

# Nueva familia de filtros digitales para medición fasorial♦

José Antonio de la O Serna\*

## Abstract

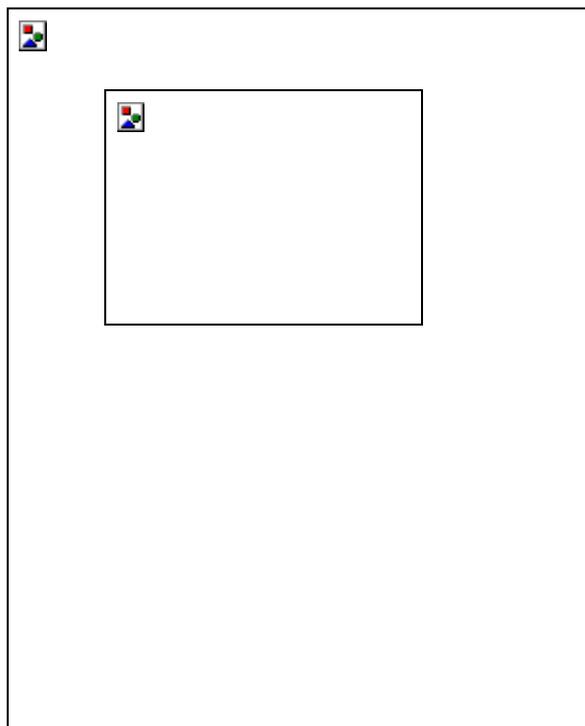
*A new design methodology for frequency-selective digital filters is presented in this paper. It was devised to enhance the accuracy of phasor measurements in transient conditions. The procedure starts proposing a new family of compact-spectrum windows to form filters with a tighter stopband than that of the conventional filter, currently used in the commercial equipments. A comparative evaluation shows that, for two-cycle long signal segments, the new  $O_2$  filter is ten times more accurate than the conventional one. And such precision can be further improved, by dilating the window up to the available signal length. In addition to the theoretical contribution of the new family of windows, this research work provides an accuracy improvement on phasor measurement. This contribution is all the more original and important, as no commercial equipment up to date has used this windowing method.*

**KeyWords:** Phasor measurement, windows, passband filter, harmonic analysis, protection, digital relays, fault location.

El propósito del presente trabajo de investigación es el de mejorar la precisión del proceso de medición fasorial en presencia de las señales aperiódicas que aparecen al interrumpirse el régimen estacionario del sistema eléctrico de potencia. Para lograr tal objetivo se propone disminuir las fugas interarmónicas del filtro convencional de Fourier, utilizado actualmente en la mayoría de los equipos comerciales. Con una

---

♦ Proyecto galardonado con el Premio de Investigación UANL 1998 en la Categoría de Ciencias Exactas, otorgado en sesión solemne del Consejo Universitario en septiembre de 1999. Publicado en la revista CIENCIA UANL Vol.III, No. 1.



respuesta a la frecuencia mucho más compacta, los nuevos filtros digitales rechazan mejor las señales transitorias y ofrecen mediciones fasoriales mucho más exactas.

## INTRODUCCION

Actualmente, para calcular los fasores, amplitud y fase de las corrientes y voltajes alternos, se aplica el filtrado convencional de Fourier a dichas señales.<sup>1,2</sup> Esta técnica de filtrado utiliza los filtros coseno y seno para obtener las proyecciones ortogonales del fasor. Sus respuestas impulsionales se forman restringiendo mediante una ventana rectangular las funciones seno y coseno. Se llaman

---

\* Doctorado en Ingeniería Eléctrica, FIME, UANL.

filtros porque deben eliminar toda señal ajena a la frecuencia fundamental (60 Hz). Para eliminar las armónicas, se requiere que la duración de la ventana rectangular sea un múltiplo de ciclo, y que el tiempo de muestreo sea una fracción de ciclo. El inconveniente mayor es que presentan fugas interarmónicas, debido a los relativamente altos lóbulos laterales del espectro de dicha ventana. La deficiencia persiste al cambiar la ventana rectangular por cualquiera otra de las clásicas, ya que también poseen lóbulos laterales considerables, como lo demuestran estudios previos<sup>3</sup> sobre este tema.

El propósito de este artículo es presentar un nuevo método de diseño de filtros digitales pasabanda y de probar que éstos mejoran la precisión de las mediciones fasoriales obtenidas con el filtro convencional de Fourier en condiciones transitorias. Para ello se expone la deducción matemática de una nueva familia de ventanas cuyos espectros carecen prácticamente de lóbulos laterales. Con ésta se forman filtros pasabanda de respuesta a la frecuencia más compacta que la del filtro convencional de Fourier, por lo que mejoran el rechazo de las señales aperiódicas y se liberan de las condiciones en duración y tiempo de muestreo impuestas por la ventana rectangular. Sus características temporales y frecuenciales los hacen idóneos para la medición fasorial que requieren las funciones de localización de fallas y de medición, donde los segmentos de señal disponible superan los dos ciclos de duración.

