

# Análisis y Medición del Contenido Armónico en Señales Eléctricas Mediante Filtros de Capacidades Conmutadas.

Esteban Nicolás Pereyra Toledo<sup>†</sup>

Asesor: Ing. Walter J. D. Cova<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional de Córdoba, Argentina  
tebansnicolas@hotmail.com

<sup>‡</sup>Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional La Rioja, Departamento de Ingeniería Electrónica.  
La Rioja, Argentina – walter\_cova@hotmail.com.ar

**Resumen** – Se presenta un método para la medición del contenido armónico presente en líneas de alimentación de potencia. El método se basa en el empleo de filtros de sintonía variable implementados con circuitos analógicos de capacidades conmutadas comandados por un microcontrolador, que a su vez realiza el procesamiento de los resultados. La economía de la realización, junto con la facilidad de calibración y la buena exactitud del sistema de medida que se propone, compensan las desventajas que pueden derivarse de su implementación semianalógica.

**Palabras claves** – análisis armónico, distorsión armónica de amplitud, filtros de capacidades conmutadas.

## I. INTRODUCCIÓN

EN los últimos años ha aumentado el porcentaje de potencia eléctrica que se transfiere a través de equipos electrónicos debido a su mayor eficiencia energética y flexibilidad. Desgraciadamente la mayoría de estos equipos electrónicos representan una carga no lineal para la red eléctrica. La no linealidad de la carga, produce una deformación de la señal que origina corrientes armónicas que se propagan en las redes de transmisión y distribución eléctrica. Esto puede ser peligroso para algunos equipos y cargas sensibles (p.ej.: dispositivos de protección en bancos de capacitores, motores, computadoras etc.) además de los problemas de calentamiento que origina en las líneas y transformadores de distribución.

La mayoría de los dispositivos modernos para la medición del contenido armónico de una señal eléctrica, efectúan un análisis espectral de la misma utilizando la Transformada Rápida de Fourier. Si bien el método es rápido y preciso, su realización involucra una cantidad considerable de cálculos. Ello redundará en un elevado costo de los dispositivos necesarios para llevar a cabo la medición (DSP: Procesadores Digitales de Señal).

Antiguamente en algunos instrumentos [1], se recurría a la aplicación de un único filtro rechaza banda (tipo “notch”) sintonizado en la primera armónica de la señal

de potencia, que permitía medir el valor eficaz de la señal con y sin su componente fundamental y, consecuentemente, calcular la distorsión de amplitud presente.

En este trabajo, se propone un método alternativo de medición, muy sencillo y efectivo, constituido por un microcontrolador y filtros analógicos de capacidades conmutadas. Estos filtros poseen la característica de variar su banda de paso en forma dinámica a partir de una señal de control. Así, con una misma configuración circuital se pueden filtrar diferentes frecuencias, permitiendo realizar el análisis armónico de la señal.

Para evaluar el sistema propuesto se utilizará una señal, que posee, un nivel de contenido armónico previamente medido y calculado. Dicha señal corresponde a un circuito eléctrico bastante conocido y de amplia utilización; esta se obtendrá a partir de una simulación y se reproducirá utilizando un generador de funciones arbitrarias, que simulará al circuito eléctrico en cuestión. Luego se diseñará y calcularán cada uno de los componentes necesarios para implementar el sistema de medición propuesto utilizando los filtros de capacidades conmutadas. Al final de este trabajo se realizará la comparación entre las medidas reales y las medidas obtenidas por el sistema de medición propuesto.

## II. CONSIDERACIONES METODOLOGICAS

### A. Índice de Distorsión.

El índice más utilizado para determinar el contenido armónico de una señal es el de la denominada distorsión armónica total, abreviado en la literatura anglosajona como THD (Total Harmonic Distortion), aplicable tanto a señales de corriente como de tensión. Este índice se define como la relación entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental. Dicho valor es usualmente expresado como un porcentaje de la onda fundamental. Así para la onda de corriente será:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \cdot 100 (\%) ; \quad (1)$$

similarmente la distorsión en la tensión estará dada por:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_1} \cdot 100 (\%) ; \quad (2)$$

donde:

- $k$  : número de armónica,
- $I_1, V_1$  : valor eficaz de la componente fundamental,
- $I_k, V_k$  : valor eficaz del  $k$ -ésimo armónico.

