

Eliminación de Interferencia Armónica para la Detección de Fallas en Motores Eléctricos

Guillermo A. Magallán,¹ Cristian H. De Angelo²
y Guillermo O. García²

Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Fac. de Ingeniería
Universidad Nacional de Río Cuarto, Ruta Nac. #36 Km.601
X5804BYA Río Cuarto, Córdoba, Argentina. gmagallan@ing.unrc.edu.ar

Resumen: En este trabajo se presentan diferentes técnicas de filtrado o cancelación de interferencia armónica en señales de medición para la detección de fallas en motores eléctricos. El objetivo es eliminar de las señales de medición aquellas componentes producidas por la red eléctrica, dejando únicamente las componentes útiles para el diagnóstico de fallas. Para dicha aplicación se evalúa el diseño de filtros en el dominio de la frecuencia (tipo *comb*) y de técnicas *multirate*, de procesamiento digital en el dominio temporal. Copyright © 2009 CEA.

Palabras Clave: Interferencia Armónica, Filtros Comb, Filtros Multirate, Motores Eléctricos.

1. INTRODUCCIÓN

Aún cuando el monitoreo de vibraciones mecánicas ha sido utilizado durante décadas como la técnica preferida para mantenimiento predictivo en motores eléctricos, las investigaciones más recientes están enfocadas al monitoreo de variables eléctricas, como una técnica alternativa y a veces complementaria. En este momento pueden encontrarse algunos paquetes de software que ya manejan algunas de estas estrategias como técnica de mantenimiento predictivo, como también propuestas de técnicas de detección para monitoreo en línea de motores (Obaid *et al.*, 2000).

La técnica de detección de fallas basada en el monitoreo de las corrientes más utilizada se basa, principalmente, en la interpretación de las componentes del espectro de frecuencias asociadas a la falla de los diferentes componentes de la máquina (rotor, estator, rodamientos, carga) (Bellini *et al.*, 2008). Sin embargo, este espectro siempre contiene componentes que no son directamente producidas por las fallas, sino por la alimentación del motor o condiciones de carga que no necesariamente son anormales. Algunas de componentes del espectro, tales como las producidas por la tensión de alimentación (a la frecuencia de alimentación y sus armónicas) muchas veces entorpecen el diagnóstico, debido a que su amplitud es mucho mayor a la amplitud de las componentes producidas por la falla.

Así, tanto para la implementación de software de análisis de fallas, como para el diseño de estrategias de monitoreo en línea, resulta de interés extraer de las variables medidas solamente aquellas componentes que brindan información sobre la falla o sino, al menos, eliminar toda aquella información que no resulta de utilidad para el diagnóstico. Esto es imprescindible cuando se quiere automatizar el proceso de detección, por ejemplo mediante técnicas basadas en inteligencia artificial (Awadallah and Morcos, 2003).

Con el avance de las técnicas de procesamiento digital de señales, es posible actualmente procesar de manera eficiente los datos, a fin de dejar únicamente la señal de interés para el diagnóstico. En particular, en muchos casos resulta de interés eliminar las componentes del espectro producidas por la tensión de alimentación, tanto de frecuencia fundamental como sus armónicas. Se han propuesto estrategias basadas en filtros de muesca (*notch*) (Ayhan *et al.*, 2005) o en filtros pasabanda, donde se busca separar, por ejemplo, las bandas laterales a la componente fundamental, las cuales son producidas por la rotura de barras del rotor. Otras técnicas, que emplean este mismo tipo de pre-procesamiento de la señal se han propuesto para detectar también fallas en los rodamientos (Eren and Devaney, 2002).

Sin embargo, en algunos casos resulta conveniente eliminar, además de la componente de frecuencia fundamental, los armónicos de la misma, ya que existen componentes cercanas a estos armónicos que son producidos por algunos tipos de fallas (Akin *et al.*, 2008; De Angelo *et al.*, 2008; Bossio *et al.*, 2008).

En este trabajo se analizan diferentes estrategias para la eliminación de la interferencia armónica en las señales de medición provenientes de la corriente del motor. Se analizan técnicas tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. En particular se estudia la aplicación de filtros *multirate* (Xu, 2005; Xu and Han, 2006), que permiten cancelar las señales que aparecen en la frecuencia de alimentación fundamental y sus armónicas, dejando únicamente las señales de interés para el análisis de fallas. La estrategia basada en filtros *multirate* se compara con filtros tipo peine (*comb*) (Ferdjallah and Barr, 1994; Tsai *et al.*, 1994) demostrándose que, para la aplicación de diagnóstico de fallas, las técnicas *multirate* tienen la particularidad de extraer la interferencia armónica sin degradar las señales de interés en amplitud ni en fase. Esto permite un mejor post-procesamiento de la señal para calcular, por ejemplo, las componentes que la falla introduce en el torque o la potencia del motor (Trzynadlowski *et al.*, 1999).

¹ Becario del CONICET.

² Investigador del CONICET.

2. INTERFERENCIA ARMÓNICA

Una señal de interferencia armónica puede expresarse matemáticamente por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^L a_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (1)$$

donde,

L = número de armónicas;

a_i = amplitud de la armónica i ;

φ_i = fase de la armónica i ;

$f_i = i \cdot f_1; i \in \mathbb{N}$;

f_1 = frecuencia fundamental de la interferencia armónica.

Discretizando, (1) puede escribirse como:

$$r[n] = \sum_{i=1}^L a_i \sin\left(2\pi f_i \frac{n}{f_s} + \varphi_i\right) \quad (2)$$

siendo,

f_s = frecuencia de muestreo;

n = número de muestra.

Generalizando, cualquier señal de medición podría estar compuesta por: la señal de interés, ruido y la interferencia armónica mencionada.

$$x[n] = sig[n] + z[n] + r[n] \quad (3)$$

$sig[n]$ = señal de interés;

$z[n]$ = ruido blanco con media cero;

$r[n]$ = interferencia armónica.

El objetivo de este trabajo es analizar técnicas de filtrado que permiten eliminar $r[n]$, sin degradar la señal de interés, $sig[n]$, y que puedan aplicarse para facilitar la detección de fallas en máquinas eléctricas. En las siguientes secciones se analizan técnicas en el dominio frecuencial y posteriormente en el dominio temporal.

