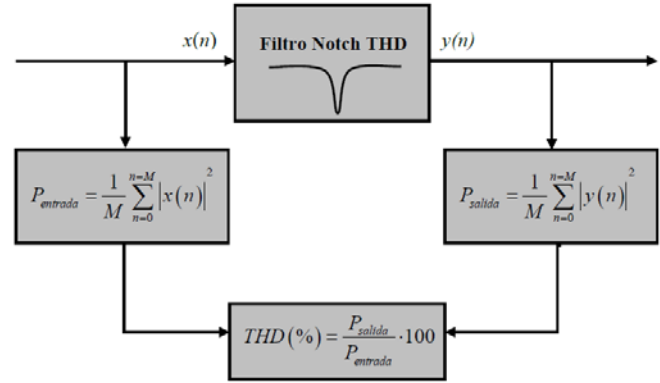


Figura 1. Método de estimación de THD basado en filtrado adaptativo. Esquema general de filtrado y cálculos de potencia.

Basándonos en el esquema de la Fig. 1 y aplicando (4), podemos realizar una estimación de la THD mediante la siguiente expresión:

$$THD(\%) \approx \frac{Potencia[y(n)]}{Potencia[x(n)]} \times 100 = \frac{\sum_{n=0}^{n=M} |y(n)|^2}{\sum_{n=0}^{n=M} |x(n)|^2} \times 100 \quad (5)$$

Donde para el cálculo de la potencia media de cada componente se utiliza la siguiente expresión:

$$P = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{n=M} |x(n)|^2 \quad (6)$$

en donde  $M$  determina la cantidad de tiempo (muestras) en el cual se evaluará la potencia. En base a la norma estándar 1459-2010 de la IEEE [1], para el actual trabajo se han considerado 100 periodos de señal para un cálculo preciso de la potencia, es decir  $M$  se determina como el número de muestras necesario para evaluar la sumatoria durante 100 periodos de señal.

La ecuación (5) es una aproximación de la (4) ya que la señal del entrada al sistema,  $x(n)$ , posee cierta potencia de ruido en su espectro, implicando en la aparición de términos sumados al numerador y denominador de (5) que representan la potencia de ruido. A esta potencia parasita distribuida a la entrada y salida del filtro, se le debe sumar también la potencia de la señal que debería ser filtrada pero que, debido a la atenuación finita del filtro, no lo es. Estos factores introducen un error en la estimación de la THD, sin embargo, en función a los resultados obtenidos experimentalmente, la ecuación (5) puede ser considerada una aproximación válida.

Es importante citar que los factores de error antes citados, en su conjunto, implican que la estimación de la THD llevada a cabo sea siempre superior al valor real (lo cual se observa en todos los ensayos prácticos), dándonos la certeza de que la distorsión armónica total estimada representa un techo levemente superior a la THD real que posee la señal  $x(n)$ .

El cálculo preciso de THD debe tener en cuenta todas las armónicas de la señal, no solamente las múltiplo de la

fundamental, sinó también aquellas denominadas subarmónicas, o interarmónicas, cuyas frecuencias puede tomar cualquier valor, no necesariamente relacionadas con la fundamental de la señal (50 o 60 Hz). El método propuesto no requiere conocer la magnitud ni fase de dichas componentes inter o subarmónicas, ya que sus potencias son calculadas en conjunto con todas las otras armónicas.

Debido a que la frecuencia fundamental de la señal sensada puede variar, el sistema deberá ser capaz de estimar esta frecuencia, y luego filtrarla para poder calcular la THD mediante las expresiones antes citadas. La estimación de la frecuencia fundamental es una parte esencial del método de estimación de la THD, y es detallado a continuación.

#### A. Estimación de Frecuencia Fundamental

El método de estimación de frecuencias deberá ser capaz de estimar el valor de la frecuencia fundamental de la señal modelada por (1), es decir, con distorsiones dadas por componentes armónicas, interarmónicas y subarmónicas, como así también ruido blanco.

