

Gaussiana (7)

$$\omega(n) = \begin{cases} 1 - \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\alpha n}{N/2}\right)^2\right], & 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ \omega(N-n), & \frac{N-1}{2} \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (4.7)$$

donde $\alpha > 2.5$

Kaiser (8,9)

$$\omega(n) = \frac{I_0\left[\omega_a \sqrt{\left(\frac{N-1}{2}\right)^2 - \left[n - \left(\frac{N-1}{2}\right)\right]^2}\right]}{I_0\left[\omega_a \left(\frac{N-1}{2}\right)\right]}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.8)$$

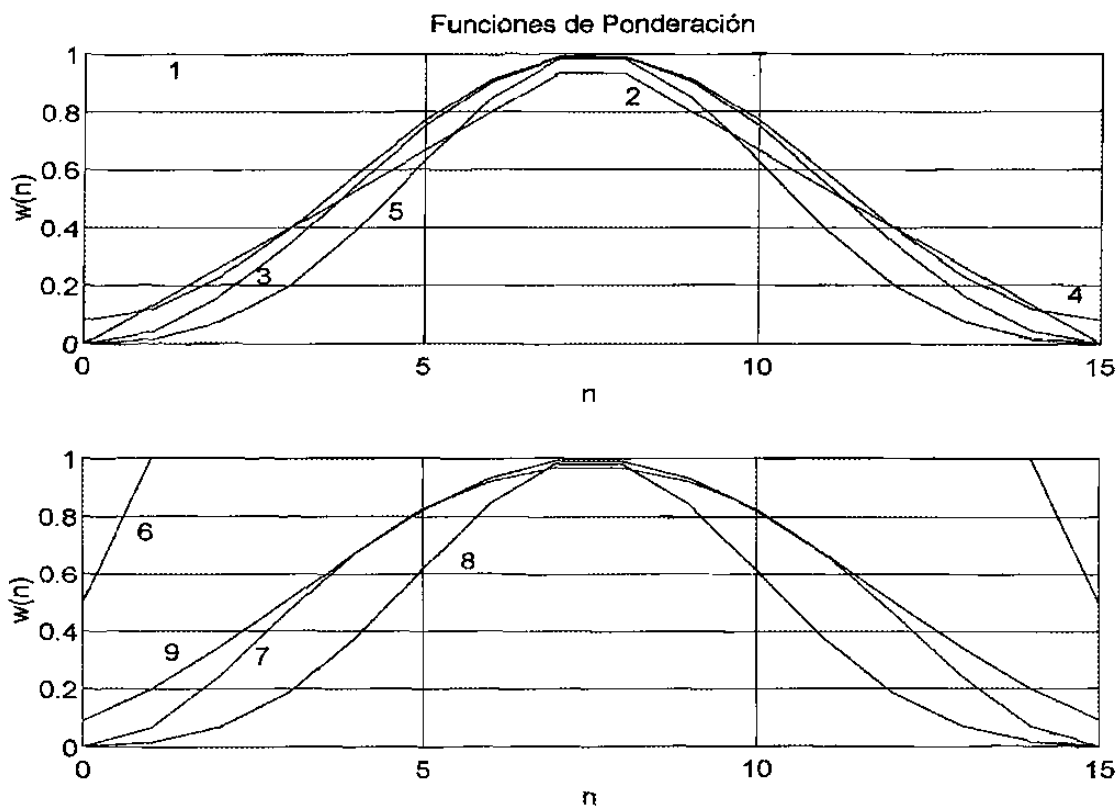
donde $0.533 < \omega_a < 1.200$ 

Figura 4.7 Funciones de ponderación para una ventana de datos de 16 muestras ($N=16$)

Para la ventana de Gauss se seleccionó un valor de $\alpha=3$, mientras que para la ventana de Kaiser se consideraron dos valores posibles de la variable ω_a ; se tomó $\omega_a=0.533$ para la ventana de Kaiser denominada tipo I y $\omega_a=1.2$ para la ventana de Kaiser tipo II.

En las figuras 4.8, 4.9 y 4.10 se muestra el efecto de las diferentes funciones de ponderación sobre las gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros digitales de Fourier, Coseno y Seno, respectivamente. Se observa una atenuación considerable en la amplitud de los lóbulos laterales, pero también un incremento en el ancho del lóbulo principal, y adicionalmente una reducción en la amplitud del propio lóbulo principal. Este ensanchamiento del lóbulo principal provoca por lo general la pérdida de los ceros de las características para frecuencia igual a cero y para la segunda armónica. De estos filtros el único que mantiene la propiedad del rechazo a la frecuencia cero es el tipo Seno (Figura 4.10).

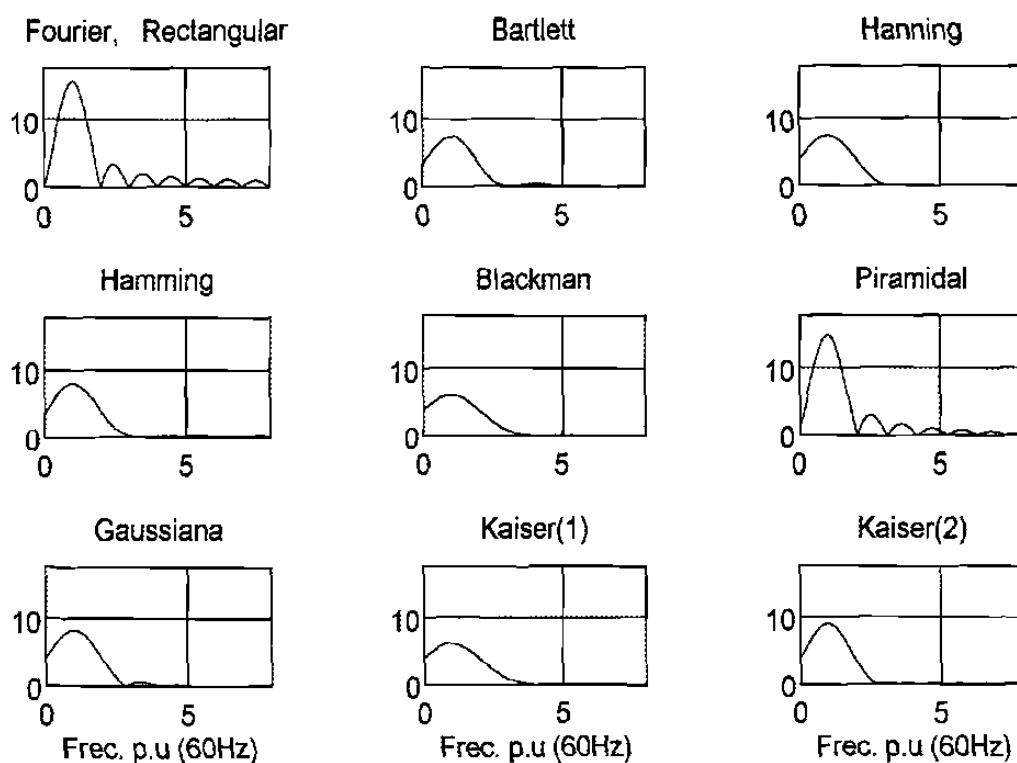


Figura 4.8 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la a la frecuencia del filtro digital de Fourier