3. FILTROS COMB DE ANÁLISIS FRECUENCIAL

Los filtros de análisis frecuencial de tipo *comb* o peine son una de las opciones para la eliminación de interferencia armónica. Están caracterizados por tener ceros y/o polos periódicos en frecuencia que permiten eliminar dichas interferencias, aunque su aplicación es limitada debido a la distorsión en fase o amplitud que producen en la señal de interés. A continuación se describen los filtros tipo *comb* más utilizados y sus características en frecuencia.

3.1 Filtros Promediadores MAF

La clase más sencilla de filtro *comb* es la de los filtros promediadores o *MAF* (*Moving Average Filter*), los cuales se describen por la ecuación en diferencias simple:

$$y[n] = \frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M x[n-k] \quad (4)$$

En la Fig. 1 se muestra la respuesta en frecuencia típica de este filtro, donde se pueden observar las muescas (*notches*) periódicas que produce, y cómo decrece su amplitud con la frecuencia.

Debido a la gran atenuación que presentan en altas frecuencias, estos filtros no se utilizan comúnmente como eliminadores de interferencia armónica, sino como filtros pasa-bajos o suavizadores.

3.2 Filtros Feedforward Comb

De la ecuación (4) se observa que la secuencia de salida está formada por un conjunto retardos de la secuencia de entrada. A partir de esa idea se implementan los filtros *feedforward comb* (Fig. 2(a)), donde se realiza una realimentación hacia delante de la secuencia de entrada y un camino directo con un retardo de orden M .

Como se observa en la Fig. 2(b), la respuesta en magnitud de estos filtros presenta también *notches* periódicos en frecuencia pero, al contrario del filtro *MAF*, su respuesta en magnitud se mantiene en cada banda de paso, aunque aquí también de forma no lineal. Como carecen de polos, estos filtros se implementan fácilmente en estructuras de filtros *FIR* (lo que garantiza su estabilidad), naturalmente con respuesta de fase lineal.

3.3 Filtros Feedback Comb

El esquema de este filtro se muestra en la Fig. 3(a) donde puede apreciarse que éste funciona de forma inversa al *feedforward*.

Esta disposición, en vez de producir ceros periódicos en frecuencia (filtros *MAF* y *Feedforward*), produce polos periódicos, convirtiéndose en un selector de frecuencias múltiples (Fig. 3(b)), con la desventaja de tener una respuesta de fase no lineal. Este tipo de filtro se implementa a partir de estructuras IIR. Su implementación no siempre es estable.

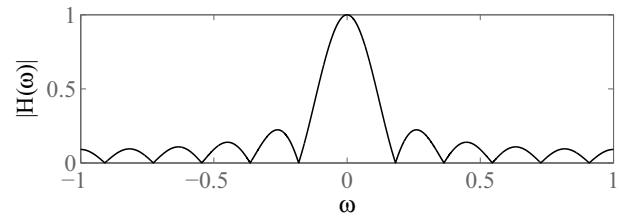


Figura 1. Respuesta en frecuencia del filtro *MAF*.

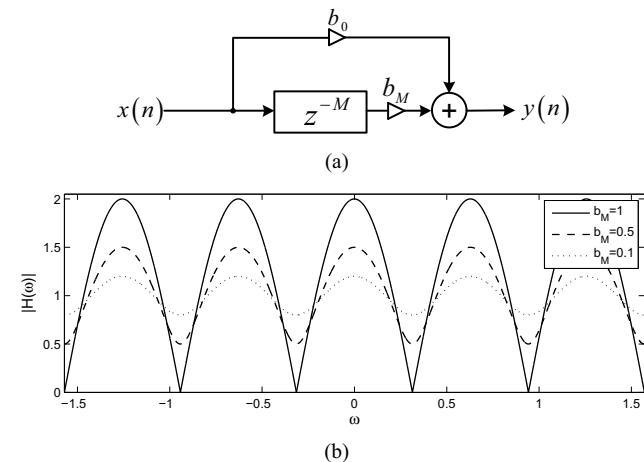


Figura 2. Filtro *Feedforward Comb*. (a) Esquema. (b) Respuesta en frecuencia.

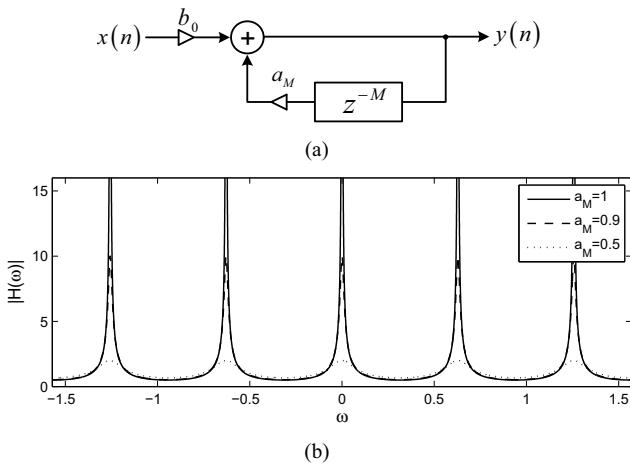


Figura 3. Filtro *Feedback Comb*. (a) Esquema. (b) Respuesta en frecuencia.

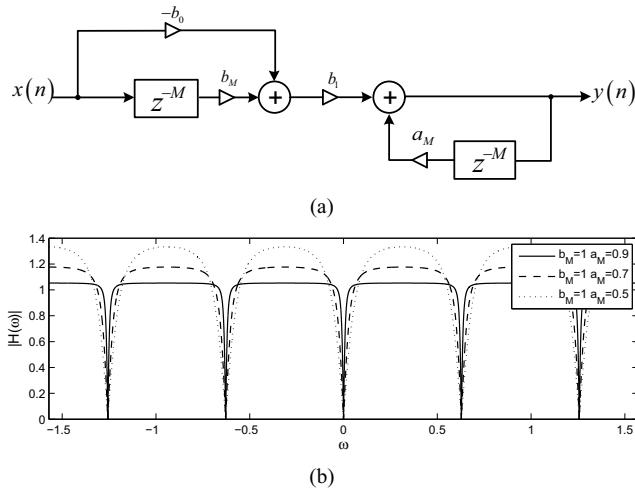


Figura 4. Filtro *comb* generalizado. (a) Esquema. (b) Respuesta en frecuencia.

3.4 Filtro Comb Generalizado

Usando una combinación en cascada de los filtros *comb feed-forward* y *feedback* se obtiene la estructura de un filtro *comb generalizado* (Fig. 4(a)). El diseño de este tipo de filtro se realiza colocando ceros y polos muy cercanos en frecuencia de forma que se compensen entre sí logrando una baja atenuación de la señal en las cercanías de los *notchs*.