El THD puede variar desde pocas unidades porcentuales hasta superar el 100%, como ocurre en las fuentes de potencia conmutadas.

Se debe consignar que existen otras maneras de evaluar la distorsión armónica, basadas en cálculos de potencia o bien en la relación señal-ruido. En [1] se presenta un interesante resumen.

### B. Método de medición propuesto.

Dada la definición de THD adoptada, resulta necesario evaluar las principales armónicas presentes en la señal de interés. El método de medición propuesto en este trabajo, consiste en la combinación de un filtro sintonizable, de alta selectividad, y de un microcontrolador encargado de su sintonía. El concepto del sistema se muestra en el diagrama en bloques de la Fig. 1.

La señal a medir, proviene de un generador de funciones. Dicho generador, simula la señal que produce un circuito eléctrico productor de armónicas. Una vez que el microcontrolador sintoniza el filtro, y luego de acondicionar la señal, resulta posible tomar una muestra de tensión utilizando el conversor analógico digital (ADC), que posee el mismo microcontrolador. Este procedimiento se repite en forma iterativa hasta alcanzar la octava armónica luego de lo cual se realiza en el microcontrolador el cálculo necesario para obtener el THD. El valor del mismo se muestra en unos displays.

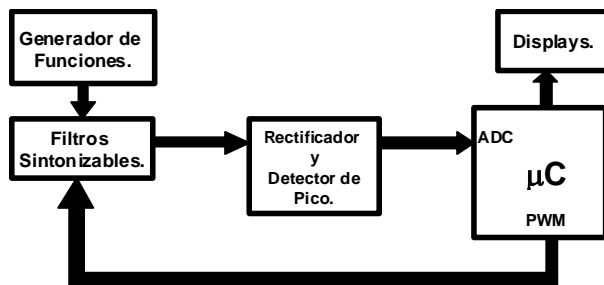


Fig. 1. Diagrama en bloques del sistema de medición propuesto.

### C. Generación de la señal a medir.

Uno de los circuitos más utilizados por los dispositivos electrónicos en general, es el rectificador monofásico en puente. En esta sección se simulará dicho rectificador, y se pondrá de manifiesto que la señal que este circuito absorbe de la red eléctrica, presenta una

notable distorsión. En consecuencia, se adoptará dicha señal como referencia para mediciones posteriores.

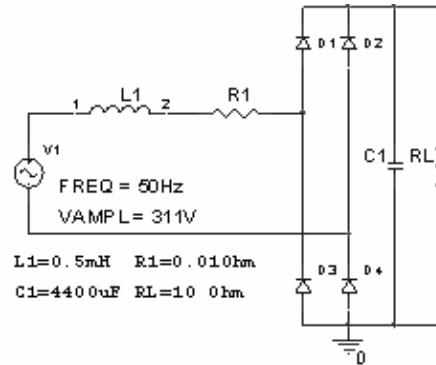


Fig. 2. Esquema del rectificador monofásico.

En la Fig. 2. se muestra el esquema de un rectificador monofásico en puente. Siguiendo a [2], en este esquema, L1 corresponde a la inductancia de la línea y R1 a su correspondiente resistencia. Utilizando el programa de simulación PSpice®, se puede comprobar que la carga y descarga del capacitor de filtro C1 provoca una distorsión en la forma de onda de la corriente absorbida de la línea, la que presenta crestas puntiagudas, como se muestra en la Fig. 3. El programa PSpice®, además de graficar la señal, permite representarla por puntos. Utilizando una PC estos puntos se pueden almacenar en la memoria de un generador de funciones arbitrarias HM 8131-2 (marca HAMEGS Instruments®). Dicho generador permite producir, además de las señales típicas, señales arbitrarias previamente cargadas, en su memoria interna de 4096 puntos.