En la literatura, se han propuesto varios métodos para la estimación de frecuencias, los cuales van desde la detección del cruce por cero y cálculo del número de ciclos que ocurren en un determinado intervalo de tiempo [5] hasta algoritmos tipo Newton [6] los cuales requieren elevados recursos computacionales. En el presente trabajo, la estimación de frecuencia será llevada a cabo mediante un algoritmo basado en la minimización de la potencia de salida de una cadena de filtros notch adaptativos utilizando para ello la actualización de un solo parámetro. Éste método fue propuesto inicialmente en [7] e implementado en tiempo real en [8] y [9]. El método se basa en una cadena de filtros Notch IIR encargados de eliminar las armónicas de la señal. Un bloque de adaptación recibe señales provenientes de estos filtros y realiza la actualización de la frecuencia de corte de los mismos buscando minimizar la potencia a la salida de la cadena de filtros. La Fig. 2 muestra un diagrama de bloques del método.

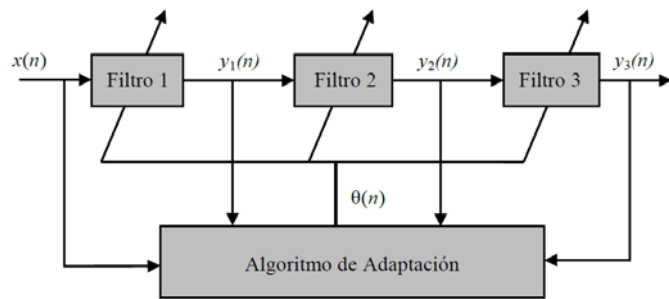


Figura 2. Diagrama de bloques del método de estimación de frecuencia basado en la minimización de la potencia de salida de una cadena de filtros IIR Notch.

La función de transferencia de cada filtro IIR está dada por

$$H_m(z) = \frac{1 - 2z^{-1} \cos(m\theta) + z^{-2}}{1 - 2rz^{-1} \cos(m\theta) + r^2 z^{-2}} \quad (7)$$

La ecuación utilizada para minimizar la potencia de salida de los filtros depende solamente del parámetro  $\theta$  y es obtenida aplicando el método del gradiente, resultando en:

$$\theta(n+1) = \theta(n) - 2\mu y_M(n) b_M(n) \quad (8)$$

donde  $\mu$  es el paso de adaptación de la actualización del parámetro  $\theta$ ,  $y_M$  es la salida del  $M$ -ésimo filtro y  $b_M$  es el término gradiente calculado de la siguiente forma:

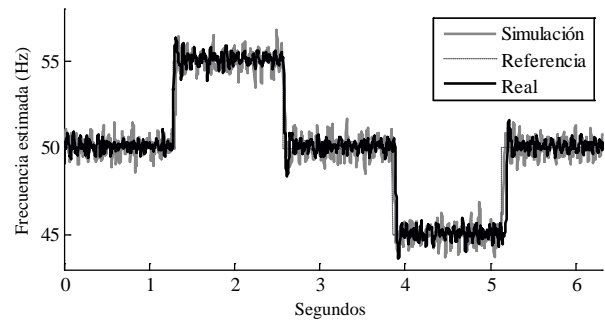
$$b_M(n) = \frac{\partial y_M(n)}{\partial \theta(n)} \quad (9)$$

Finalmente, el valor de la frecuencia estimada se obtiene mediante:

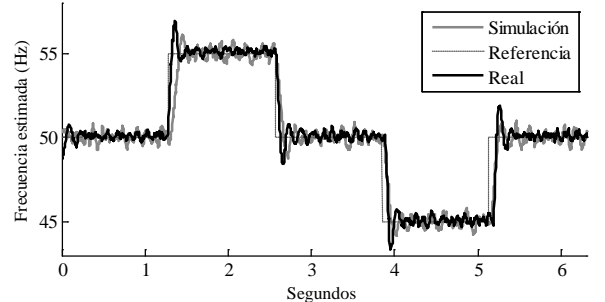
$$f = \frac{\theta(n)}{2\pi} \times f_s \quad (10)$$

siendo  $f_s$  la frecuencia de muestreo del sistema.