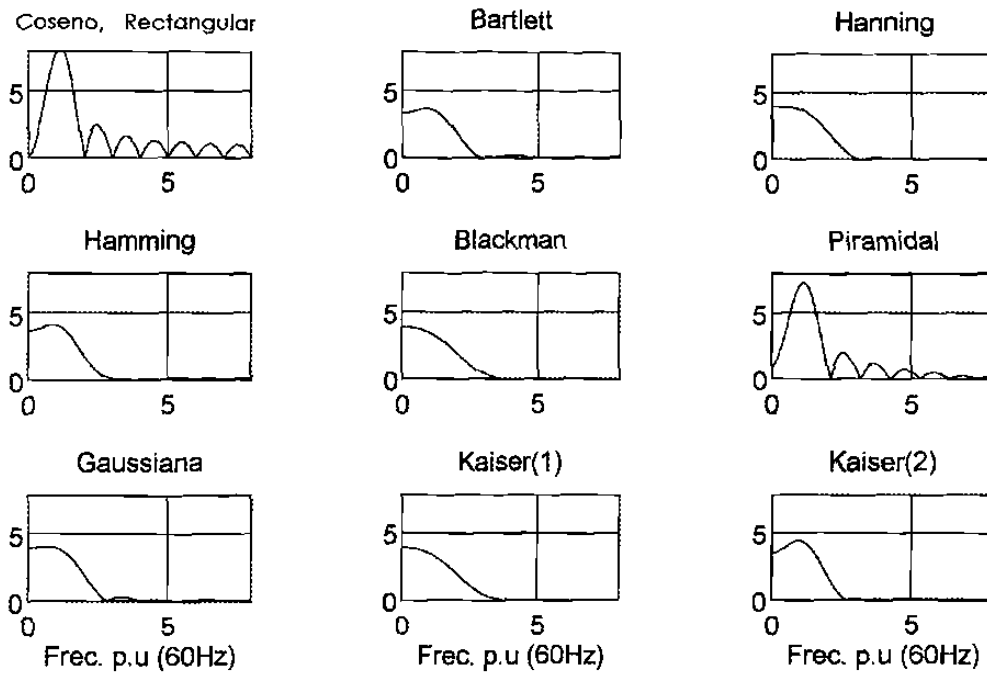


Figura 4.9 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Coseno

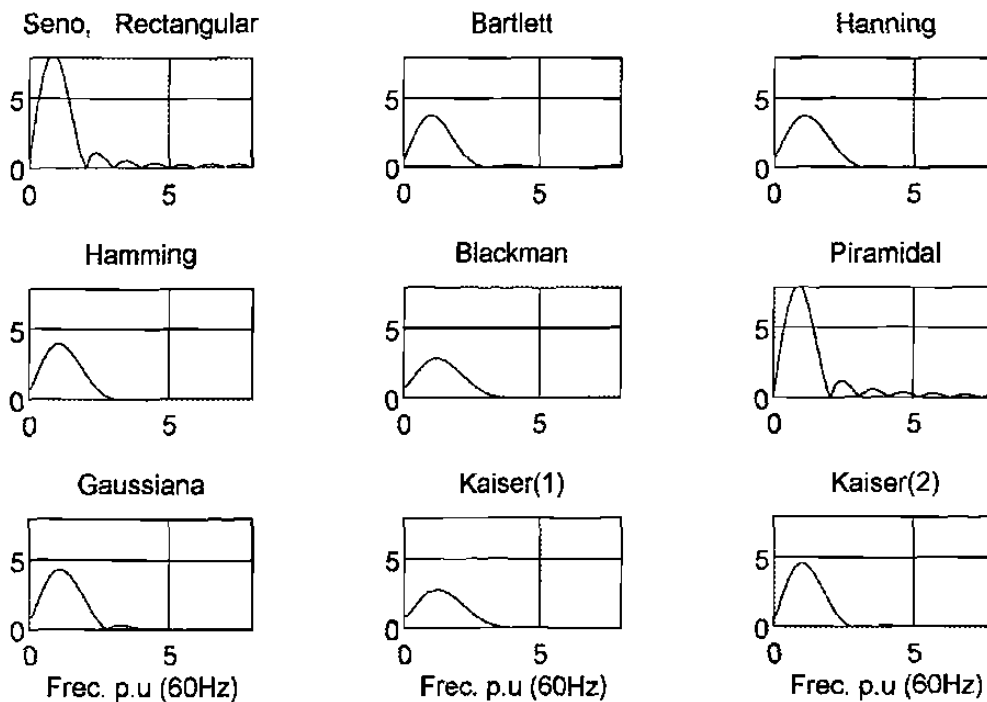


Figura 4.10 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Seno

En las figuras 4.11 a 4.13 se presentan las gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros del grupo de Walsh. Las funciones de ponderación provocan la pérdida de los ceros en los lóbulos laterales de la respuesta del filtro tipo SAL (Figura 4.12), pero no eliminan el cero correspondiente a la componente de corriente directa. El filtro digital de Walsh (Figura 4.11) tiene la tendencia a conservar los ceros en las armónicas tercera y séptima, pero pierde el rechazo a la frecuencia cero; el filtro CAL (Figura 4.13), por su parte, conserva sus ceros originales para las armónicas pares, pero pierde la capacidad de rechazo a la componente de corriente directa.