Este tipo de filtro posibilita la realización de *notchs* más selectivos en frecuencia (Fig. 4(b)). Su respuesta en fase no es lineal, lo cual es un inconveniente si se desea recuperar la señal de interés con su fase original.

3.5 Filtros Comb a partir de Filtros Pasa-todo

Otra forma de construir filtros *comb* es a partir de un filtro pasa-todo (Regalia *et al.*, 1988), mediante un esquema como el que se muestra en la Fig. 5(a). La función de transferencia determinada por este esquema está dada por (5):

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 + A_{ap}(z)) \quad (5)$$

$$A_{ap}(z) = \text{filtro pasatodo}$$

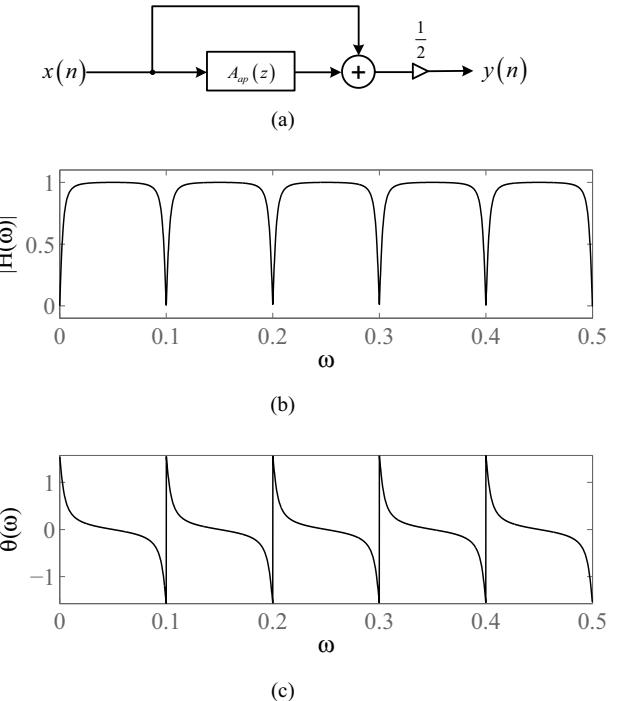


Figura 5. Filtro *comb* basado en pasa-todo. (a) Esquema. Respuesta en frecuencia: (b) Magnitud y (c) fase.

La función $A_{ap}(z)$ comúnmente se elige de 2º orden y de forma que su cambio de fase cuando ω varía de 0 a 2π , es de 2π radianes.

$$A_{ap}(z) = \frac{k_2 + k_1 \cdot (1 + k_2) z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_1 (1 + k_2) z^{-1} + k_2 z^{-2}} \quad (6)$$

Existe entonces una frecuencia ω_0 , en la cual el corrimiento de fase de $A_{ap}(z)$ es de π radianes, produciendo un cero de $H(z)$. La principal ventaja de este tipo de filtro respecto a otros filtros *notch*s es la de poder elegir la frecuencia de *notch* y su ancho de banda independientemente (Hirano *et al.*, 1974) (k_1 ajusta la frecuencia, k_2 ajusta el ancho de banda). Si la función de transferencia se modifica reemplazando z por z^N , el filtro tendrá N pares de ceros complejos conjugados alrededor del círculo unitario (Fig. 5(b)). Esto lo convierte en un filtro *comb* con control de la frecuencia y ancho de banda de sus *notch*s periódicos (Regalia *et al.*, 1988). Sin embargo, el orden de estos filtros es limitado, debido a que la matriz para el cálculo de sus coeficientes se vuelve mal condicionada para órdenes altos.

Este tipo de filtro no evita la distorsión de la fase de la señal, pero logra mejores respuestas en magnitud que los ya mencionados, permitiendo además mayor flexibilidad al diseñar el ancho de banda y la frecuencia del *notch* según las necesidades.

4. FILTRADO EN EL TIEMPO UTILIZANDO TÉCNICAS MULTIRATE

En muchos trabajos de la literatura actual se utilizan métodos basados en la transformada *wavelet* para eliminación de ruido e interferencia armónica. Los métodos llamados *denoising* por *wavelets* tienen la ventaja de eliminar el ruido y la interferencia armónica simultáneamente, aunque requieren que la señal posea una relación señal-ruido alta. En estas técnicas de filtrado, la interferencia armónica se detecta como un *offset*

de los coeficientes *wavelets* bajo circunstancias especiales de muestreo (Xu, 2005; Han *et al.*, 2007).

En base a esta última idea, Xu and Han (2006) proponen un método para la cancelación de interferencia armónica a partir del procesamiento *multirate* de la señal en tiempo. Este método logra el filtrado sin distorsión de la señal de interés tanto en magnitud como en fase. A continuación se describe el método utilizado propuesto por Xu and Han (2006) y se realiza una comparación con los filtros *comb* presentados en la sección anterior.

4.1 Cancelación de armónicas

Si la adquisición de la señal se realiza a una frecuencia de muestreo, f_s , múltiplo de su armónica fundamental, f_1 , y se toma una cantidad de muestras de modo que comprendan un número entero de ciclos de f_1 , se puede afirmar que la media de los datos correspondiente a la interferencia armónica será cero ($\bar{r} = 0$).

En la Fig. 6(a) se muestra, a modo de ejemplo, un ciclo de una señal compuesta de su armónica fundamental, 2da y 3er armónicas, lo que permite notar que la media de la interferencia armónica es cero (aún cuando existan desfasajes en sus armónicas).