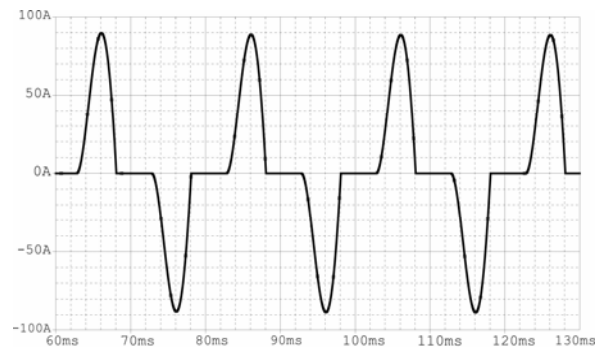


Fig. 3. Señal de la corriente absorbida por el rectificador.

Una vez transferidos a la memoria del generador, los 4096 puntos de la señal representada en la Fig. 3. su salida se conectó a un osciloscopio digital marca TEKTRONIX® modelo TDS2004, para verificar que la señal de referencia se genera correctamente. En la Fig. 4. se muestra el diagrama en bloques del ensayo descrito.

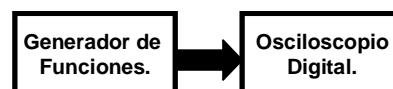


Fig. 4. Diagrama en bloques del ensayo de medición de forma de onda.

En la Fig. 5. se muestra la señal obtenida por el osciloscopio digital. Se puede ver que existe una gran similitud entre esta señal y la señal de la Fig. 3.

Empleando un analizador espectral marca Hewlett Packard , modelo 3585A conectado a la salida del generador de funciones HAMEGS HM 8131-2 se obtienen las mediciones consignadas en la Tabla I.

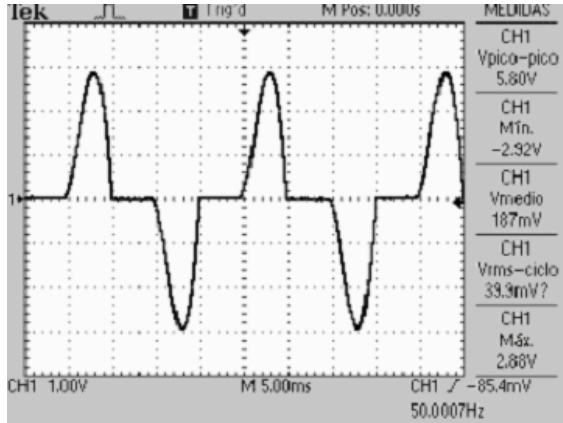


Fig. 5. Señal del Generador de Funciones HM 8131-2 visualizada en el osciloscopio TDS2004.

TABLA I – Contenido armónico de la señal del generador

Armónica	Frecuencia (Hz).	Valor eficaz de la tensión (V).	Porcentaje respecto de la fundamental.
1	50	1.16	100%
2	100	0.0131	1,13%
3	150	0.724	62,41%
4	200	0.00796	0,69%
5	250	0.209	18,02%
6	300	0.0033	0,28%
7	350	0.088	7,58%
8	400	0.00302	0,26%
9	450	0.0536	4,62%
<b>THD</b>			<b>65.58%</b>

TABLA II – Contenido armónico de la señal PSpice.

Armónica	Frecuencia (Hz).	Valor de la componente normalizado	Porcentaje respecto de la fundamental.
1	50	1.000E+00	100%
2	100	1.390E-04	0.014%
3	150	6.259E-01	62.590%
4	200	1.316E-04	0.013%
5	250	1.985E-01	19.850%
6	300	4.022E-05	0.004%
7	350	6.657E-02	6.657%
8	400	4.536E-05	0.005%
9	450	4.915E-02	4.915%
<b>THD</b>			<b>66.18%</b>

Si bien el contenido armónico teórico de la señal producida por el rectificador de la Fig. 2 no debe poseer armónicas pares, ya que para su forma de onda se cumple

$f(t) = -f(t+T/2)$ , se observa la presencia de tales armónicas (aunque con un nivel relativo bajo) en la Tabla I. Las armónicas pares son producidas por el generador porcentual de la señal correspondiente a los 4096 puntos generados por PSpice (véase la Tabla II), exhibe armónicas pares dos órdenes de magnitud más pequeñas que las que se miden a la salida del generador.

### III. ETAPA DE FILTRADO.

Se analizará en primer lugar el principio de funcionamiento de los filtros de capacidades conmutadas, para luego explicar el modelado e implementación de los filtros del sistema.