Se demuestra que las mediciones fasoriales obtenidas con los nuevos filtros son diez veces más precisas que las que se obtienen con el filtro convencional sobre las mismas señales. Además, los filtros propuestos son tanto más precisos cuanto más grande es su duración. Por lo que conviene que ésta se adapte a la del segmento de señal disponible.

## METODOLOGIA

El método de diseño se inicia proponiendo una secuencia de funciones monolóbicas definidas en frecuencia. La forma del lóbulo depende del índice de la secuencia y es tanto más delgada cuanto más grande es el índice. La secuencia define una familia de espectros ideales a la que las nuevas ventanas van a aproximarse. Aplicando a dicha secuencia la transformada de Fourier inversa se obtiene la correspondiente secuencia de funciones en el tiempo, las cuales resultan ser de duración infinita, aun cuando sus valores significativos se concentren en intervalos de tiempo finitos. La duración de estos intervalos es tanto más grande cuanto más grande es el índice de la secuencia. Restringiendo la secuencia de funciones a un intervalo de tiempo finito, se obtiene una secuencia de ventanas de igual duración. Si la duración del truncamiento es superior a la del intervalo de valores significativos, el espectro de la ventana será muy parecido al ideal. Por el contrario, cuando valores significativos de la función son forzados a cero, el espectro de la ventana contendrá lóbulos laterales. El proceso de diseño consiste entonces en resolver el compromiso entre el nivel relativo de lóbulos laterales deseado y el tiempo disponible en la aplicación. Una vez que se ha especificado el índice y la duración de una ventana, es posible aplicar dilatación temporal para adelgazar su espectro.

## RESULTADOS

Los resultados se presentan inicialmente en el plano teórico, i. e., la obtención de la nueva familia de ventanas y sus características temporales y frecuenciales; así como las ecuaciones para la implementación de los filtros digitales. Finalmente, se evalúa la operación de los nuevos filtros de duración creciente sobre señales de casos típicos.

### OBTENCIÓN DE LA NUEVA FAMILIA DE VENTANAS

La figura 1 muestra la mitad derecha del espectro de la ventana rectangular de un ciclo de la frecuencia fundamental ( $T=1/f_0$ ). En su abscisa se despliega la frecuencia normalizada con respecto a la frecuencia fundamental ( $u = f/f_0 = fT$ ). Como se puede observar, el espectro se extiende hasta más allá de la décima armónica.

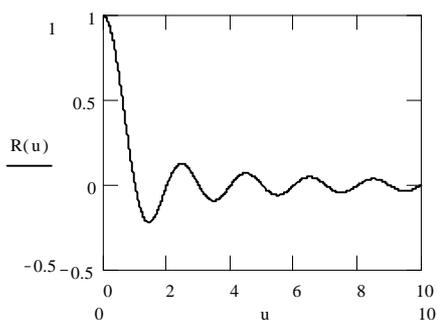


Fig. 1. Espectro de la ventana rectangular,  $u=fT$ .

Para suprimir los importantes lóbulos laterales del espectro de la ventana rectangular, se propone la siguiente secuencia de funciones frecuenciales:

$$O_N(f) = \begin{cases} \cos^N\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right), & |f| \leq f_0 \\ 0, & |f| > f_0 \end{cases} \quad (1)$$

donde N es un entero no negativo. La potencia N es llamada factor de forma leptógeno, ya que en la medida en que éste se incrementa, se adelgaza el lóbulo principal, acotado por  $2f_0$ .

Esto se puede observar en la figura 2, donde se muestran los lóbulos correspondientes a  $N=1,2,4$  y 8. Note que el lóbulo se va adelgazando hasta formar curvas de Gauss<sup>4</sup> centradas en la frecuencia cero.

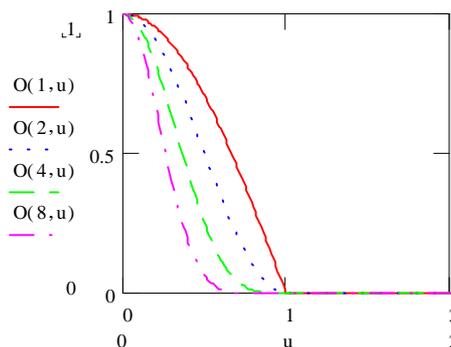


Fig. 2. Espectros ideales  $O_N(f)$ ,  $N=1,2,4$  y 8.