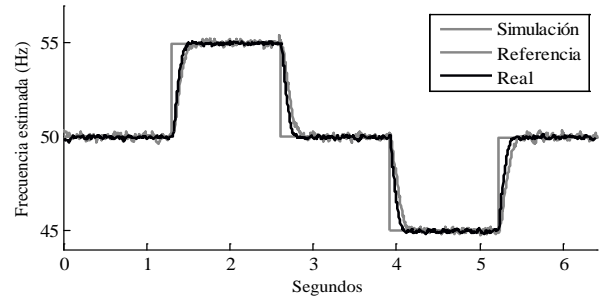
De las siguientes figuras se puede inferir el comportamiento del estimador en tiempo real contrastando con simulaciones. Los ensayos fueron realizados con una SNR=15,5dB y SNAR=4,68dB para diferentes valores de  $\mu$  y  $r$  de las funciones de transferencia de cada filtro.



(a)



(b)



(c)

Figura 3. Comparación entre resultados obtenidos por simulación (línea gris) e implementación en tiempo real (línea negra): (a) Ensayo 1. (b) Ensayo 2. (c) Ensayo 3.

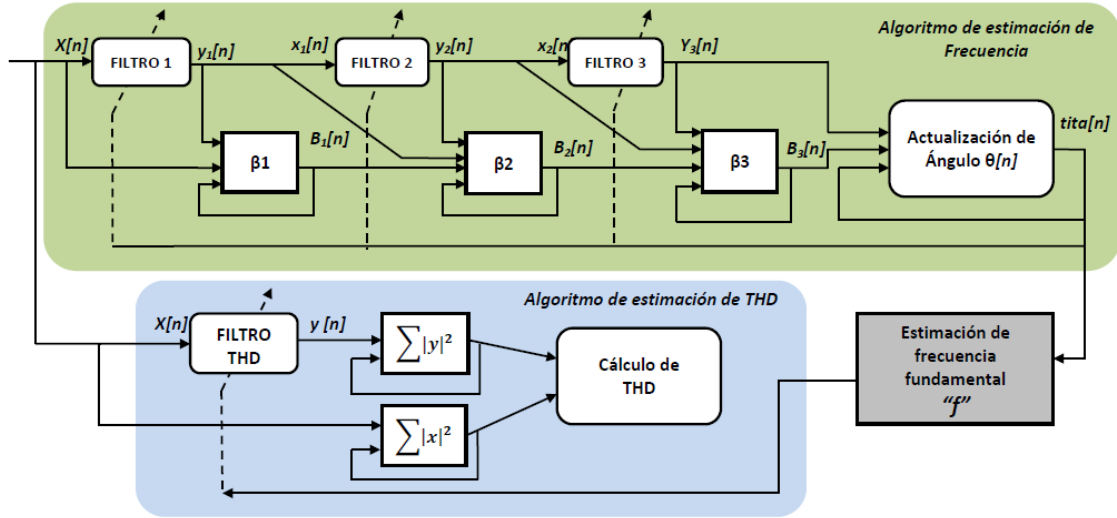


Figura 4. Esquema completo del sistema de estimación de frecuencia y THD basado en la minimización de la potencia de salida de una cadena de filtros IIR Notch.

La Tabla 1 muestra los valores de radio,  $r$ , y paso de adaptación,  $\mu$ , utilizados en los tres ensayos.

TABLA I  
PARÁMETROS DE ENSAYOS DE ESTIMACIÓN DE FRECUENCIA

Ensayos	Paso de adaptación $\mu$	Radio $r$
1	0,002441	0,854
2	0,000488	0,946
3	0,000488	0,854

Seleccionando correctamente las variables del sistema (paso de adaptación,  $\mu$ , y radio,  $r$ ) en función al tipo de señal de entrada, es posible mejorar el tiempo de establecimiento en la estimación y la inmunidad frente al ruido.