El ruido se considera blanco y de media cero ($\bar{z} = 0$), por lo tanto la media de la señal, \bar{x} , será igual a la media de la señal de interés:

$$\bar{x}[n] = \overline{\text{sig}}[n] + \underbrace{\bar{z}[n] + \bar{r}[n]}_0 \quad (7)$$

Así, en primer lugar se procede a quitar el *offset* de la señal, restándole su valor medio:

$$x[n] = x[n] - \bar{x} = x[n] - \overline{\text{sig}} \quad (8)$$

A partir de la señal con media cero, se realiza un submuestreo (*downsampling*) de la señal con una frecuencia de muestreo igual a la de su primer armónica de interferencia, $f_s = f_1$. Comenzando desde la muestra i_{th} , se obtienen R subconjuntos del vector de datos original. Sabiendo que $f_s = R \cdot f_1$, $R \in \mathbb{N}$, el vector de instantes de submuestreo está dado por:

$$t_j[m] = \frac{m}{f_1} + \frac{j}{f_s} \quad (9)$$

donde,

$$m = \{0, 1, 2, \dots, K-1\}$$

$$j = \{0, 1, 2, \dots, R-1\}$$

$$K = \frac{\text{longitud}(x[n])}{R}$$

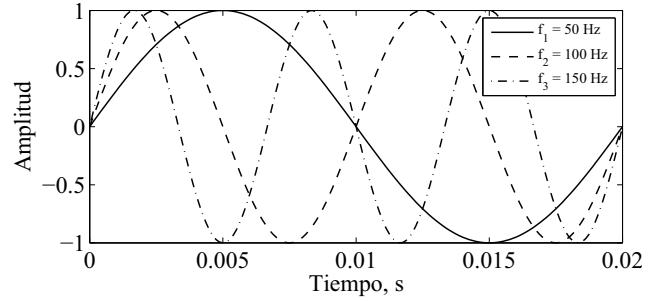
Llamando y_j al j -ésimo subconjunto:

$$y_j[m] = \{x(\frac{j}{f_s}), x(\frac{1}{f_1} + \frac{j}{f_s}), \dots, x(\frac{K-1}{f_1} + \frac{j}{f_s})\} \quad (10)$$

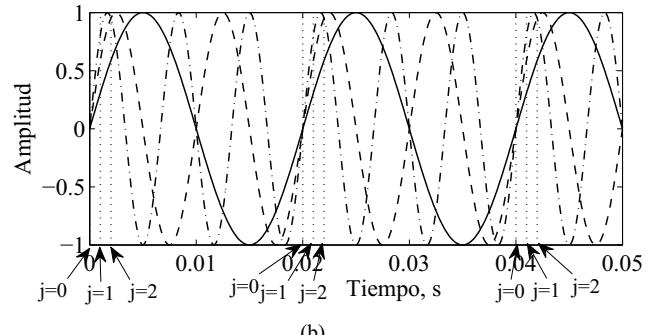
En la Fig. 6(b) se representa gráficamente la realización del submuestreo, tomando como ejemplo la señal de la Fig. 6(a), donde sólo se considera la interferencia armónica. Los subconjuntos j se toman con diferencia de una muestra (en la gráfica se exageró la distancia entre muestras a modo ilustrativo).

Se puede apreciar que cada muestra tomada durante el submuestreo posee el mismo valor en cada subvector:

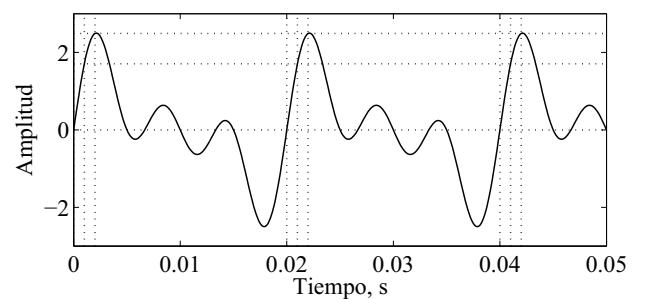
$$r_j[m] = \sum_{i=1}^L a_i \sin(2\pi f_i \cdot t_j[m] + \varphi_i) = r_j[0] \quad (11)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 6. (a) Señal de frecuencia fundamental y sus armónicas.

(b) Submuestreo de armónicas. (c) *Offset* generado por armónicas.

Con esta condición particular de muestreo, cada vector y_j tendrá un valor medio distinto de cero, el cual se debe a la interferencia armónica (Fig. 6(c)). Esto se puede ver como un desplazamiento del cero o *offset* de la señal original *sig*.

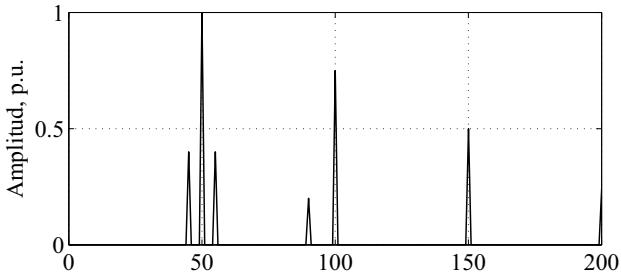
La señal de interés, $\text{sig}[n]$, no influye en el valor del *offset* por tener media cero, al igual que el ruido. De esta forma, al hacer la media del vector y_j se obtiene la media de la interferencia r_j .

$$\bar{y}_j = \bar{r}_j = r_j[0] \quad (12)$$

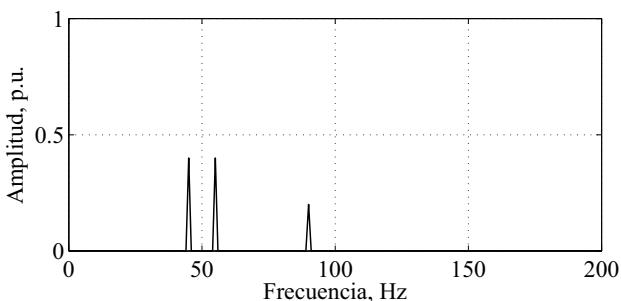
Entonces, el valor de *offset* obtenido se debe sólo a la interferencia armónica, y para remover ésta simplemente se resta o elimina el *offset* de cada subconjunto. Como no es posible estimar con anticipación el valor de $r_j[0]$, se utiliza la media del subconjunto $y[j]$, que es exactamente el mismo valor.

$$\begin{aligned} \hat{y}_j[m] &= y_j[m] - r_j[0] \\ \hat{y}_j[m] &= y_j[m] - \bar{y}_j \end{aligned} \quad (13)$$

El *offset* se compensa en cada subconjunto, obteniendo así el vector \hat{y}_j con media cero. Un problema que puede dar errores en este procedimiento ocurre si la señal de interés contenía un *offset* cuando fue adquirida, lo que producirá errores al momen-



(a)



(b)

Figura 7. Espectros antes y luego del filtrado *multirate*.

to de compensar el *offset* en el submuestreo, distorsionando la señal de interés.