Con el objeto de obtener la secuencia de funciones temporales correspondiente a la secuencia de (1), esta ecuación se escribe de la siguiente forma más simple:

$$O_N(f) = V(f) \cos^N\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (2)$$

donde  $V(f)$  es la respuesta a la frecuencia del filtro pasabajos ideal de ancho de banda  $f_0$ . Esto es:

$$V(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq f_0 \\ 0, & |f| > f_0 \end{cases} \quad (3)$$

La transformada inversa de Fourier de (2) es

$$o_N(t) = \int_{-\infty}^{\infty} O_N(f) \exp(j2\pi f t) df \quad (4)$$

Para  $N=0$ ,  $O_N(f)=V(f)$ , y  $o_N(t)$  es la función seno cardinal:

$$o_0(t) = 2f_0 \operatorname{sinc}(2\pi f_0 t) = v(t) \quad (5)$$

El ancho del lóbulo principal de esta función es  $T=1/f_0$  y sus cruces por cero se localizan en los instantes  $t_k=k(T/2)$ , donde  $k$  es un entero no nulo. Usando la fórmula de Euler y el teorema binomial en (2), se obtiene:

$$O_N(f) = \left[ \frac{1}{2^N} \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \exp\left[j \frac{\pi f}{2f_0} (2k - N)\right] \right] V(f) \quad (6)$$

La transformada inversa de Fourier del  $k$ -ésimo término de la expansión binomial es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[ j\pi f \left( \frac{(2k - N)}{2f_0} + 2t \right) \right] df = \delta\left(t - \frac{(2k - N)}{4f_0}\right) \quad (7)$$

donde  $\delta(t)$  es la distribución de Dirac en  $t=0$ . Aplicando la linealidad de la transformada de Fourier y el teorema de convolución a (6), se obtiene:

$$o_N(t) = \left[ \frac{1}{2^N} \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \delta\left(t - \frac{(2k - N)}{4f_0}\right) \right] * v(t) \quad (8)$$

donde \* es el operador de convolución.

El miembro izquierdo de (8) es la distribución de Bernoulli de orden  $N$ , la cual contiene  $N+1$  pulsos separados entre sí de  $T/2$  s, y corresponde a la transformada inversa de Fourier del factor cosenoidal de (2) sin restricción frecuencial alguna. Restringir dicho factor por  $V(f)$ , equivale a pasar la distribución discreta de Bernoulli a través del filtro pasabajas ideal de ancho de banda  $f_0$ , y por tanto a convolucionarla en el tiempo con  $v(t)$ .

Por lo tanto según (8),  $o_N(t)$  corresponde a la interpolación perfecta de la secuencia de Bernoulli de orden  $N$ . El resultado es el siguiente:

$$o_N(t) = 2f_0 \left[ \frac{1}{2^N} \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \operatorname{sen} c\left(2\pi f_0 t - \frac{\pi(2k - N)}{2}\right) \right] \quad (9)$$

Ésta es la superposición de las funciones seno cardinal escaladas por el  $k$ -ésimo coeficiente de Bernoulli, y centradas en los instantes

$$t_k = \frac{(2k - N)}{4} T, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

La figura 3 muestra la evolución de las funciones temporales  $o_N(t)$ , para  $N=0, 1, 2, 4, 8$ .

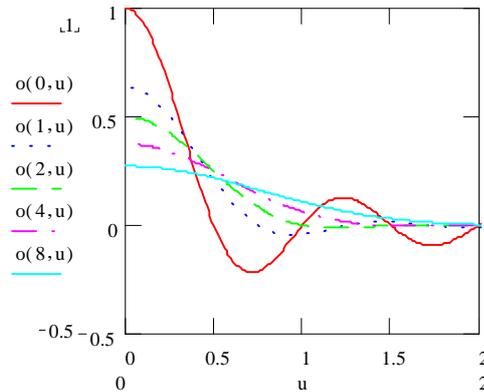


Fig. 3. Funciones  $o_N(t)$ ,  $u=t/T$ ,  $N=0, 1, 2, 4, 8$ .

En dicha figura el tiempo se muestra en ciclos,  $u=t/T$ . Para  $N=0$ , se obtiene la función seno cardinal  $v(t)$ . Esta función exhibe oscilaciones sobre un gran intervalo de tiempo. En la medida en que  $N$  crece, las oscilaciones de las funciones se van atenuando hasta adquirir formas gaussianas, cada vez más aplanadas. El efecto adelgazante de  $N$  en frecuencia, se traduce en un ensanchamiento de las funciones temporales.

### PROPIEDADES DE LAS NUEVAS VENTANAS

Las nuevas ventanas se obtienen restringiendo las funciones temporales  $o_N(t)$  al intervalo centrado de duración finita  $D$ . Cada truncamiento produce una secuencia de ventanas de duración  $D$ . Como se

puede apreciar en la figura 3, en la medida en que  $D$  aumenta, menos valores significativos de  $o_N(t)$  son truncados, por lo que los espectros de las ventanas se aproximan cada vez más a los espectros ideales  $O_N(f)$ . En la referencia<sup>5</sup> se desarrolla y presenta los detalles del diseño de ventanas.

La tabla I muestra el ancho del lóbulo principal, y el nivel relativo del primer lóbulo lateral para ventanas de diferente duración.