#### B. Esquema Completo del Estimador de THD:

La Fig. 4 muestra el diagrama de bloques del sistema completo, separado en dos partes correspondientes en primer lugar al estimador de frecuencia y luego al estimador de THD. En esta figura, se aprecian los nombres que reciben las variables internas durante todo el proceso de filtrado, adaptación y estimación de parámetros, donde entran en juego los filtros, los bloques de cálculo del término gradiente  $\beta_M(n)$ , la etapa de adaptación del valor del ángulo  $\theta$  y el bloque de estimación de THD como así también la forma en que estas variables se relacionan.

El algoritmo de estimación de THD recibe la información de la frecuencia estimada por parte del algoritmo de estimación de frecuencia. Con este dato, el filtro notch adaptativo encargado de eliminar la componente fundamental de la señal puede actualizar su frecuencia de corte. Para mayor información sobre el algoritmo de estimación de frecuencia remítase a [8] y [9].

#### IV. IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL

La implementación en tiempo real fue realizada utilizando

el EZ-KIT Lite® ADSP BF-533, de Analog Devices. Como guía para la programación del DSP fue utilizado [10]. La señal a ser medida es generada en Matlab® y enviada a un generador de funciones aleatorias Rigol, modelo DG1022. La Fig. 5 muestra el esquema de implementación en tiempo real.

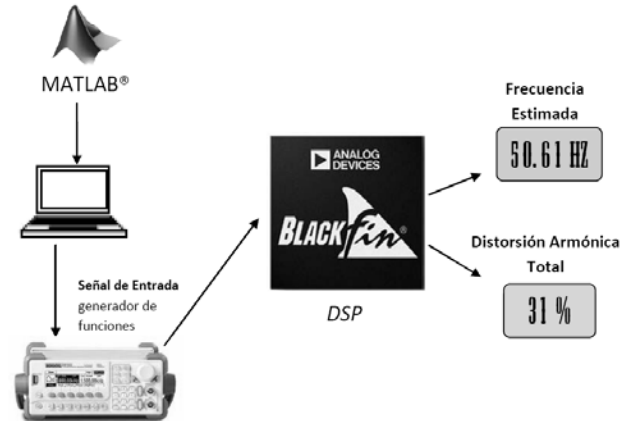


Figura 5. Esquema de implementación en tiempo real de los ensayos de estimación de THD y frecuencia.

#### A. Resultados Experimentales en Tiempo Real:

En ésta sección se presentan los resultados obtenidos en distintas experiencias realizadas durante las pruebas de funcionamiento del algoritmo de estimación de THD. Las mismas fueron realizadas ingresando al sistema señales contaminadas con ruido y armónicos de distintas magnitudes y frecuencias, generando así señales con THD teóricas variadas, las cuales se buscaron verificar. El método mediante el cual se calculó la THD teórica consiste en asignar valores determinados de amplitud a cada armónico y luego aplicar (5). El error relativo  $e_r$  cometido en las mediciones se obtiene de la siguiente forma:

$$e_r = \frac{(THD_{\%Estimada}) - (THD_{\%Teórica})}{(THD_{\%Teórica})} \times 100 [\%] \quad (11)$$

En cada experiencia se realizan tres ensayos para 4 valores de frecuencia: 45, 50, 55 y 60 Hz. El radio de los polos de los filtros es  $r=0,974$ .

**A. Primera Experiencia: THD teórica: 3,50%**

La señal ingresada posee la siguiente expresión matemática:

$$x(n) = 0,81\sin(2\pi fnT) + 0,02\sin(4\pi fnT) - 0,1\sin(6\pi fnT) + \dots \quad (12)$$

$$\dots + 0,061\sin(10\pi fnT) + 0,09\sin(14\pi fnT) + 0,04\sin(22\pi fnT)$$

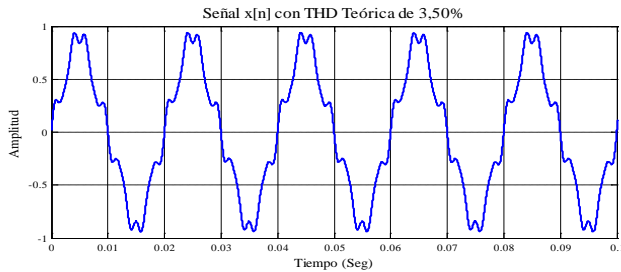


Figura 6. Señal de entrada  $x(n)$  para la primera experiencia.