Finalmente la señal se reconstruye a partir de los vectores \hat{y}_j sin interferencia armónica. Reordenando las muestras de la misma forma en que fueron tomadas durante el submuestreo, es decir haciendo un sobremuestreo (*upsampling*), se obtiene la señal filtrada:

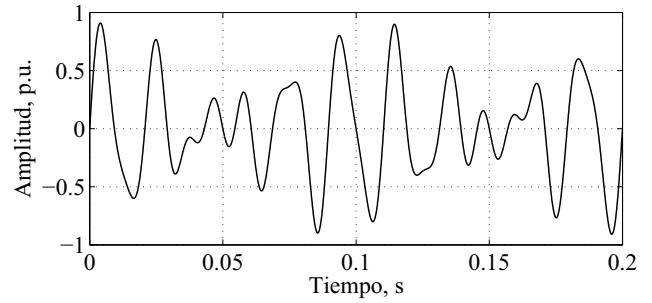
$$\begin{aligned} y[m] = & \{\hat{y}_0[0], \hat{y}_1[0], \hat{y}_2[0], \dots, \hat{y}_0[1], \hat{y}_1[1], \hat{y}_2[1], \dots \\ & \dots, \hat{y}_0[K-1], \hat{y}_1[K-1], \hat{y}_2[K-1], \dots\} \end{aligned} \quad (14)$$

4.2 Prueba del algoritmo

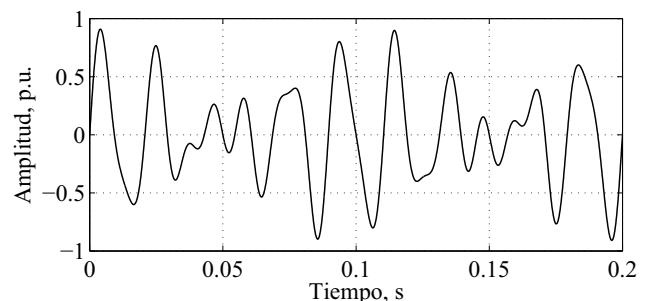
Para corroborar el funcionamiento de este algoritmo, se creó por software una señal con interferencia armónica de 50 Hz con los siguientes datos:

$$\begin{aligned} f_1 &= 50 \text{ Hz} \\ f_s &= 8 \text{ kHz} \\ x(t) &= \text{sig}(t) + \sin(2\pi f_1 t) + \frac{3}{4} \sin(4\pi f_1 t) \\ &\quad + \frac{1}{2} \sin(6\pi f_1 t) + \frac{1}{4} \sin(8\pi f_1 t) \\ \text{sig}(t) &= 0,4 \sin(2\pi 45t) + 0,4 \sin(2\pi 55t) + 0,2 \sin(2\pi 90t) \end{aligned}$$

Como la frecuencia de muestreo es múltiplo de f_1 se puede aplicar el algoritmo de filtrado *multirate*. El vector de datos fue creado de manera de tener una longitud entera de ciclos de f_1 . $x(t)$ está contaminada por los armónicos de 50, 100, 150 y 200 Hz con diferentes magnitudes, por lo que las señales a recuperar son de 45, 55 y 90 Hz ($\text{sig}(t)$).



(a)



(b)

Figura 8. Señal de interés y recuperada.

En la Fig. 7 se muestra el espectro de la señal original y de la señal filtrada empleando el filtrado multirate. Como se observa en el espectro de la Fig. 7(b), la interferencia armónica se cancela exactamente, sin producir distorsión en la señal de interés. Para corroborar que el método no introduce distorsión ni cambios en la fase, en la Fig. 8 se graficó la señal de interés (generada por software) y la señal recuperada luego del filtrado.

4.3 Conversión de la frecuencia de muestreo

Debido a que la señal adquirida no siempre es muestreada a un múltiplo de f_1 , el primer paso que requiere este método de filtrado *multirate* es asegurar que esta condición se cumpla. De lo contrario, no entrará un número entero de ciclos de f_1 y la media de la interferencia armónica no será cero. Al muestrear la señal a un múltiplo de f_1 y cumpliendo con el criterio de Nyquist, la interferencia armónica se visualiza en el espectro como líneas espectrales de muy poca dispersión, mientras que la señales de frecuencias no múltiplos de f_1 no entran justo en la discretización de la frecuencia (*bim*) y se reparten en valores vecinos conservando su energía. Gráficamente se nota que baja su amplitud y se produce un ensanchamiento conservando el área bajo su curva. Para realizar la conversión de la frecuencia de muestreo se procede de la siguiente manera:

- Se realiza el cociente f_s/f_1 , si es un entero se salta al paso (d), sino al paso (b).
- Como se sabe que $f_1 \approx 50 \text{ Hz}$ y las frecuencias de interés no superan los 5Khz, se determina la frecuencia de muestreo como $f_s = 200 \cdot f_1$. Con este valor, tomando dos decimales de precisión en f_1 se logra un numero entero de f_s . Por ej. $f_1 = 50,02 \text{ Hz} \Rightarrow f_s = 10004 \text{ Hz}$; $f_1 = 49,33 \text{ Hz} \Rightarrow f_s = 9866 \text{ Hz}$.
- Se realiza un re-muestreo de la señal a la nueva frecuencia $f_s = 200 \cdot f_1$, utilizando interpolación y decimación (*upsampling -downsampling*).

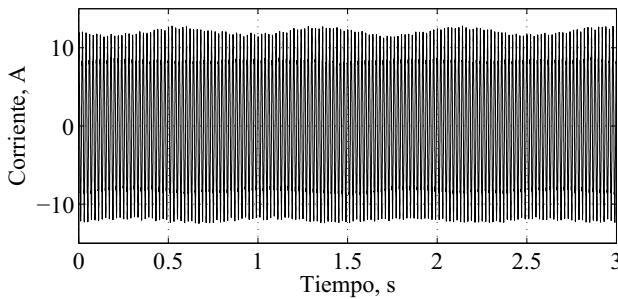


Figura 9. Señal con interferencia armónica: corriente de un motor con rotura de barras.

d. Se toma una cantidad de muestras de modo que entren un número entero de ciclos de f_1 .

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Como se mencionó anteriormente, el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas a partir de la medición de variables eléctricas se basa principalmente en interpretar la información contenida en las diferentes componentes del espectro de las corrientes. Sin embargo, este espectro contiene además información que no es de utilidad, tal como las componentes armónicas producidas por la red.