TABLA I CARACTERÍSTICAS ESPECTRALES DE LAS NUEVAS VENTANAS

$N$ $\delta$	2		4		8	
	$\beta$	dB	$\beta$	dB	$\beta$	Db
1	1.15	-17	1	-16	1	-14
2	0.96	-38	0.75	-28	0.60	-19
3	1	-43	0.84	-56	0.71	-33
4	1	-49	1	-66	0.81	-54
5	1	-54	1	-75	0.90	-85
6	1	-56	1	-81	0.93	-101
7	1	-58	1	-86	0.93	-114
8	1	-60	1	-93	0.93	-126
9	1	-63	1	-98	1	-135
10	1	-64	1	-103	1	-142

El ancho del lóbulo se expresa como factor del ancho de banda ideal  $f_0$ , y el nivel relativo en dB. La duración se da en ciclos ( $d=D/T$ ). La línea gruesa marca un umbral a partir del cual el nivel relativo es bastante bajo. Por otra parte, en cada duración (renglón), el mínimo nivel relativo aparece junto a dicho umbral, lo que significa que existe un valor óptimo de  $N$  para cada duración. Estos datos se obtuvieron aplicando FFT (Fast Fourier Transform) a las ventanas discretas tomando  $M=16$  muestras por ciclo y rellenando con ceros segmentos de 512 muestras.

Descripciones detalladas de las características espectrales de las ventanas clásicas se encuentran en la referencia<sup>6</sup>. En el primer renglón de la tabla se puede observar que el nivel relativo del primer lóbulo lateral de las nuevas ventanas de un ciclo converge al nivel relativo de la ventana rectangular (-13 dB) cuando  $N$  aumenta. En la figura 3 se puede observar que en realidad dicha convergencia se produce para cualquier duración, ya que en la medida en que  $N$  aumenta, las funciones  $o_N(t)$  se van aplanando, y al restringirlas se producen ventanas rectangulares.

Las ventanas con inferiores lóbulos laterales se obtienen al aumentar la duración. Por ejemplo una ventana equivalente a la de Hamming (-41dB) se obtiene con  $N=2$  y  $d=3$ . En<sup>7</sup> se comparan las nuevas ventanas con las clásicas. Los espectros más compactos se obtienen en la esquina inferior derecha de la tabla.

Existen aplicaciones en donde la duración no plantea ningún problema, por ejemplo en análisis armónico se utilizan segmentos de señal de diez o más ciclos. En otras, como la localización de fallas, la duración es aleatoria, pues los segmentos de señal terminan cuando los interruptores de protección se abren. La función más restrictiva en tiempo es la de protección, ya que requiere mediciones sobre segmentos de no más de un ciclo.

Tradicionalmente, la comunidad de procesamiento de señales da a cada ventana el nombre de su autor. En lo que sigue nos referiremos a cada una de las nuevas ventanas por la notación  $o_N(t)$ , especificando  $N$  y su duración. La barra simboliza la operación de truncamiento efectuada sobre la función  $o_N(t)$ .

### DISEÑO DE FILTROS PASABAJAS

Los nuevos filtros digitales se obtienen aplicando el procedimiento de aproximación funcional de filtros selectivos en frecuencia. Los detalles de esta metodología aparecen en las referencias<sup>8,9,10</sup>. Se trata de aproximar una familia de funciones a un filtro pasabajas ideal. La familia de funciones aproximadas determina el tipo de bordes laterales del filtro. A cada familia corresponde un tipo de filtro. Los filtros Butterworth, Chebyshev y elípticos provienen de este método. En nuestro caso,  $O_N(f)$  constituye una secuencia de respuestas frecuenciales de filtros pasabajas ideales, cuyas respuestas impulsionales infinitas (*Infinite Impulse Response*) están dadas por  $o_N(t)$ . La secuencia  $O_N(f)$  constituye por tanto una gama de opciones para el diseño de filtros pasabajas. Y el truncamiento temporal introduce la aproximación frecuencial, dando lugar a filtros de respuesta impulsional finita (*Finite Impulse Response*), los cuales son algorítmicamente implementables.

A diferencia de los filtros Butterworth, Chebyshev y elípticos, los nuevos filtros ofrecen bandas supresoras más cerradas, son no causales y de fase nula, lo cual es sumamente importante en medición fasorial, ya que no alteran la fase del fasor.<sup>11,12</sup>

La figura 4 muestra las respuestas frecuenciales de los filtros pasabajas FIR  $\bar{O}_N$  y  $\bar{O}_\infty$  de duraciones  $d=1, 2, 3$  y  $4$  ciclos. Para cada una de ellas, los valores de  $N$  mostrados ofrecen lóbulos laterales poco significativos. Como ya se ha dicho, en cada duración, el filtro  $\bar{O}_\infty$  corresponde al filtro convencional de Fourier, ya que cuando  $N \rightarrow \infty$ , el espectro de  $\bar{O}_N$  converge al de la ventana rectangular. Lo que significa en cada figura que al aumentar  $N$ , el lóbulo principal se adelgaza

mientras que los lóbulos laterales se elevan. Note también que para la ventana rectangular, el aumento en duración representa solamente una dilatación temporal (contracción frecuencial), por lo que sus espectros conservan el mismo nivel de lóbulo lateral de una duración a otra.