Frec.	THD teórica	THD estimada	Error $e_r$
45 Hz	3,50%	3,67%	4,85%
50 Hz	3,50%	3,71%	6,00%
55 Hz	3,50%	3,66%	4,57%
60 Hz	3,50%	3,67%	4,85%
<b>Promedios</b>	<b>3,68%</b>	<b>3,68%</b>	<b>5,07%</b>

La experiencia demuestra que los valores estimados de THD se encuentran dentro de un margen de error en torno al 5% para distintos valores de frecuencia.

**B. Segunda Experiencia: THD teórica: 2,66%**

En la siguiente experiencia se genera una señal con armónicos de orden elevado. La máxima componente en frecuencia armónica es de 1.350 Hz, que corresponde a un armónico de orden 27. La expresión matemática de la señal es la siguiente:

$$x(n) = 0,9\sin(2\pi fnT) + 0,02\sin(4\pi fnT) - 0,05\sin(6\pi fnT) + 0,06\sin(10\pi fnT) + \dots \quad (13)$$

$$\dots + 0,03\sin(14\pi fnT) + 0,024\sin(22\pi fnT) + 0,06\sin(26\pi fnT) + \dots$$

$$\dots + 0,04\sin(34\pi fnT) + 0,03\sin(42\pi fnT) + 0,09\sin(54\pi fnT)$$

Cuya forma gráfica es:

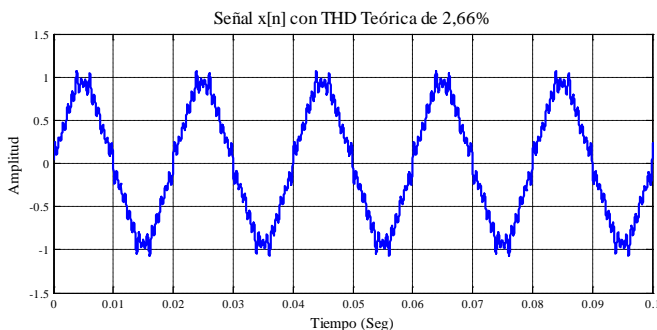


Figura 7. Señal de entrada  $x(n)$  para la segunda experiencia.

Frec.	THD teórica	THD estimada	Error er
45 Hz	2,66%	2,81%	5,63%
50 Hz	2,66%	2,83%	6,39%
55 Hz	2,66%	2,81%	5,63%
60 Hz	2,66%	2,79%	4,88%
<b>Promedios</b>	<b>2,81%</b>	<b>2,81%</b>	<b>5,63%</b>

**C. Tercera Experiencia: THD teórica: 9,78% y contenido interarmónico.**

La señal ingresada es:

$$x(n) = 0,9\sin(2\pi fnT) + 0,04\sin(4\pi fnT) - 0,05\sin(6\pi fnT) + \dots \quad (14)$$

$$\dots + 0,01\sin(10\pi fnT) + 0,01\sin(14\pi fnT) + 0,01\sin(22\pi fnT) + \dots$$

$$\dots + 0,2\sin(34\pi fnT) + 0,2\sin\left(2\pi \frac{29}{3} fnT\right)$$

En el último término de la expresión se observa la interarmónica, cuya frecuencia es de 483,33 Hz.

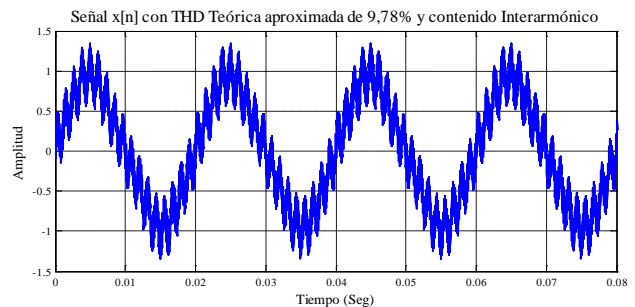


Figura 8. Señal de entrada  $x[n]$  para la tercera experiencia.