#### A. Principio de funcionamiento de los filtros de capacidades conmutadas.

La etapa de filtrado está constituida por filtros de capacidades conmutadas. De acuerdo a [3], en dichos filtros, se reemplaza la resistencia de entrada del circuito integrador, Fig. 7, por dos llaves analógicas y un capacitor, como muestra la Fig. 9, comandadas por una señal de reloj.

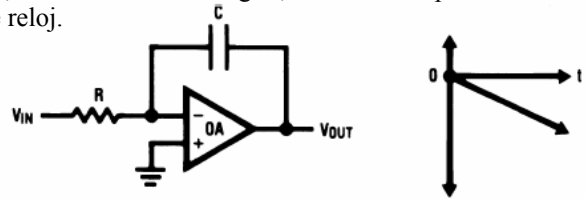


Fig. 7. Amplificador Operacional. en configuración de integrador.

En el circuito integrador de la Fig. 7, el flujo de corriente a través del capacitor de realimentación C, es:

$$I = \frac{V_{in}}{R} \quad (3)$$

Y la ganancia de integración del circuito es

$$K_i = 1/RC \quad (4)$$

La exactitud de esta ganancia depende de la exactitud de los componentes discretos. En la Fig. 8 se representa el circuito integrador realizado mediante un capacitor conmutado. En este circuito se reemplaza la resistencia de entrada por una configuración de dos llaves analógicas, S1 y S2, y un capacitor, C1. Las llaves S1 y S2 son cerradas o abiertas en forma alternada por la señal de clock.

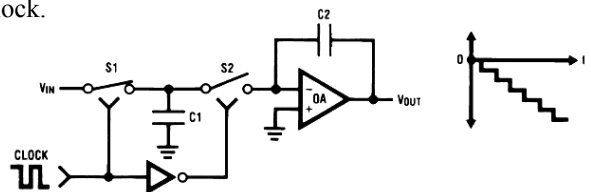


Fig. 8. Principio de funcionamiento de un filtro de capacidades conmutadas



$$Q_0 = \frac{\sqrt{[(\alpha + \beta i)(\alpha - \beta i)]}}{[(\alpha + \beta i) + (\alpha - \beta i)]} \quad (13)$$

Reemplazando la Ec. (12) y la (13) en la Ec. (11) se tiene:

$$G_0(s) = \frac{[(\alpha + \beta i) + (\alpha - \beta i)] s}{s^2 + [(\alpha + \beta i) + (\alpha - \beta i)]s + (\alpha + \beta i)(\alpha - \beta i)} \quad (14)$$

Sustituyendo los coeficientes de a) en la (14) queda:

$$G_0(s) = \frac{8.545 \cdot s}{s^2 + 8.545 \cdot s + 3.56 \cdot 10^5} \quad (15)$$

Del mismo modo podemos construir tres funciones de transferencia de segundo orden utilizando los coeficientes b), c) y d), con lo cual se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$G_1(s) = \frac{9.452 \cdot s}{s^2 + 9.452 \cdot s + 4.36 \cdot 10^5} \quad (16)$$

$$G_2(s) = \frac{141.8 \cdot s}{s^2 + 141.8 \cdot s + 3.78 \cdot 10^5} \quad (17)$$

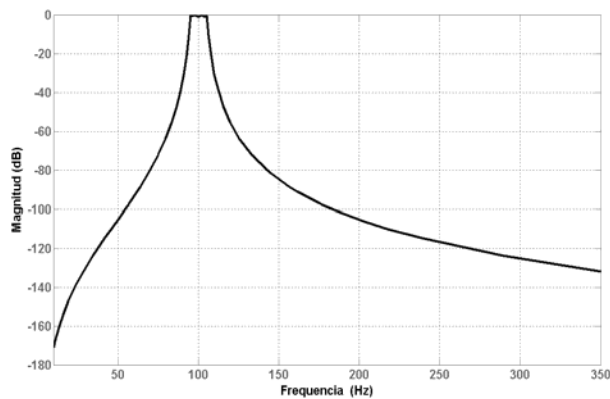
$$G_3(s) = \frac{147.8 \cdot s}{s^2 + 147.8 \cdot s + 4.11 \cdot 10^5} \quad (18)$$