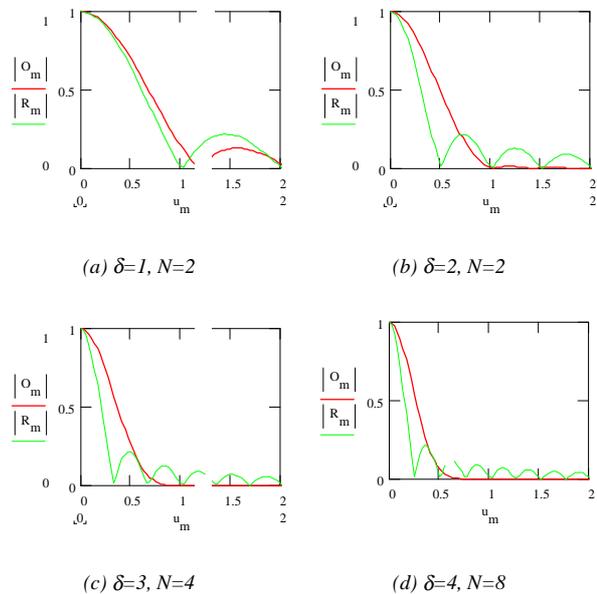


Fig. 4. Respuesta a la frecuencia de los filtros FIR  $\bar{O}_N$  y  $\bar{O}_\infty$ .  $u=fT$ .

Para  $d=1$  los nuevos filtros no compiten con el convencional de Fourier ya que el truncamiento es tan fuerte que son muy semejantes a él. Sin embargo, para  $d=2$ , la reducción en lóbulos laterales es ya considerable (-38 dB, casi 1% del lóbulo principal). Este filtro es estudiado y evaluado ampliamente<sup>13,14,15</sup> y considerado más adelante en las simulaciones numéricas. Para duraciones superiores a dos ciclos, los lóbulos laterales pueden

reducirse tanto como se desee y son idóneos para las aplicaciones donde la urgencia no es un factor relevante. Note también que, aun aumentando su duración, el filtro convencional de Fourier sigue siendo permeable en una amplia banda frecuencial, lo que provoca errores apreciables en las mediciones fasoriales obtenidas bajo condiciones transitorias.

Finalmente, una vez que se ha especificado un filtro  $O_N$  (valor de  $N$  y duración), es posible aumentar su selectividad frecuencial<sup>12</sup> dilatando temporalmente su ventana.

En la siguiente sección se considera el diseño de los filtros pasabanda necesarios para extraer la componente fundamental de la señal y obtener las proyecciones horizontal y vertical del fasor.

### FILTROS DE FOURIER MODIFICADOS

Los filtros pasabanda para medición fasorial se obtienen sintonizando en la frecuencia fundamental  $f_0$  la respuesta frecuencial de los pasabajos. Lo que se obtiene mediante una simple translación frecuencial del espectro  $O_N(f)$  a la frecuencia central  $f_0$ :

$$H_N(f) = \bar{O}_N(f - f_0) \quad (11)$$

Aplicando transformada inversa de Fourier, se obtiene la correspondiente respuesta impulsional:

$$h_N(t) = \bar{o}_N(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (12)$$

la cual es compleja y corresponde a la modificación del filtro complejo de Fourier. Éste obtiene las proyecciones real e imaginaria del fasor correspondiente a la señal de entrada. En la práctica, se puede considerar como la asociación de dos filtros, el llamado filtro Coseno, que obtiene la parte

real, y el Seno, que obtiene la parte imaginaria. Entonces, se tiene:

$$h_N(t) = h_c(t) + jh_s(t) \quad (13)$$

y las respuestas a la frecuencia:

$$H_c(f) = \frac{1}{2} \left[ \bar{O}_N(f + f_0) + \bar{O}_N(f - f_0) \right] \quad (14)$$

$$H_s(f) = \frac{1}{2} \left[ -\bar{O}_N(f + f_0) + \bar{O}_N(f - f_0) \right] \quad (15)$$

correspondientes a los filtros coseno y seno respectivamente, las cuales combinan dos réplicas de  $O_N(f)$  sintonizadas en las frecuencias  $\pm f_0$ . La figura 5 muestra la respuesta en frecuencia de los filtros Coseno modificado  $H_c(f)$  para  $N=2$  y  $8$  y de duración infinita.  $H_s(f)$  se obtendrá simplemente cambiando el signo del lóbulo izquierdo.