Frec.	THD teórica aprox.	THD estimada	Error $e_r$
45 Hz	9,78%	10,23%	4,60%
50 Hz	9,78%	10,39%	6,24%
55 Hz	9,78%	10,36%	5,93%
60 Hz	9,78%	10,35%	5,83%
<b>Promedios</b>	<b>10,33%</b>	<b>10,33%</b>	<b>5,65%</b>

**D. Cuarta Experiencia: THD teórica: 13,31% y contenido subarmónico.**

En este caso, la señal posee una componente subarmónica en 25 Hz.

$$x(n) = 0,1\sin(1\pi fnT) + 0,9\sin(2\pi fnT) + 0,02\sin(4\pi fnT) - 0,2\sin(6\pi fnT) + \dots \quad (15)$$

$$0,091\sin(10\pi fnT) + 0,09\sin(14\pi fnT) + 0,24\sin(22\pi fnT)$$

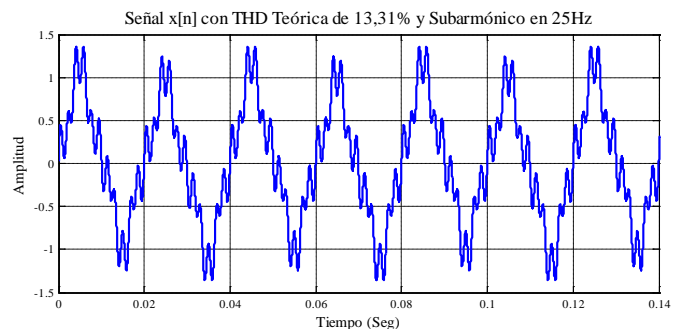


Figura 9. Señal de entrada  $x[n]$  para la cuarta experiencia.

Frec.	THD teórica	THD estimada	Error er
45 Hz	13,31%	13,70%	2,93%
50 Hz	13,31%	13,74%	3,23%
55 Hz	13,31%	13,78%	3,53%
60 Hz	13,31%	13,80%	3,68%
	<b>Promedios</b>	<b>13,76%</b>	<b>3,34%</b>

Los anteriores cuatro ensayos han demostrado que se pueden llevar a cabo estimaciones en tiempo real de la distorsión armónica total de señales con contenido interarmónico, subarmónico y variaciones de frecuencia.

## V. CONCLUSIONES

A lo largo de este trabajo se han realizado estimaciones de distorsión armónica de señales con distintas THD teóricas, que fueron desde el 3,50% al 13,31%, pasando por señales con armónicos de hasta orden 27. Las estimaciones de la distorsión de señales con contenido subarmónico, interarmónico y frecuencia variable demuestran que, además de un buen funcionamiento del algoritmo de estimación de THD, el método utilizado para la estimación de frecuencia funciona adecuadamente. Ensayos reales de estimación de frecuencia con referencia escalonada de señales contaminadas con ruido y contenido armónico fueron contrastados con simulaciones, mostrando un correcto desempeño y una buena versatilidad del algoritmo en función a los valores de sus parámetros de funcionamiento.

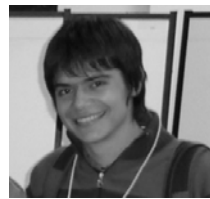
Además, se ha mostrado la viabilidad de la implementación del algoritmo propuesto en un DSP de punto fijo para realizar estimaciones de frecuencia y distorsión armónica total de señales de la red eléctrica contaminadas con ruidos y contenido armónico.

Podemos concluir que el método de estimación de THD propuesto permite obtener valores adecuados de estimación cuando se producen variaciones de frecuencia o bien cuando la señal posee componentes interarmónicas y subarmónicas.