A partir de las funciones de transferencia de segundo orden (15), (16), (17) y (18) se puede hallar una de octavo orden haciendo:

$$G(s) = G_0(s) \cdot G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot G_3(s) \quad (19)$$

La función de transferencia total, de octavo orden es:

$$G(s) = \frac{1.693 \cdot 10^6 \cdot s^4}{s^8 + 61.4 \cdot s^7 + 1.5 \cdot 10^6 \cdot s^6 + 7.2 \cdot 10^7 \cdot s^5 + 9.3 \cdot 10^{11} \cdot s^4 + 2.8 \cdot 10^{13} \cdot s^3 + 2.4 \cdot 10^{17} \cdot s^2 + 3.7 \cdot 10^{18} \cdot s + 2.4 \cdot 10^{22}} \quad (20)$$



**Fig. 10.** Respuesta en frecuencia de magnitud de la función de transferencia  $G(s)$ .

La respuesta en frecuencia de magnitud de la Ec. 20. se muestra en la Fig. 10.

Para que el filtro del sistema propuesto, tenga una función de transferencia igual que el representado por la Ec. (20). se deberá trabajar a partir de las Ec. (15), (16), (17) y (18) modelando cuatro filtros de variables de estado utilizando el C.I. LMF100. Luego se conectarán en cascada, cada etapa de segundo orden, y se obtendrá el filtro de octavo orden en cuestión.

Según [5], la función de transferencia del filtro de variables de estado mostrado en la Fig. 10. es:

$$G(s) = \frac{H_{OBP} \cdot \frac{\omega_0}{Q_0} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} s + \omega_0^2} \quad (21)$$

donde:

$\omega_0$  : Frecuencia de resonancia.

$Q_0$  : Factor de calidad del filtro.

$H_{OBP}$  : Ganancia de la banda de paso.

Además:

$$H_{OBP} = \frac{R3}{R1} \quad (22)$$

$$\omega_0 = \frac{f_{CLK} \cdot 2\pi}{100} \cdot \sqrt{\frac{R2}{R4}} \quad (23)$$

$$Q_0 = \frac{R3}{R2} \cdot \sqrt{\frac{R2}{R4}} \quad (24)$$

Es importante notar como en la Ec.(23) se divide por 100 la frecuencia de clock. Esto se debe, como ya se dijo antes, a que el LMF100 divide por 100 la señal externa al mismo.

Si se comparan el denominador de la Ec.(15) con el denominador de la Ec. (21). se puede despejar el valor de  $Q_0$  y de  $\omega_0$ :

$$\omega_0 \cong 597.4105$$

$$Q_0 \cong 69.9174$$

Preestableciendo el valor de R1 igual a 15K Ohm y utilizando la Ec. (22), se puede despejar el valor de R3 necesario para obtener una ganancia unitaria en la banda de paso del filtro:

$$R3 = R1 \cdot H_{OBP} = 15.1K$$

$$R3 = 15K\Omega$$

Reemplazando los valores de R1, R3,  $\omega_0$  y  $Q_0$  en las Ecs. (22), (23), (24) y además, preestableciendo una  $f_{CLK} = 10KHz$ , se pueden obtener los valores de R2 y R4:

$$R2 = 203.9855\text{Ohm}$$

$$R4 = 225.6385\text{Ohm}$$

Con las resistencias R1, R2, R3 y R4 se construye la primera de las cuatro etapas del filtro pasa banda. Utilizando el mismo procedimiento, se calculan los valores de las 12 resistencias restantes, correspondientes a las tres etapas siguientes. Los valores para las cuatro etapas empleando resistores normalizados son:

$$\begin{array}{ll} R1A = 15\text{KOhm} & R1B = 15\text{KOhm} \\ R2A = 200\text{Ohm} & R2B = 230\text{Ohm} \\ R3A = 15\text{KOhm} & R3B = 15\text{KOhm} \\ R4A = 230\text{Ohm} & R4B = 200\text{Ohm} \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} R1C = 15\text{KOhm} & R1D = 15\text{KOhm} \\ R2C = 3.4\text{KOhm} & R2D = 3.5\text{KOhm} \\ R3C = 15\text{KOhm} & R3D = 15\text{KOhm} \\ R4C = 3.5\text{KOhm} & R4D = 3.4\text{KOhm} \end{array}$$