El efecto general de las funciones de ponderación de ventana sobre los filtros digitales estudiados es reducir las amplitudes de los lóbulos laterales de las características de respuesta a la frecuencia, al precio de ensanchar la banda de paso (lóbulo principal), con lo que en general se pierde el rechazo a la componente de corriente directa (excepto en los filtros Seno y SAL), y a la segunda armónica.

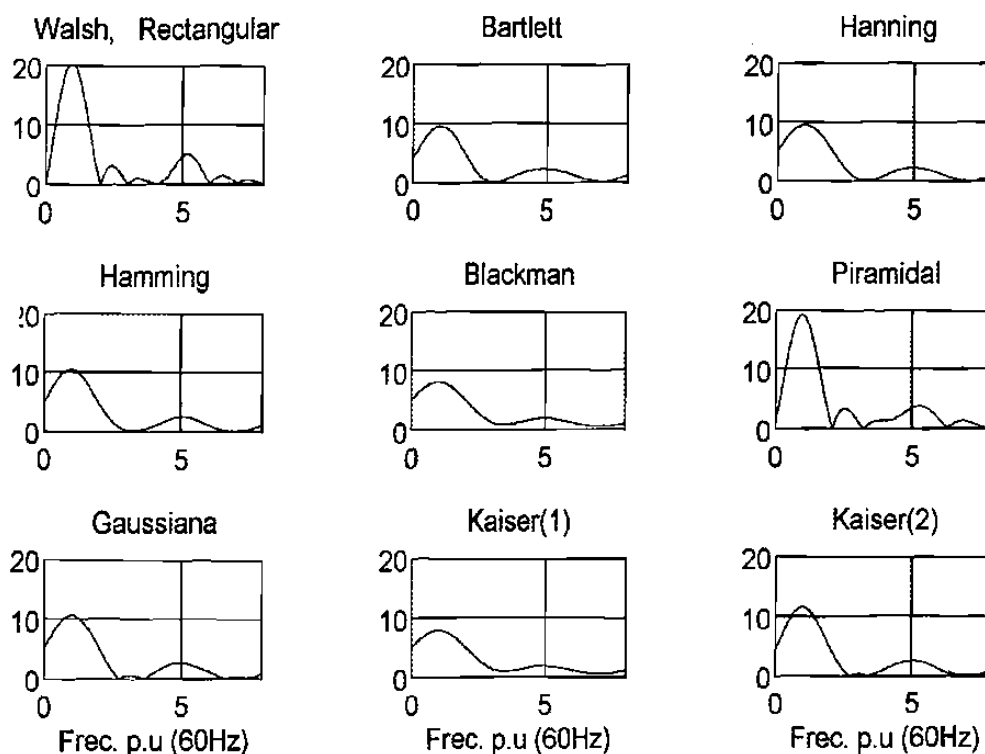


Figura 4.11 *Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh*

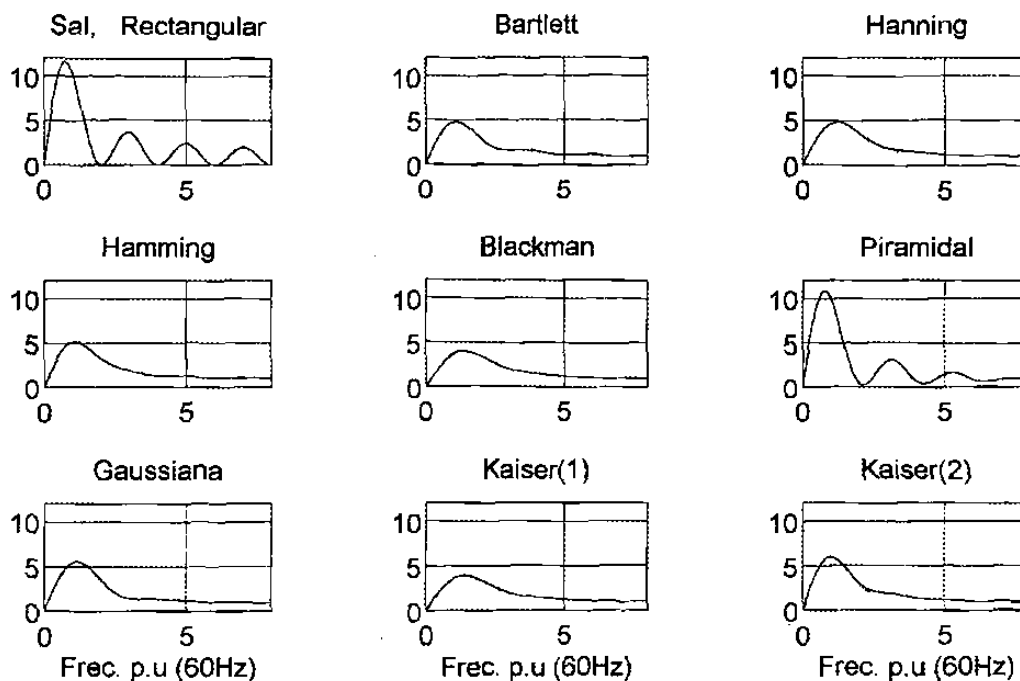


Figura 4.12 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo SAL

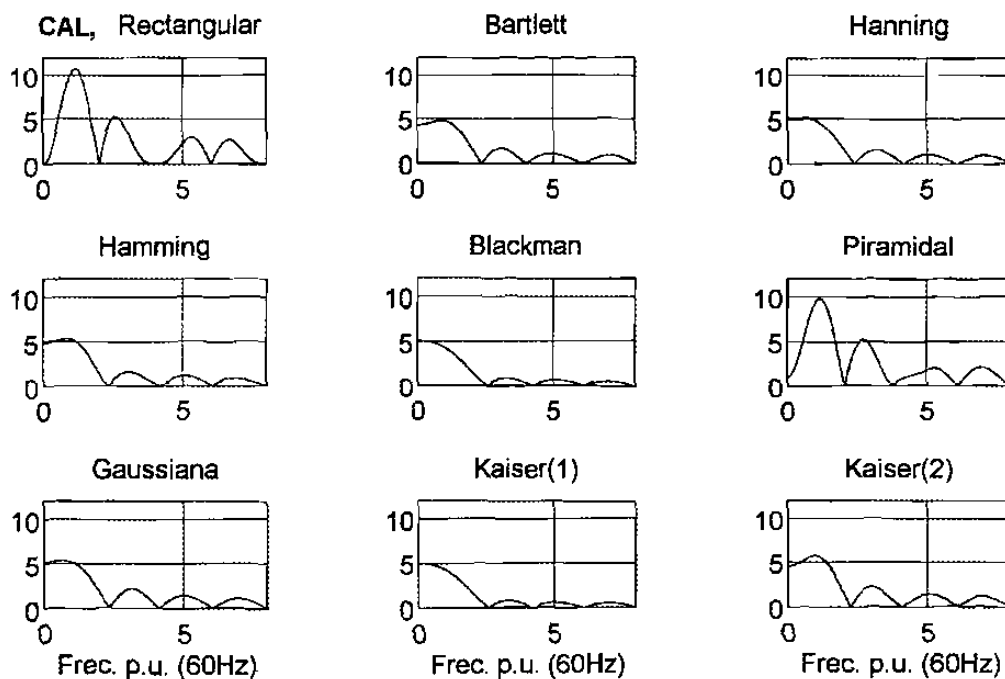


Figura 4.13 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo CAL

La atenuación de las armónicas superiores se manifiesta más claramente en los algoritmos del grupo de Fourier, que en los de Walsh. De todo lo anterior puede esperarse que las funciones de ponderación de ventana deterioren la respuesta de frecuencia de los algoritmos ante componentes aperiódicas exponenciales, y mejoren su respuesta ante componentes transitorias de naturaleza oscilatoria.

Estas características de las funciones de ponderación y su efecto sobre la respuesta a la frecuencia de los filtros digitales han limitado grandemente su aplicación en los algoritmos de relevadores de protección.

4.6 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. Los filtros digitales deben ser evaluados en relación con sus comportamientos de estado estable y transitorio. La respuesta de estado estable de los filtros digitales invariantes en el tiempo puede estudiarse mediante las gráficas de respuesta a la frecuencia (variación de la ganancia y la fase con la frecuencia), que permiten evaluar al filtro en lo referente a las componentes de frecuencia que son admitidas y rechazadas.
2. La presencia de respuesta cero para frecuencia cero en la gráfica de respuesta a la frecuencia garantiza el rechazo a una componente de corriente directa en la señal de entrada. Esto no es suficiente para rechazar adecuadamente una componente aperiódica exponencial, lo que requiere un comportamiento de doble diferenciador (forma parabólica de la característica) en el filtro. Los filtros Coseno y CAL tienen esta propiedad, lo que hace esperar que rechacen bien este tipo de componentes
3. La presencia de respuestas ceros en los múltiplos de frecuencia fundamental garantiza el rechazo por el filtro a las armónicas presentes en la señal de entrada. Las componentes oscilatorias de alta frecuencia con atenuación exponencial se comportan como señales con frecuencias interarmónicas, para cuyo rechazo es adicionalmente necesario que sean pequeñas las amplitudes de los lóbulos laterales de la característica de respuesta a la frecuencia. El mejor comportamiento en este aspecto es el de los filtros Seno y SAL. El

filtro analógico *anti-aliasing* reduce las amplitudes de estos lóbulos laterales y mejora el comportamiento de todos los tipos de filtros digitales.

4. La frecuencia de muestreo no altera las propiedades de los algoritmos en cuanto a las componentes que admiten o rechazan, pero tiene un efecto muy importante en su resolución, ya que la máxima componente de frecuencia que pueden identificar en la señal, depende de la frecuencia de muestreo. También influye sobre el costo del microprocesador, ya que el tiempo con que se cuenta para ejecutar el algoritmo de protección es el que existe entre muestras; cuanto mayor es la frecuencia de muestreo, más potencia de cómputo se requiere en el microprocesador.