En esta sección se evalúa el desempeño de algunos de los filtros presentados en las secciones anteriores para la eliminación de interferencia armónica en la señal de corriente de un motor de inducción trifásico. Dicho motor posee una falla en el rotor (rotura de barras), lo que se manifiesta en el espectro de corriente como bandas laterales con una frecuencia del doble del deslizamiento, alrededor de la frecuencia fundamental y sus armónicas. Se diseñaron filtros tipo *multirate*, *comb* generalizado, y *comb* basado en pasa-todo con el objetivo de eliminar las componentes de interferencia armónica producidas por la red, manteniendo la información necesaria para el diagnóstico de fallas (bandas laterales). La señal adquirida corresponde a una de las corrientes del motor, trabajando en régimen permanente.

La frecuencia de la armónica fundamental de esta corriente se obtiene mediante un método de búsqueda, con diferentes valores estimados de f_1 (en las cercanías de 50 Hz), lo que implica diferentes frecuencias de muestreo, verificando en qué valor de frecuencia se obtiene la mayor amplitud espectral de la primera armónica.

En la Fig. 9 se muestra la forma de onda de la corriente de fase adquirida correspondiente a un motor de inducción trifásico con tres barras rotas en el rotor. Se aprecia la modulación en amplitud producida por esta falla (De Angelo *et al.*, 2008). Los datos de la adquisición son: $f_s = 4000$ Hz, $f_1 = 50,0098$ Hz, 64000 muestras.

En la Fig. 10(a) se muestra el espectro de corriente utilizando la frecuencia de muestreo original y tratando de tomar un número de datos en el cual se aproxime más a un número entero de ciclos de f_1 . Luego de esto se cambia la frecuencia de muestreo a un múltiplo de f_1 , para obtener un mejor *fit* en frecuencia. En este espectro se aprecian las componentes de interferencia armónica en la frecuencia fundamental y las armónicas principales (3^{ra} , 5^{ta} , 7^{ma} y 9^{na})

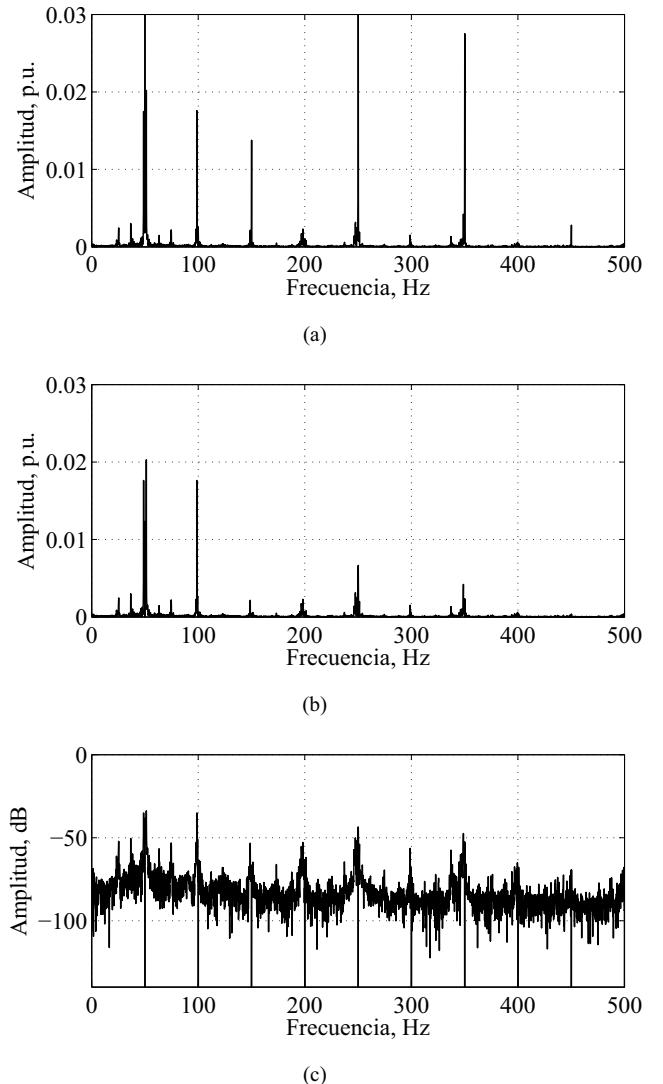
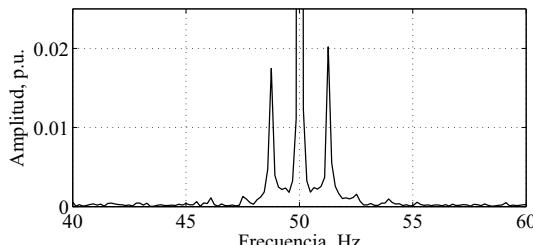


Figura 10. Filtro *multirate*. Espectro de la señal (a) adquirida original; (b) luego de ser filtrada; (c) en escala logarítmica.

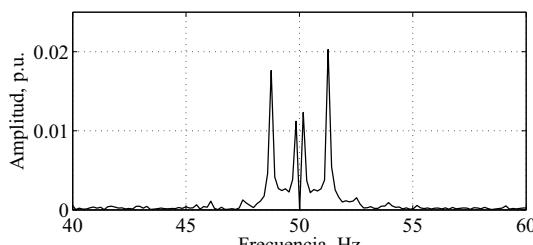
En la Fig. 10(b) se muestra el espectro de la señal con cancelación de la interferencia armónica. Como puede apreciarse, las componentes de interferencia armónica se eliminan completamente, sin modificarse el resto del espectro. En la Fig. 10(c) se muestra el mismo espectro en escala logarítmica, donde se aprecia el efecto de los *notches* periódicos en múltiplos de f_1 .

En la Fig. 11 se muestra en detalle la eliminación de la armónica fundamental, f_1 , por este filtrado. Como se observa, la señal de corriente presenta bandas laterales alrededor de f_1 , lo que indica que el motor está en presencia de una falla (en este caso rotura de barras). Para este tipo de falla, la separación de las bandas laterales respecto de f_1 dependen del estado de carga del motor, aproximándose más a f_1 cuanto menor sea la carga del motor. Un efecto similar se puede apreciar junto a las componentes armónicas, como se muestra en la Fig. 12 para la segunda armónica (100 Hz).