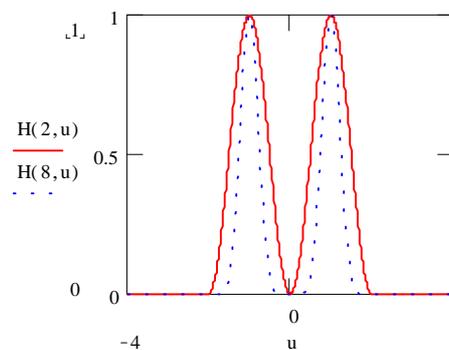


Fig. 5. Respuesta a la frecuencia de los filtros Coseno modificado  $O_2$  y  $O_8$  de duración infinita.  $u=fT$ .

Dilatando el tiempo de las ventanas se aumenta la selectividad frecuencial de los filtros. Ya que si la ventana dilatada se obtiene mediante:

$$\tilde{o}_N(t) = \frac{1}{s} \bar{o}_N\left(\frac{t}{s}\right) \quad (16)$$

su espectro:

$$\tilde{O}_N(f) = \bar{O}_N(sf) \quad (17)$$

es una contracción del de la ventana original cuando  $s > 1$ . Hasta aquí nos hemos referido a los filtros continuos. A continuación se consideran las características frecuenciales y las condiciones de muestreo para la implementación de sus versiones digitales.

### IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DE LOS FILTROS

La secuencia impulsional de los filtros pasabanda FIR se obtiene tomando muestras de la respuesta impulsional.<sup>17</sup> Si  $t$  es el período de muestreo, la secuencia es la siguiente:

$$h_N[k] = h_N(k\tau) \quad (18)$$

Es conocido que la respuesta frecuencial de los filtros digitales será una superposición de réplicas de  $H_N(f)$  sintonizadas en múltiplos de la frecuencia de muestreo  $f_m$ .

$$\tilde{H}_N(f) = f \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_N(f - mf_m) \quad (19)$$

Para evitar empalmes entre réplicas vecinas, la frecuencia de muestreo debe de ser superior a  $4f_0$ . Sin embargo, la señal procesada requiere la utilización de frecuencias de muestreo mucho más elevadas para evitar el empalme de las armónicas. Por ejemplo, los equipos actuales muestrean la señal con  $f_m = 64f_0$ . Y normalmente se utiliza la misma frecuencia de muestreo de la señal en los filtros.

La secuencia de salida se obtiene convolucionando la señal de entrada con la secuencia  $h_N[k]$ . Si  $x[k]$  y  $y[k]$  corresponden a las muestras real e imaginaria de salida del  $k$ -ésimo intervalo, la magnitud  $r[k]$  y el ángulo  $\varphi[k]$  del fasor

correspondiente al segmento de señal analizado se obtienen convirtiéndolos a coordenadas polares:

$$\rho[k] = \sqrt{x[k]^2 + y[k]^2}, \quad (20), (21)$$

$$\varphi[k] = \arctan\left(\frac{y[k]}{x[k]}\right).$$

### RESULTADOS DE SIMULACIONES ALGORÍTMICAS

Con el fin de comparar cuantitativamente el rendimiento de los nuevos filtros, se simularon dos casos típicos de señales de falla en el sistema de potencia descrito.<sup>14</sup> Estas señales se muestran en la figura 6.

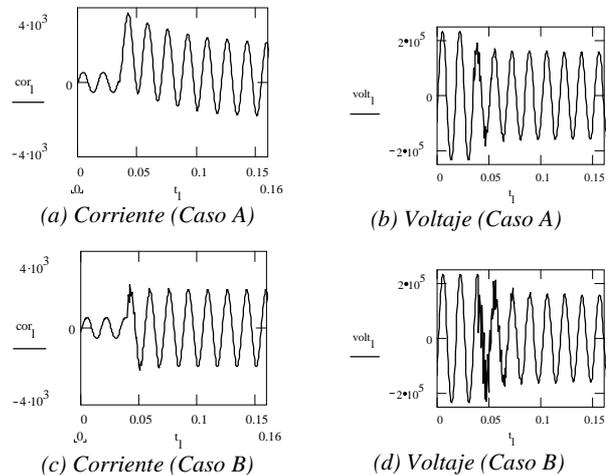


Fig. 6. Señales típicas de corriente y voltaje bajo condiciones de falla.

El primero manifiesta la presencia de una componente exponencial en la señal de corriente y las señales del segundo contienen oscilaciones amortiguadas al inicio de la falla. Se tomaron  $M=32$

muestras por ciclo, lo que corresponde a una frecuencia de muestreo  $f_m=32f_0$ . Los fasores de dichas señales se obtienen dilatando las ventanas  $O_2$  y rectangular desde dos hasta seis ciclos, cada cuarto de ciclo, a partir del inicio de la falla. El cambio de fase debido a la dilatación temporal se compensa mediante la correspondiente rotación inversa del fasor resultante.