5. La longitud de la ventana de datos influye sobre la capacidad de rechazo a las diferentes componentes de ruido de la señal, ya que afecta el ancho de los lóbulos y la ubicación y el número de ceros de la respuesta a la frecuencia de los filtros digitales. Una ventana de longitud menor que un ciclo hace que desaparezcan ceros en las armónicas superiores; una ventana de longitud mayor que un ciclo hace aparecer ceros adicionales, que no necesariamente coinciden con la posición de los tonos puros de frecuencia.
6. Los filtros con ventanas de longitudes múltiplos de medio ciclo ($\frac{1}{2}$, 1, $1\frac{1}{2}$ y 2 ciclos), preservan los ceros en las armónicas impares, lo que garantiza el rechazo a estas componentes. Los filtros con ventanas de longitudes de 1 y 2 ciclos presentan ceros en todas las armónicas y en frecuencia cero, por lo que rechazan por igual todas estas componentes. La ventana de un ciclo es la más recomendable, pues garantiza un tiempo de operación más reducido en el relevador.
7. Los filtros digitales del grupo de Fourier tienen un mejor rechazo a las armónicas superiores que los del grupo de Walsh para diferentes longitudes de ventana. Ninguna longitud de ventana logra eliminar la fuga en la quinta armónica existente en la respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh.
8. El efecto general de las funciones de ponderación de ventana de un ciclo sobre los filtros digitales es reducir las amplitudes de los lóbulos laterales de las características de

respuesta a la frecuencia, al precio de ensanchar el lóbulo principal, perdiendo el rechazo a la componente de corriente directa (excepto en los filtros Seno y SAL), y a la segunda armónica. Es de esperar, por tanto, que estas funciones deterioren la respuesta transitoria de los algoritmos ante componentes aperiódicas exponenciales, y mejoren su respuesta ante componentes transitorias de naturaleza oscilatoria.

CAPITULO 5

METODOLOGÍA DE EVALUACIÓN DE LA RESPUESTA DE ESTADO TRANSITORIO DE FILTROS DIGITALES

5.1 INTRODUCCIÓN

La respuesta transitoria de un filtro digital es la correspondiente a cambios abruptos en las señales de entrada. En los filtros digitales utilizados en relevadores de protección el estado transitorio del filtro es provocado por la perturbación que experimenta la señal como consecuencia de la falla.

En el Capítulo 4 se presentaron los resultados de la evaluación de la respuesta de estado estable de los filtros digitales utilizando gráficas de respuesta a la frecuencia. Este método, si bien permite llegar a ciertas conclusiones sobre el posible comportamiento del filtro en el estado transitorio, no es concluyente en este sentido.

En el presente capítulo se expone la metodología aplicada en este trabajo para la evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros, y se describen los diferentes modelos del sistema de potencia utilizados para generar las señales de prueba. Se introduce también un nuevo método de evaluación del comportamiento de los filtros digitales en estado transitorio.