De estas figuras se puede apreciar como la cancelación de armónicas mediante este método facilita la detección de fallas a partir de las bandas laterales, aún cuando éstas se encuentren muy cercanas a f_1 y sus armónicas. Las ventajas de esta técnica radican principalmente en poder eliminar una línea espectral

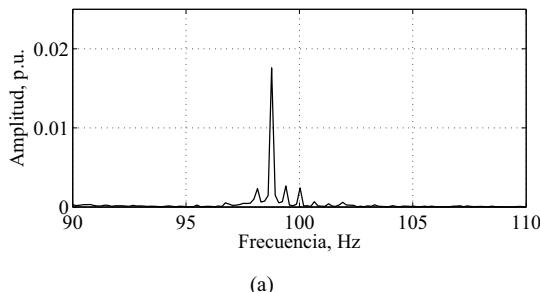


(a)

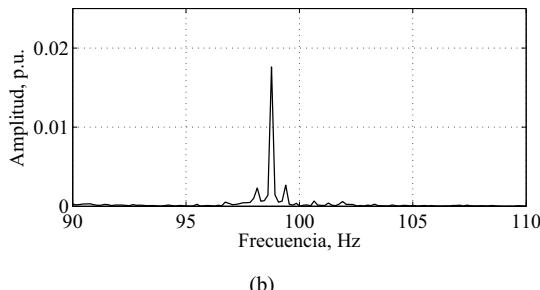


(b)

Figura 11. Filtro *multirate*. Ampliación del espectro en las cercanías de 50 Hz. (a) Original. (b) Filtrada.



(a)

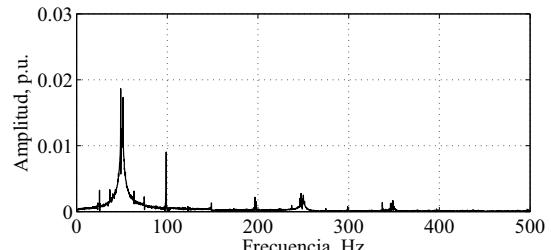


(b)

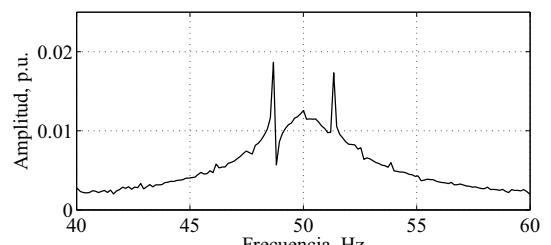
Figura 12. Filtro *multirate*. Ampliación del espectro en las cercanías de 100 Hz. (a) Original. (b) Filtrada.

y sus armónicas sin afectar las frecuencias vecinas. Además, al no afectar la fase de la señal original es posible realizar cálculos de otras magnitudes (potencia, vector de Park) sin necesidad de compensar los retardos que originarían cualquier filtro digital convencional. Como desventajas de este método se puede decir que si las señales de interferencia armónica poseen mucha dispersión en su espectro, al filtrar las líneas espectrales de interferencia armónica queda una porción del espectro sin eliminar (área a los lados de la línea espectral) por lo cual no se cancelaría exactamente esta interferencia.

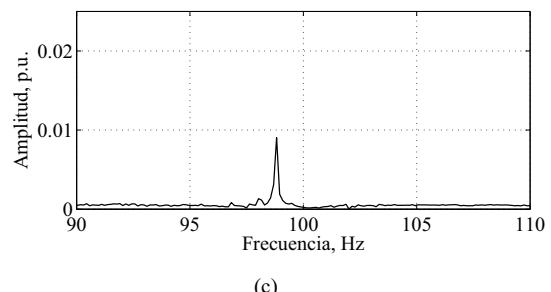
Para comparar el desempeño de este filtro con los presentados en la sección 3 se implementaron los filtros *comb* generalizado



(a)



(b)



(c)

Figura 13. Filtro *Comb* generalizado. (a) Espectro de la señal filtrada. (b) Ampliación alrededor de 50 Hz.(c) Ampliación alrededor de 100 Hz.

y *comb* basado en pasa-todo, y se aplicaron para la eliminación de interferencia armónica de la señal de corriente de la Fig. 9.

El filtro *comb* generalizado fue diseñado de orden 80, para una frecuencia de muestreo $f_s = 4$ kHz, una frecuencia fundamental $f_1 = 50$ Hz, con ganancia *feedforward* = 0.9, y ganancia *feedback* = 0.8. Los resultados de este filtrado se muestran en la Fig. 13, donde se aprecia cómo se eliminan las componentes de interferencia armónica (Fig. 13(a)). En las Fig. 13(b) y 13(c) se muestra el efecto del filtro en las cercanías de la frecuencia fundamental y de su segunda armónica. Se observa que este filtro, si bien elimina la interferencia, afecta la magnitud de la señal de interés, en este caso las bandas laterales.

Para el diseño del filtro basado en pasa-todo se utilizó un orden de 10, debido a que para órdenes mayores la matriz de cálculo de los parámetros se vuelve mal condicionada. La frecuencia de muestreo en este caso fue tomada como $f_s = 1$ kHz, para una frecuencia fundamental $f_1 = 50$ Hz. Los parámetros de diseño que se tomaron fueron: $BW = 0,012 \cdot \pi$; $M = 10$. En la Fig. 14(b) se muestra una ampliación del espectro obtenido luego de aplicar este filtro, en la zona cercana a la frecuencia fundamental, mientras que en la Fig. 14(c) se muestra el espectro en las cercanías de la segunda armónica.

Como puede apreciarse, los filtros frecuenciales eliminan correctamente la componente fundamental y sus armónicas,

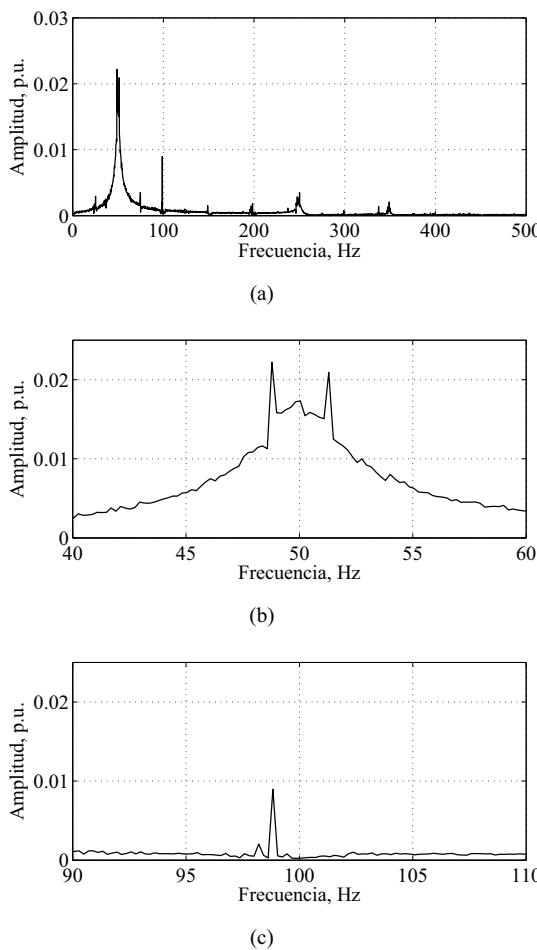


Figura 14. Filtro *Comb* basado en pasa-todo. (a) Espectro de la señal filtrada. (b) Ampliación alrededor de 50 Hz. (c) Ampliación alrededor de 100 Hz.