Reemplazando estos valores de resistencia en las Ec. (21), (22), (23) y (24) se obtienen cuatro funciones de transferencia de segundo orden:

$$G_0(s) = \frac{8.378 \cdot s}{s^2 + 8.378 \cdot s + 3.43 \cdot 10^5} \quad (25)$$

$$G_1(s) = \frac{9.634 \cdot s}{s^2 + 9.634 \cdot s + 4.54 \cdot 10^5} \quad (26)$$

$$G_2(s) = \frac{142.4 \cdot s}{s^2 + 142.4 \cdot s + 3.83 \cdot 10^5} \quad (27)$$

$$G_3(s) = \frac{146.6 \cdot s}{s^2 + 146.6 \cdot s + 4.06 \cdot 10^5} \quad (28)$$

Utilizando las Ecs. (20), (25), (26), (27) y (28) se obtiene la función de transferencia total del filtro (real) pasa banda de octavo orden:

$$Gf(s) = \frac{1.685 \cdot 10^6 \cdot s^4}{s^8 + 61.3 \cdot s^7 + 1.5 \cdot 10^6 \cdot s^6 + 7.3 \cdot 10^7 \cdot s^5 + 9.4 \cdot 10^{11} \cdot s^4 + 2.8 \cdot 10^{13} \cdot s^3 + 2.4 \cdot 10^{17} \cdot s^2 + 3.7 \cdot 10^{18} \cdot s + 2.4 \cdot 10^{22}} \quad (29)$$

En la Fig. 11. se representa una comparación entre la respuesta en frecuencia teórica, de la Ec. (20). y la respuesta en frecuencia del filtro representado por la Ec. (29). Es interesante notar que la banda de paso del filtro que se va a implementar presenta una ligera cresta y una cierta atenuación. Ello se debe a la normalización de resistencias llevadas a cabo antes de formar la función de transferencia de la Ec. (29).

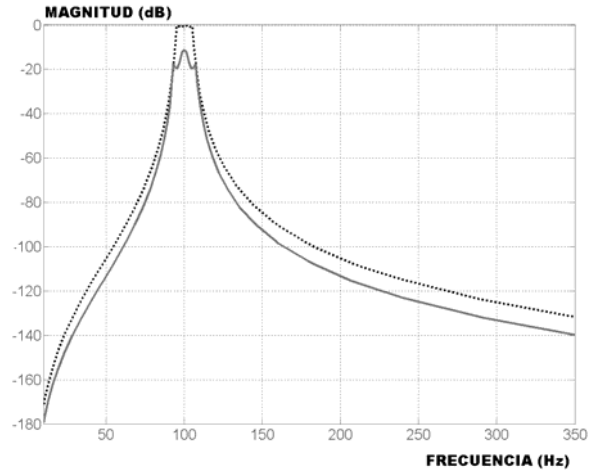


Fig. 11. Respuesta en frecuencia teórica, (línea de puntos), y respuesta en frecuencia de los filtros, (trazo continuo).

#### IV. ETAPA DE CONTROL, PROCESAMIENTO Y VISUALIZACIÓN

El encargado de comandar la etapa de filtrado, procesamiento y visualización es un microcontrolador. El microcontrolador utilizado en este proyecto es un PIC16F870 producido por Microchip. En la sección anterior se explicó que para desplazar la banda de paso de los filtros de capacidades conmutadas, se debe variar la frecuencia de señal cuadrada de reloj. Utilizando el módulo PWM (modulador de ancho de pulso) del microcontrolador se puede generar una señal cuadrada, con un ciclo de trabajo fijo de 50%, con frecuencia ajustable. El microcontrolador puede generar ocho frecuencias diferentes. Dichas frecuencias van desde 5KHz hasta 45KHz, con un incremento de 5KHz entre cada una. Cada una de estas ocho frecuencias configura al filtro para capturar las sucesivas armónicas. Recuérdese que el integrado LMF100 divide la frecuencia externa por 100, de ahí el valor de las frecuencias mencionadas. En la Fig. 12. se muestran las diferentes bandas de paso que asume el filtro, en función de la señal de control ( $f_c$ , frecuencia de clock) que entrega el microcontrolador.