5.2 MÉTODOS DE EVALUACIÓN DE FILTROS DIGITALES

Los estudios del comportamiento de filtros para relevadores de protección en el estado transitorio pueden hacerse por las siguientes alternativas: a) modelación digital, a partir de modelos simplificados del sistema eléctrico o de modelos detallados, como los realizados por

medio del programa EMTP; b) utilización de señales grabadas durante disturbios reales; c) modelación física, consistente en pruebas de laboratorio, complementadas por evaluaciones en condiciones reales de explotación. Es recomendable, en general, que estos métodos se apliquen en forma combinada y coherente para lograr evaluaciones completas del filtro digital. En [42] se admite la utilización de modelos de simulación del sistema de potencia como una alternativa válida para generar señales de prueba de algoritmos de protección. En el presente trabajo se aplica este enfoque.

El método de prueba utilizado para determinar el comportamiento transitorio de los filtros digitales, consiste en la aplicación de señales (voltaje y corriente) contaminadas con componentes transitorias aperiódicas exponenciales (como las generadas por un modelo de sistema eléctrico con líneas cortas), componentes transitorias oscilatorias (que se pueden obtener de un modelo con líneas largas), y otros tipos de ruidos, y calcular la impedancia aparente que resulta de dividir el fasor voltaje entre el fasor corriente estimados por los filtros digitales.

Este método ha sido utilizado por otros investigadores con buenos resultados [76], y se puede representar esquemáticamente por medio la Figura 5.1. Este sistema incluye modelos digitales de filtros analógicos *anti-aliasing* y de los filtros digitales objeto de evaluación; la conversión análogo-digital (CAD) de las señales se simula mediante un proceso de diezmado y redondeo de los valores digitales que constituyen las señales “analógicas” de entrada al sistema. Como señales de entrada se toman los archivos de salida de los programas de simulación del sistema de potencia; se generan con una frecuencia lo suficientemente elevada como para que puedan considerarse analógicas a los efectos del proceso de muestreo del relevador. Esa frecuencia es de 28,800 Hz en el presente trabajo, que es 600 veces mayor que la mayor frecuencia de muestreo evaluada.

Una forma gráfica de representar y comparar los resultados de este método, es mediante la representación en el plano complejo de impedancia de la trayectoria R-X-t de la impedancia aparente calculada con los fasores estimados por los diferentes algoritmos de filtrado. Esta trayectoria une los puntos correspondientes a las impedancias aparentes de estado estable de prefalla y de falla, y permite obtener conclusiones importantes sobre el

comportamiento del relevador en el estado transitorio originado por la falla. Un comportamiento ideal sería el de una trayectoria rectilínea que se describa instantáneamente. El comportamiento real del relevador difiere del ideal por varias razones. En la Figura 5.2 se muestra un conjunto de trayectorias de impedancia aparente obtenidas para los diferentes filtros estudiados, a modo de ejemplo. En el Capítulo 6 se presentan los resultados de la aplicación de esta metodología a la evaluación de los diferentes filtros estudiados.

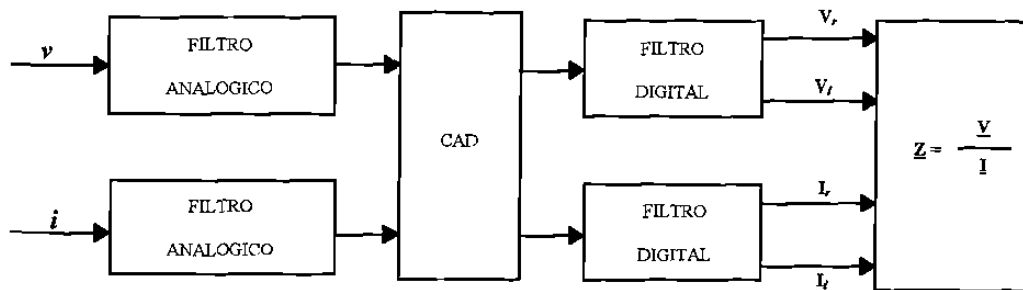


Figura 5.1 Sistema de evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros digitales