## REFERENCIAS

- [1] IEEE, "IEEE standard definitions for de measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions," ed, 2010.
- [2] F. Li, et al. "Smart transmission grid: vision and framework," *IEEE Trans. on Smart Grids*, vol. 1, no. 2, pp. 168-176, Sep. 2010.
- [3] G. E. Mog and E. P. Ribeiro, "Total harmonic distortion calculation by filtering for power quality monitoring," *IEHPES Transmission & Distribution Conference & Exposition: Latin America*, São Paulo, Brazil, Nov. 2004, pp. 629-632.
- [4] D. Zadeh and M. Reza, "A real time power system harmonic estimator considering fundamental frequency variations," *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 11, no. 4, pp.1-23 , Sep. 2010.
- [5] J. T. A. G. Phadke, and M. Adamiak, "A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1025-1038, May 1983.

- [6] V. V. Terzija, "Improved recursive Newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, no. 5, pp. 1654-1659, Oct. 2003.
- [7] T. Li and J. Jiang, "Novel adaptive IIR filter for frequency estimation and tracking [DSP Tips&Tricks]," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 26, no. 6, pp. 186-189, Nov. 2009.
- [8] S. E. Moya, et al. "Implementación de un algoritmo de estimación de frecuencia basado en filtrado adaptativo," *XVIII International Congress of Electronic, Electrical and Systems Engineering (INTERCON 2011)*, Lima, Peru, Ago. 2011, pp. 1-6.
- [9] J. N. J. Vilar, et al., "Estimador de frecuencia en tiempo real basado en filtrado adaptativo implementado en un DSP," *XIV Reunión de trabajo en el Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2011)*, Oro Verde, Argentina, Nov. 2011, pp. 1-6.
- [10] W.-S. Gan and S. M. Kuo, *Embedded signal processing with the micro signal architecture*: NJ: John Wiley & Sons 2007.



**Sergio Eduardo Moya (S'12)**, nació en San Salvador de Jujuy, provincia de Jujuy, Argentina el 21 de Noviembre de 1986. En el año 2012 recibe el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNaM). Actualmente se desempeña como becario doctoral del CONICET en la Universidad Nacional de Mar del Plata (Buenos Aires) trabajando en su tesis sobre modelización de sistemas electrónicos mediante secuencias complementarias.



**Javier Nestor Jesús Vilar**, nació en Paso de los Libres, Corrientes, Argentina el 9 de Junio de 1984. En 2012 se graduó de Ingeniero Electrónico en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones. Sus áreas de interés e investigación son las telecomunicaciones y el procesamiento digital de señales.



**Ricardo Andrés Korpys (M'10)**, nació en Morón, pcia. de Buenos Aires, Argentina, el 19 de diciembre de 1963. Recibió su grado de Ingeniero Electrónico en la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Buenos Aires, en 1993. Desde 1996 a la fecha ha trabajado como docente e investigador en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM). A partir de 2006 alcanzó el grado de profesor y fue electo Director del Departamento de Electrónica de esta Facultad, hasta el presente. Es miembro fundador del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica (GID-IE) de esta Universidad. Es miembro de la IEEE a partir de principios de 2010. Las áreas de desarrollo en las que trabaja actualmente son: procesamiento digital de señales (DSP), electrónica digital, de potencia y analógica.



**Javier E. Kolodziej (S'10 - M'10)** nació en Posadas, Mnes., Argentina en 1978. En 2002, recibió el grado de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Nacional de Misiones, Argentina. En 2002 fue premiado por la Academia Nacional de Ingeniería a los mejores egresados del país. Recibió los grados de Magister y Doctor en Ingeniería Eléctrica, área de concentración: comunicaciones y procesamiento de señales, por la Universidad Federal de Santa Catarina, Brasil, en 2006 y 2010, respectivamente. Trabaja en el Laboratorio de Electrónica de la Universidad Nacional de Misiones desde 2001, donde actualmente es Profesor Adjunto Exclusivo. Sus intereses de investigación incluyen la teoría del filtrado adaptativo de señales y sus aplicaciones.