La figura 7 muestra las correspondientes secuencias de error fasorial en por ciento. Los puntos de las secuencias son los vértices de las trayectorias que convergen al punto de referencia (origen) marcado con (+), y obtenido aplicando el nuevo filtro de seis ciclos en el extremo derecho de las señales con el fin de eludir el ruido.

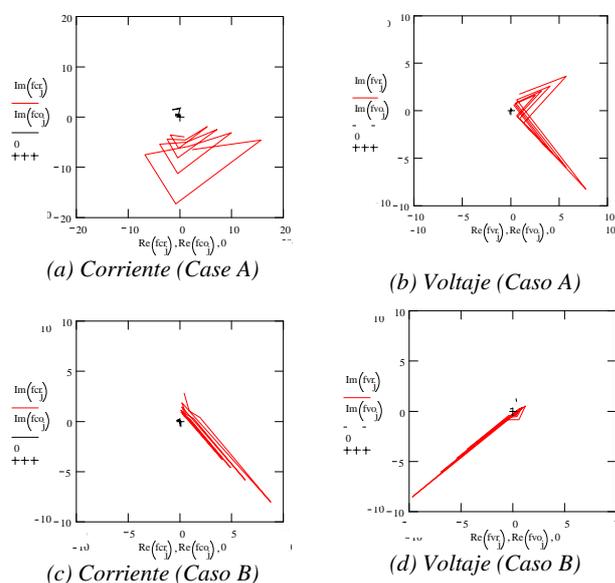


Fig. 7. Secuencias de error fasorial en por ciento.

La dispersión más grande corresponde al filtro convencional de Fourier. En las figuras 7 (b), (c) y (d) el nuevo filtro agrupa tan bien los puntos que las trayectorias parecen ser un solo punto. Note

también que la escala en la figura 7 (a) es el doble de las demás. La magnitud del error obtenido con el filtro convencional de dos ciclos es de 16%, y se reduce al 4% en seis ciclos. Mientras que con el filtro  $O_2$  se obtienen 2% y 0.21% respectivamente.

Esto implica factores de mejora en precisión de 8 y 19 respectivamente. Note, por otra parte, que la mejora en precisión por dilatación temporal es también del orden de diez.

En la figura 7(b), la magnitud del error varía entre 6.7% y 0.7% para el filtro convencional, y entre 0.3% y 0.08% con el filtro  $O_2$ . Nuevamente, el filtro  $O_2$  es del orden de diez veces más preciso que el convencional. De manera que el nuevo filtro ofrece una significativa mejora en el proceso de medición fasorial utilizado en los actuales productos comerciales.

Este logro se puede explicar por el hecho de que el espectro de la señal aperiódica se concentra en la frecuencia cero. La dilatación temporal contrae la respuesta frecuencial de los filtros alrededor de la frecuencia fundamental. Cuando las relativamente altas fugas laterales del filtro convencional pasan por la frecuencia cero, dejan escapar una gran cantidad de energía aperiódica. Es por eso que las trayectorias de la figura 7 (a) tienen un patrón repetitivo, el cual decrece al aumentar la contracción frecuencial. Mientras que los nuevos filtros rechazan mejor dicha energía, debido a sus inferiores fugas laterales.

Esto lo comprueba mucho mejor el segundo caso, donde la energía de la oscilación amortiguada se encuentra más alejada de la frecuencia fundamental. En la figura 7(c), la magnitud del error obtenido con el filtro convencional se reduce de 12% a 0.93%, entre dos y seis ciclos; mientras que la de los nuevos filtros va de 0.52% a 0.035%.

En el dominio del tiempo, el rendimiento mejorado de los nuevos filtros se explica por el hecho de que una ventana que decrece a cero en sus extremos atenúa mucho más fuerte el ruido que generalmente se presenta al inicio de la falla, mientras que la ventana rectangular lo admite todo uniformemente.

## DISCUSION

Aun cuando la nueva familia de filtros se obtuvo en el contexto de medición fasorial, su uso no queda limitado a esta aplicación. Como nueva familia *per se* es comparable con la de Butterworth o la de los Elípticos, la diferencia está en que mientras estas últimas fueron pensadas con la condición de poder ser implementados físicamente (analógicamente), la nueva familia de filtros sólo está condicionada por su implementación digital (algorítmica). Actualmente se están probando aplicaciones en el área de demodulación digital en comunicaciones inalámbricas, mientras que las ventanas están obteniendo excelentes resultados en analizadores armónicos, ya que eliminan la interferencia entre armónicas producida por las pequeñas variaciones de la frecuencia fundamental.