que producen una distorsión en la fase de la señal de interés. Al compararlos con los filtros *multirate*, puede decirse que estos filtros presentan ventajas al eliminar la interferencia armónica cuando se presenta algo de dispersión en el espectro. Esto se puede realizar con un correcto diseño del *notch*. Sin embargo, un diseño incorrecto puede llevar a eliminar o atenuar la información de interés.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentaron diferentes técnicas para la eliminación de interferencia armónica, con aplicación al diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas. Se presentaron diseños de filtros tanto en el dominio frecuencial como temporal.

Se verificó experimentalmente el desempeño de algunos de estos filtros (*comb* generalizado, *comb* basado en pasa-todo, y *multirate*), para la eliminación de las componentes fundamental y armónicas producidas por la tensión de alimentación sobre las corrientes de un motor con fallas. A partir de allí se comprobó que cualquiera de estos filtros puede emplearse para la eliminación de la interferencia armónica, preservando la información de la falla, en este caso dada por las bandas laterales alrededor de la frecuencia fundamental.

Sin embargo, en el caso de los filtros *comb* generalizado y basado en pasa-todo, para no alterar la información contenida

en las bandas laterales es necesario un correcto diseño del ancho de los *notches*. Dado que la separación de estas bandas depende de la carga, un diseño incorrecto puede hacer que las mismas sean atenuadas o incluso eliminadas. Esto no ocurre en el caso de los filtros *multirate*.

Los filtros *multirate* presentan la ventaja de no modificar la fase de la señal original, permitiendo por lo tanto emplear la señal filtrada para cálculos posteriores, tales como potencia, torque, etc.

En cualquier caso, para un correcto filtrado de la interferencia armónica resulta imprescindible conocer con precisión la frecuencia fundamental de esta interferencia.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen la invaluable colaboración del Dr. Juan Cousseau, por sus ideas y asesoramiento en la realización de este trabajo. Este trabajo fue financiado por FONCyT-ANPCyT, CONICET y la UNRC.

REFERENCIAS

- Akin, B., U. Orguner, H.A. Toliyat and M. Rayner (2008). Low order PWM inverter harmonics contributions to the inverter-fed induction machine fault diagnosis. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **55**(2), 610–619.
- Awadallah, M.A. and M.M. Morcos (2003). Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives - An overview. *IEEE Trans. on Energy Conv.* **18**(2), 245–251.
- Ayhan, B., H.J. Trussell, M.-Y. Chow and M.-H. Song (2005). Application of notch filtering under low sampling rate for broken rotor bar detection with DTFT and AR based spectrum methods. In: *31st Annual Conf. of IEEE Indus. Electronics Soc. (IECON 2005)*. pp. 2597–2602.
- Bellini, A., F. Filippetti, C. Tassoni and G. A. Capolino (2008). Advances in diagnostic techniques for induction machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **55**(12), 4109–4126.
- Bossio, G. R., C. H. De Angelo and G. O. Garcia (2008). Evaluación de los armónicos de corriente para el diagnóstico de barras rotas en motores de inducción. In: *XXI Congreso Argentino de Control Automático, AADECA '2008*. Asociación Argentina de Control Automático, AADECA. Buenos Aires, Argentina. p. A118.
- De Angelo, Cristian H., Guillermo R. Bossio, José M. Bossio and Guillermo O. Garcia (2008). Broken bar detection in single-phase reciprocating compressors. In: *The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '08)*. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Orlando, Florida, USA. pp. 1125–1130.
- Eren, L. and M.J. Devaney (2002). Bearing damage detection via wavelet packet. In: *19th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. (IMTC 2002)*. Vol. 1. pp. 109–113.
- Ferdjallah, M. and R.E. Barr (1994). Adaptive digital notch filter design on the unit circle for the removal of powerline noise from biomedical signals. *IEEE Trans. on Biomedical Engineering* **41**(6), 529–536.
- Han, Jun, Ying Hao and Lijun Xir (2007). Simultaneous removal of harmonic interference and white noise by combining multi-rate signal processing and wavelet denoising techniques. In: *IEEE Instrumentation and Measurement Technol-*

- ogy Conference Proceedings, 2007. IMTC 2007.. Warsaw. pp. 1–5.
- Hirano, K., S. Nishimura and S. Mitra (1974). Design of digital notch filters. *IEEE Trans. on Communications* **22**(7), 964–970.
- Obaid, R.R., T.G. Habetler and D.J. Gritter (2000). A simplified technique for detecting mechanical faults using stator current in small induction motors. In: *The 2000 IEEE Industry Applications Conf.*. Vol. 1. pp. 479–483.
- Regalia, P.A., S.K. Mitra and P.P. Vaidyanathan (1988). The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block. *Proceedings of the IEEE* **76**(1), 19–37.
- Trzynadlowski, A.M., M. Ghassemzadeh and S.F. Legowski (1999). Diagnostics of mechanical abnormalities in induction motors using instantaneous electric power. *IEEE Trans. on Energy Conversion* **14**(4), 1417–1423.
- Tsai, C-T., H-L. Chan, C-C. Tseng and C-P. Wu (1994). Harmonic interference elimination by an active comb filter [ECG application]. In: *16th International Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Soc.*. Vol. 2. pp. 964–965.
- Xu, L. (2005). Cancellation of harmonic interference by baseline shifting of wavelet packet decomposition coefficients. *IEEE Trans. on Signal Processing* **53**(1), 222–230.
- Xu, Lijun and Jun Han (2006). Cancellation of harmonic interference using multi-rate signal processing techniques. In: *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006..* pp. 1392–1396.