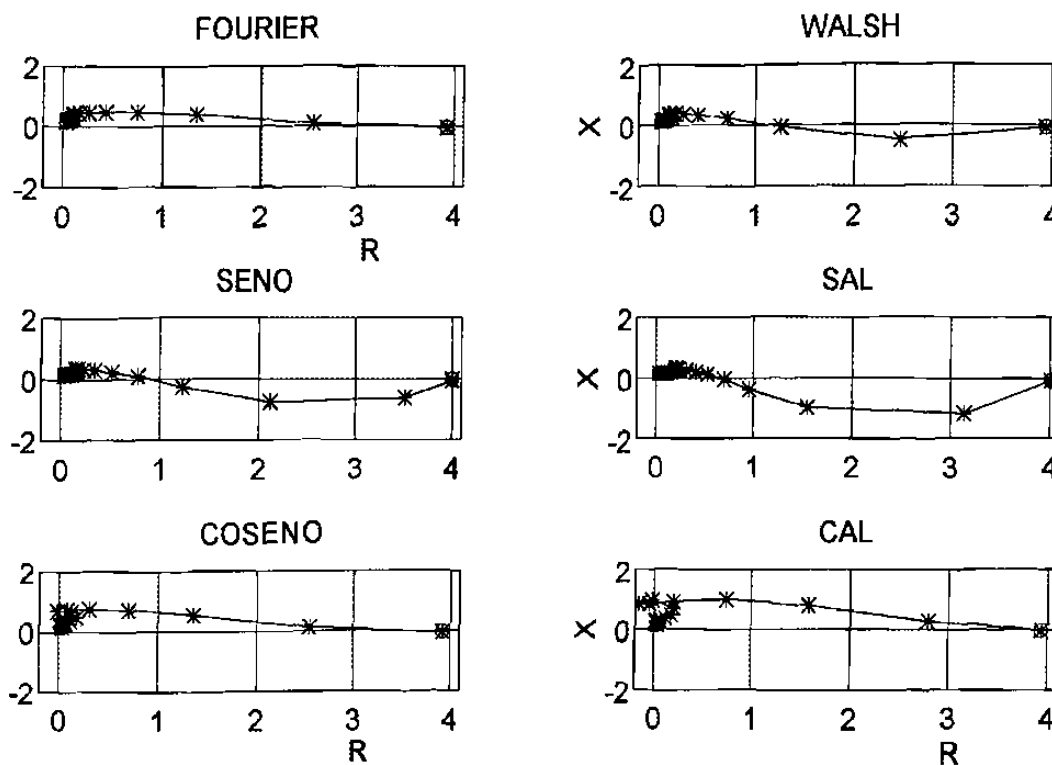


Figura 5.2 Ejemplos de trayectorias de impedancia aparente

5.3 MODELOS CON PARÁMETROS CONCENTRADOS DEL SISTEMA PRIMARIO

Las señales de voltaje y corriente de falla están compuestas por una componente de estado estable de frecuencia fundamental, una componente aperiódica exponencialmente decreciente, y componentes de alta frecuencia. Estas últimas se deben a dos fenómenos diferentes; las admitancias en derivación concentradas en los nodos provocan componentes oscilatorias con frecuencias típicamente comprendidas entre 150 y 600 Hz, que son difíciles de filtrar, por su cercanía a frecuencia fundamental. La propagación y reflexiones de ondas viajeras provocadas por la falla originan componentes de frecuencia muy elevadas, más fáciles de filtrar.

Los modelos con parámetros concentrados del sistema de potencia pueden consistir en representaciones R-L de las fuentes, líneas y cargas (ver Figura 5.3(a)), y permiten reproducir la componente fundamental y la componente aperiódica exponencial. La adición del efecto capacitivo paralelo de las líneas a este modelo (ver Figura 5.3(b)) permite obtener además las componentes oscilatorias de frecuencias relativamente bajas.

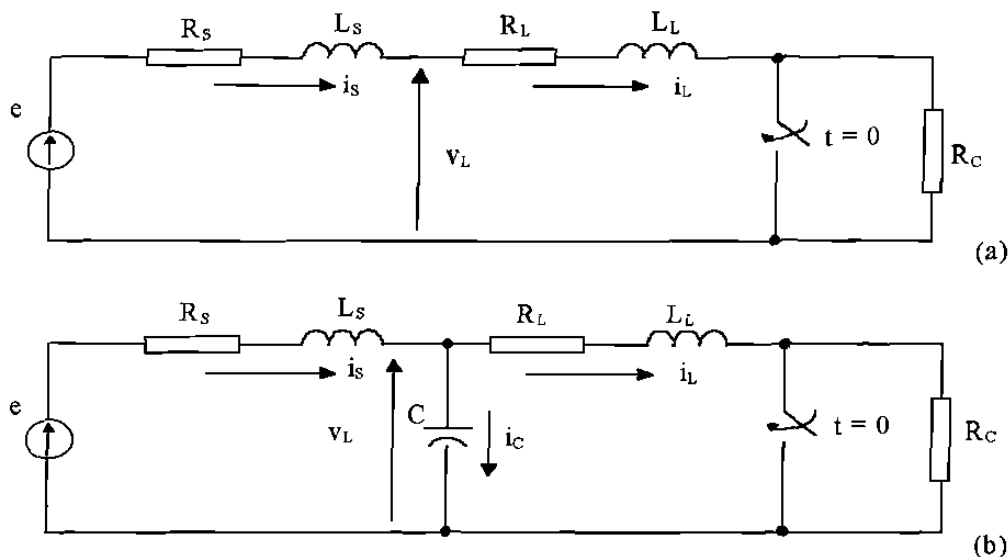


Figura 5.3 Modelos con parámetros concentrados del sistema primario:
 (a) modelo como sistema de línea corta; (b) modelo como sistema de línea larga

Las ecuaciones del modelo R-L con parámetros concentrados sin efecto capacitivo (Figura 5.3(a)) son:

$$e = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (5.1)$$

$$v_L = R_L i + L_L \frac{di}{dt} \quad (5.2)$$

donde:

$$\begin{aligned} i &= i_S = i_L \\ R &= R_S + R_L \\ L &= L_S + L_L \end{aligned}$$

Las señales de voltaje v_L y corriente i resultantes de este modelo presentan, en el caso general, una componente transitoria aperiódica exponencialmente decreciente, que se suma a la componente fundamental. La componente aperiódica de la corriente tiene una amplitud que depende del instante de inicio de la falla y del ángulo de la impedancia total del sistema, y una constante de tiempo que depende de dicho ángulo, es decir, de la relación L/R del sistema. La corriente carece de componente aperiódica cuando la falla ocurre en el instante en que la componente fundamental de la corriente cruza por cero, pero en general es de esperar la presencia de componente aperiódica en la corriente de falla.

La amplitud de la componente aperiódica exponencial del voltaje depende del instante de inicio de la falla, del ángulo de la impedancia total del sistema, y del ángulo de la impedancia de la línea protegida; su duración depende de la relación L/R del sistema. El voltaje no tiene componente aperiódica si la corriente carece de ella, o si el sistema es homogéneo (o sea, si $L/R=L_L/R_L$). En realidad el sistema no es totalmente homogéneo, pero se acerca a esta condición, lo que da lugar a valores muy reducidos de componente aperiódica exponencial.

En base a (5.1) y (5.2) se confeccionó un programa de computadora digital que permite generar señales de prueba para el sistema de evaluación de filtros digitales. En la Figura 5.4 se presenta un ejemplo de las señales obtenidas con este programa.