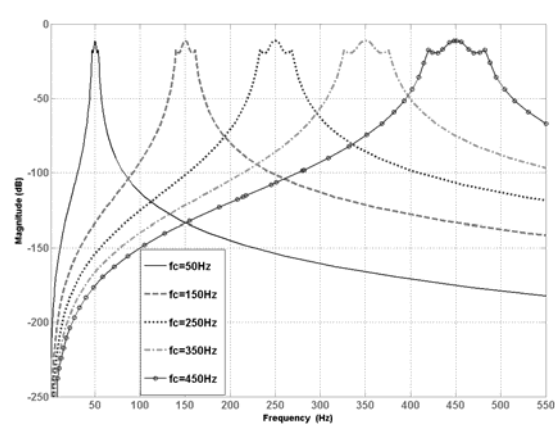


Fig. 12. Respuesta en frecuencia del filtro para diferentes frecuencias de la señal de control  $f_c$ .

Cada banda de paso sintonizada permite filtrar una armónica por vez, lo que permite obtener en forma sucesiva el contenido espectral hasta la 9ª armónica de la señal no lineal de referencia. En la Fig. 13 se muestran la primera, tercera y quinta armónica, después de ser filtradas.

La Fig. 14 representa en diagrama de flujo el algoritmo que ejecuta el microcontrolador. Es importante notar que se toman cuatro muestras de la señal filtrada, al objeto de realizar un promedio y minimizar así los efectos de ruido que pudieran existir. Además, antes de tomar las muestras, se establece una espera de un segundo para dar tiempo al filtro que se establece después de ser reconfigurado.

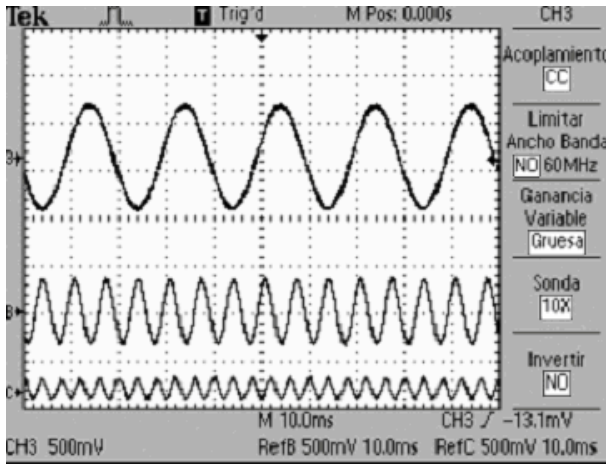


Fig. 13. Primera, tercera y quinta armónica de la señal entregada por el generador de funciones.

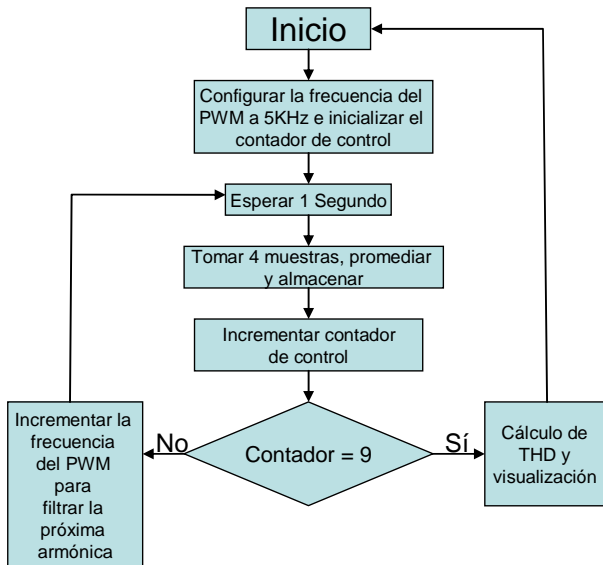


Fig. 14. Algoritmo ejecutado por el microcontrolador.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Tabla III se presentan los valores de tensión eficaz y el valor de THD, obtenido por el sistema de medi-

ción propuesto aplicado a la señal de referencia. Es importante notar, que el ADC del microcontrolador no alcanza a detectar las armónicas pares, por ser muy pequeño su valor.