Con respecto al diseño de las nuevas ventanas, el método presentado se subordina mejor a su objetivo. En efecto, cuando se usa una ventana, se usa para obtener ciertas propiedades frecuenciales, y su forma temporal no es más que un medio para obtenerlas. Curiosamente, la mayoría de las ventanas clásicas se definen primero en el tiempo y enseguida se "toleran" sus propiedades frecuenciales. En este sentido, el método propuesto revoluciona esa manera de proceder, ofreciendo interesantes alternativas frecuenciales.

Con respecto al método de diseño de los nuevos filtros digitales, se debe decir que en la actualidad

se ha convertido al mundo digital gran parte de los filtros analógicos, por ser éstos bien conocidos. Pero dicha costumbre ha frenado la invención de filtros que no tengan otra condición que la de su implementación algorítmica. El hecho de que los nuevos filtros sean no causales y de fase nula, los hace idóneos para la medición fasorial y las aplicaciones de demodulación en comunicaciones digitales.

## CONCLUSIONES

El presente trabajo de investigación propone un nuevo método de diseño de ventanas para el procesamiento de señales, las cuales se caracterizan por su espectro ideal monolóbico. El uso de las ventanas con lóbulos laterales insignificantes se propone para diseñar filtros selectivos en frecuencia, los cuales poseen una banda de paso mucho más hermética que la de los filtros convencionales de Fourier. Por carecer prácticamente de fugas de energía interarmónica, se recomienda su uso en medición fasorial, especialmente para reducir los errores que introducen las señales de disturbio.

Se compara la precisión de las mediciones fasoriales obtenidas con el filtro  $O_2$  y con el convencional y se comprueba que, para duraciones iguales a dos ciclos, el filtro  $O_2$  la mejora por un factor del orden de diez. Dicha precisión se puede mejorar aún más por otro factor del mismo orden de magnitud, aplicando dilatación temporal. Por lo anterior, se recomienda su uso en aplicaciones de localización de falla y medición. Sin embargo, los nuevos filtros no compiten significativamente con el convencional en duraciones de un ciclo, por lo que no se recomienda cambiarlo en la función de protección.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo de investigación forma parte del proyecto CFE-CENACE-COM1, financiado por la Comisión Federal de Electricidad (CFE), a través del convenio para la formación de recursos humanos de alto nivel y la investigación en el área de sistemas eléctricos de potencia.

## REFERENCIAS

1. Advancements in Microprocessor Based Protection and Communication, IEEE Tutorial Course, Power System Relaying Committee of the IEEE Power Engineering Society. IEEE Catalog Number 97TP120-0, N.J., 1997.
2. A.G. Phadke and J.S. Thorp, Computer Relaying for Power Systems, Research Study Press Ltd., John Wiley & Sons Inc., New York, 1988.
3. H.J. Altuve, et al, "Efecto de las Funciones de Ponderación de Ventana Sobre los Filtros Digitales para Relevadores de Distancia", Memoria Técnica del II Simposio Iberoamericano sobre Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia, Monterrey, N.L., Méx., 14 al 19 de Noviembre de 1993, pp 215-224.
4. Papoulis, Random Variables and Stochastic Processes. New York: Mc Graw Hill, 1991.
5. De la O, J.A., "New Family of Windows for Digital Signal Processing", Proceedings of the IASTED International Conference SIP'98, Oct. 28-31, 1998, Las Vegas, Nevada, USA. pp 99-103.
6. A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Discrete Time Signal Processing, New Jersey: Prentice Hall, 1989.
7. de la O J.A., R. Treviño, "New Window for Spectral Analysis", The Proceedings of The 8<sup>th</sup> International Conference on Signal Processing, Applications and Technologies, 1, 1997, pp 682-686. Disponible electrónicamente en <http://www.icspat.com>.
8. E.A. Guillemin, Synthesis of Passive Networks, New York: John Wiley and Sons, 1957.
9. R.W. Daniels, Approximation Methods for Electronic Filter Design, New York: Mc Graw Hill, 1974.
10. H. Lam, Analog and Digital Filters: Design and Realization, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1979.
11. J. A de la O, "New Family of Digital Filters for Phasor Measurement", Instrumentation and Development, Vol 3, nr.10, 1998. pp 44-48.
12. de la O J.A., "New Family of Frequency-Selective Digital Filters", ICSPAT Conference Proceedings, Toronto, CA, Sept 13-16, 1998. Vol 1, pp. 439-443. Disponible en <http://www.icspat.com>.
13. J.A. de la O, H.J. Altuve and I. Díaz, "A New Digital Filter for Phasor Computation, Part I: Theory", IEEE Transactions on Power Systems, Vol 13, No.3, Agosto 1998. pp 1026-1031.
14. H.J. Altuve, I. Díaz and J.A. de la O, "A New Digital Filter for Phasor Computation, Part II: Evaluation", IEEE Transactions on Power Systems, Vol 13, No.3, Agosto 1998, pp1032-1037.
15. De la O J. A., "New Family of Digital Filters for Phasor Computation", IEEE Transactions on Power Delivery, in press, (PE-918PRD 06-99).