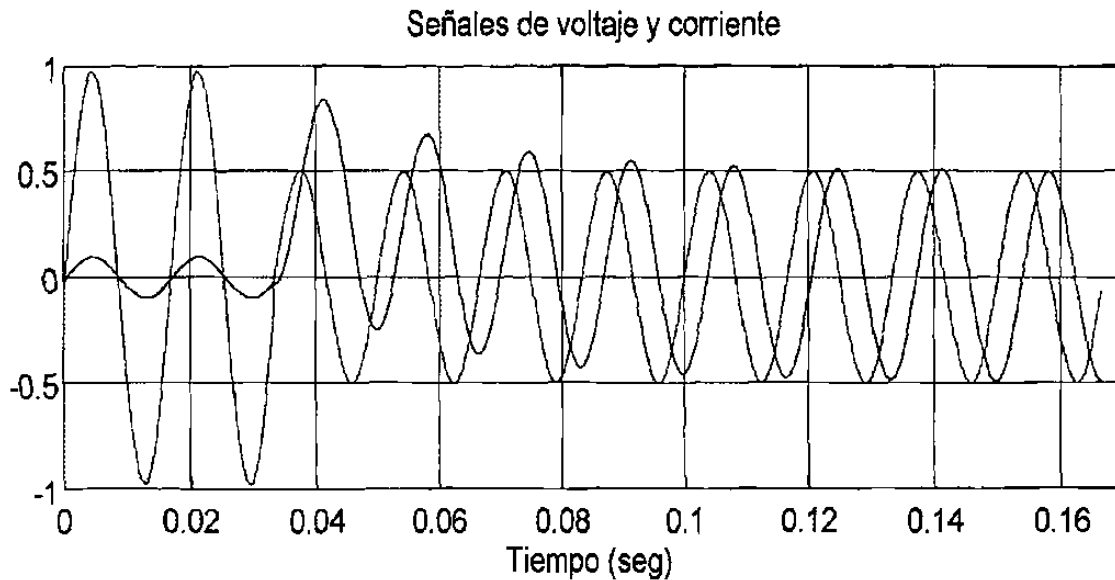


Figura 5.4 Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea corta con parámetros concentrados

Las ecuaciones del modelo con parámetros concentrados que incluye efecto capacitivo (Figura 5.3(b)) son:

$$e - R_S i_S - L_S \frac{di_S}{dt} - v_L = 0 \quad (5.3)$$

$$v_L - R_L i_L - L_L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (5.4)$$

$$i_S - i_L - C \frac{dv_L}{dt} = 0 \quad (5.5)$$

La solución de este sistema de ecuaciones por el método de Runge-Kutta de cuarto orden es la base del programa de computadora digital desarrollado para obtener las señales de voltaje y corriente resultantes de este modelo. En la Figura 5.5 se presenta una realización de estas señales. En las diferentes simulaciones realizadas se pudo confirmar que las componentes

oscilatorias de alta frecuencia se manifiestan fundamentalmente en la señal de voltaje, mientras que la corriente está mayormente contaminada con la componente aperiódica exponencial. Esto coincide con lo reportado por otros investigadores [2,39,76].

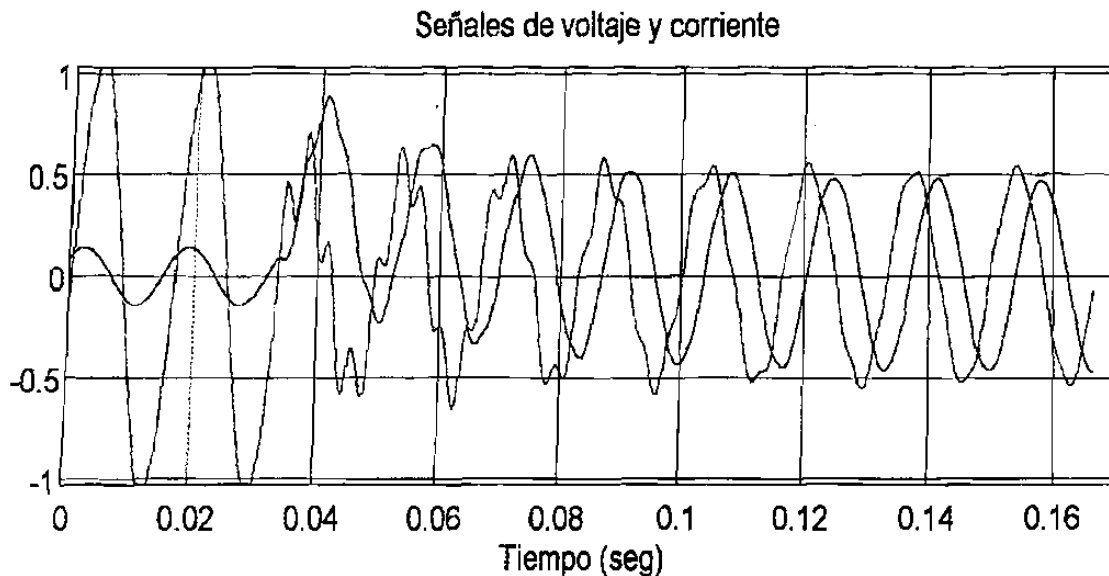


Figura 5.5 *Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea larga con parámetros concentrados*

5.4 MODELOS CON PARÁMETROS DISTRIBUIDOS DEL SISTEMA PRIMARIO

Los modelos con parámetros concentrados del sistema primario permiten reproducir las componentes transitorias más críticas desde el punto de vista del filtrado de señales en el relevador. No obstante ello, es recomendable utilizar también modelos con parámetros distribuidos para una evaluación más completa de los algoritmos. El programa de transitorios electromagnéticos EMTP tiene una modelación muy detallada de los diferentes elementos del sistema de potencia, incluyendo la representación de las líneas de transmisión con parámetros distribuidos, lo que le ha dado gran aceptación entre los ingenieros e investigadores del área de sistemas de potencia.

En el presente trabajo se utilizó el programa EMTP para simular una sección del Área Noreste del Sistema Interconectado Nacional de México (ver Figura 5.6). El sistema de prueba presentado consta de dos niveles de voltaje diferentes, 400 kV y 230 kV, los cuales se diferencian en el esquema por el último número en los nombres de los nodos (el número 4 es el correspondiente al nivel de 400 kV, y el 2 define el nivel de 230 kV).

En el sistema las líneas de transmisión se representan como redes con parámetros distribuidos, y se modelan adicionalmente los reactores y cargas; los puntos de enlace con otras partes del sistema interconectado se modelan como fuentes de tensión en serie con una línea de transmisión. Los parámetros del sistema se representan en función de sus componentes simétricas. En la Tabla 5.1 se dan los parámetros de la red de secuencia positiva de las líneas de transmisión del sistema de prueba de la Figura 5.6.