TABLA III  
Medición de THD con el dispositivo diseñado.

Armónica	Frecuencia (Hz).	Valor eficaz de la tensión (V).	Porcentaje respecto de la fundamental.
1	50	2,38	100%
2	100	No se detecta	--
3	150	1,48	62,19%
4	200	No se detecta	--
5	250	0,42	17,65%
6	300	No se detecta	--
7	350	0,188	7,90%
8	400	No se detecta	--
9	450	0,11	4,63%

El valor de distorsión calculado por el microcontrolador es:  $THD=65.29\%$ , y se corresponde con buena precisión con la medición realizada con el analizador Hewlett Packard, modelo 3585A que es del (65.58%). A su vez las mediciones de armónicas individuales manifiestan un coeficiente de correlación de 99.995% entre ambos instrumentos.

## VI. CONCLUSIONES

Los valores obtenidos con el método de medición propuesto muestran muy buena aproximación a los obtenidos con un instrumento de precisión. Si bien el método involucra una cantidad considerable de componentes analógicos no es complicado ni su ajuste ni su calibración. Lo más crítico, en el sistema de medición propuesto, es la frecuencia y forma de onda de la señal de control. Dicha señal debe poseer la frecuencia exacta para poder sintonizar el filtro sobre cada armónica, debido a que la banda de paso del filtro es muy estrecha.

La desventaja más notoria de este método de medición, es sin duda el tiempo de establecimiento en la reconfiguración de los filtros. Se necesita una espera de al menos un segundo para que esto suceda, y si se considera que se mide hasta la novena armónica, se necesitarían alrededor de 10 segundos para obtener una medición efectiva. No obstante, el método de medición planteado, no sólo es muy sencillo de realizar, si no que además, requiere de dispositivos más modestos en capacidad de cálculo, velocidad de procesamiento y memoria de trabajo que otros métodos de medición.

Como futuros desarrollos se pretende implementar los transductores de corriente necesarios para poder realizar el mismo ensayo en un ámbito industrial, como así también, mejorar el sistema de adquisición de datos para poder efectuar otros tipos de procesamiento, tales como medición del factor de potencia y huecos de tensión.

## AGRADECIMIENTOS

El autor agradece al Ing. Walter Cova por la orientación en el desarrollo de este trabajo como así también a los centros de investigación C.U.D.A.R, (Centro Universitario de Desarrollo en Automatización y Robótica) y C.I.I.I., (Centro de Investigación en Informática para Ingeniería), ambos pertenecientes a la Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional de Córdoba, por haber facilitado el uso del instrumental empleado en los ensayos.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Kinnard, Isaac F.: *Medidas Eléctricas y sus Aplicaciones*, Ediciones Técnicas Marcombo S.A., Segunda Edición, Barcelona, 1967. Cap. 8, Pág. 228 y ss.
- [2] Figueres Amorós, Benavent García, Garcera Sanfeliu, *Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con PSPICE*, México, Alfaomega , 1ª Edición , pp 13-24 , 2002.
- [3] Regan Tim, *Introducing the MF10: A Versatile Monolithic Active Filter Building Block*, USA, National Semiconductor, Application Note 307, April 1998.
- [4] Williams Arthur, *Electronic Filter Design Handbook*, U.S.A, McGraw-Hill, 1<sup>nd</sup> Edition , pp 3-29, 5-49, 1981.
- [5] Lacanette Kerry, *A Basic Introduction to Filters-Active, Passive and Switched-Capacitor*, USA, National Semiconductor, Application Note 779, April 1991.

## DATOS BIOGRÁFICOS



**Esteban Pereyra Toledo**, nacido en La Rioja el 20/10/1982. Estudiante de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Argentina. Desde el 2005 es becario alumno del Centro Universitario de Desarrollo en Automatización y Robótica (CUDAR) en la UTN, FRC. donde actualmente trabaja. Sus intereses son: procesamiento de señales digitales,

dispositivos de lógica programable y calidad de la energía eléctrica. e-mail: [tebansnicolas@hotmail.com](mailto:tebansnicolas@hotmail.com)