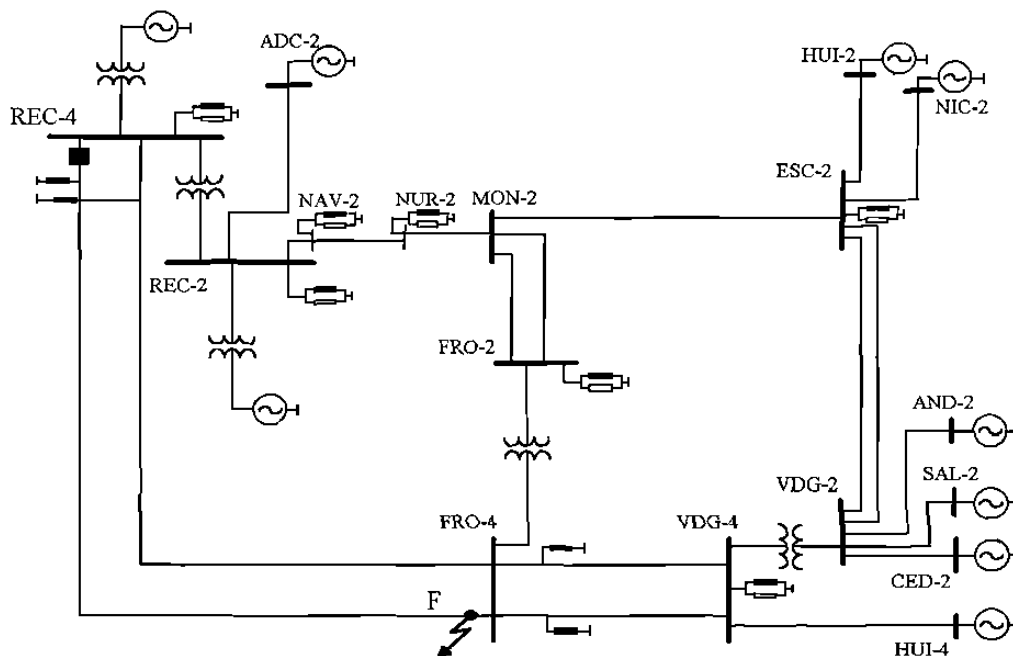


Figura 5.6 Sistema de prueba modelado en EMTP como red con parámetros distribuidos

Las tres líneas más cortas del sistema se modelan como ramas R-L, ya que se considera que el efecto capacitivo en derivación no tiene una influencia importante sobre el proceso transitorio debido a la falla; los valores de sus parámetros se presentan en la Tabla 5.2.

Para la generación de las señales de prueba se consideró la ubicación del relevador en el extremo de envío de una de las dos líneas en paralelo que interconectan a los nodos REC4-FRO4, y se simuló una falla trifásica sólida en el extremo FRO4, en el punto marcado como F (ver Figura 5.6). En la Figura 5.7 se presenta un conjunto de señales obtenidas con este sistema de prueba.

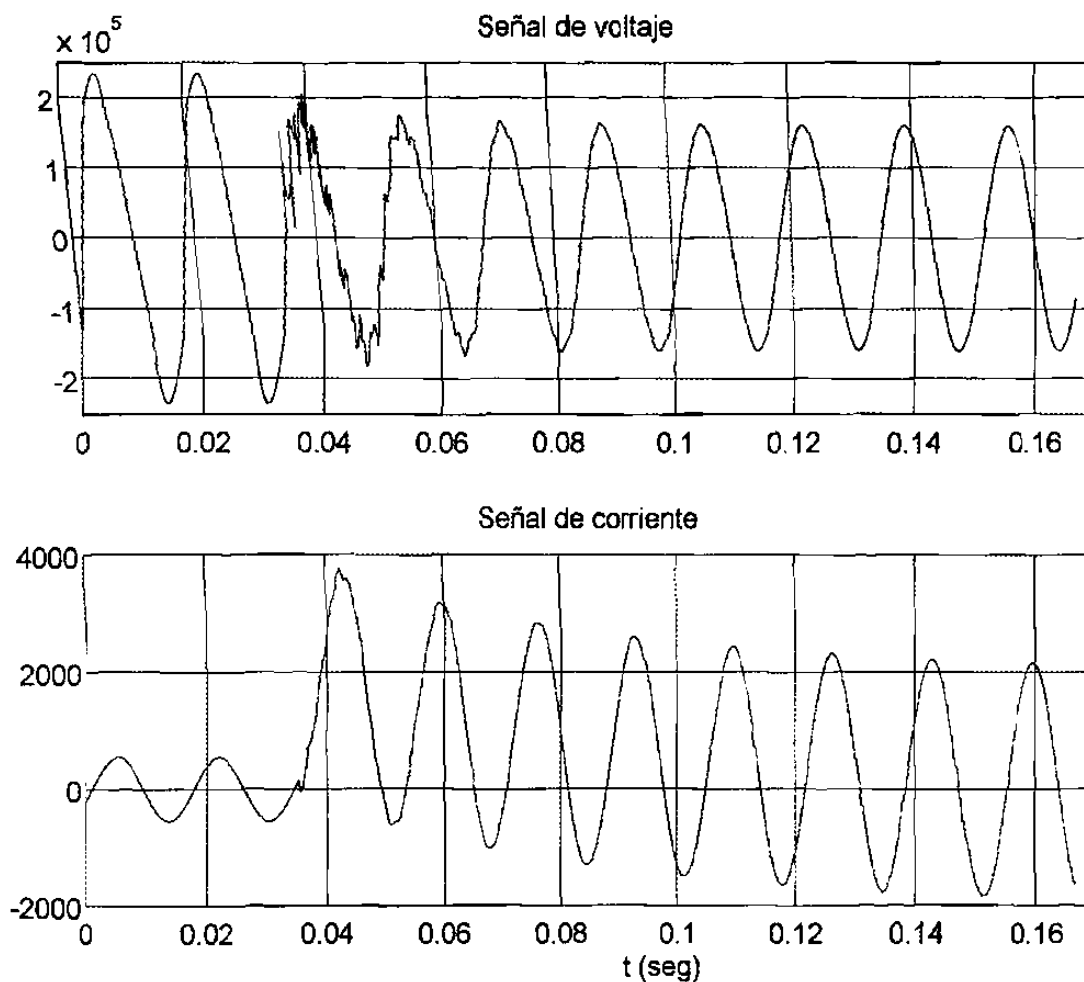


Figura 5.7 Señales de voltaje y corriente generadas mediante la simulación en EMTP del sistema de la Figura 5.6, vistas por el relevador

TABLA 5.1 Parámetros del sistema en la red de secuencia positiva (líneas largas)

Línea	Nivel (kV)	R (Ω /mi)	L (mH/mi)	C (μ F/mi)	Longitud (mi)
REC4L1-FRO4L1	400	0.5052	1.659	0.01812	123.7
REC4L2-FRO4L2	400	0.5052	1.659	0.01812	123.7
VDG4L1-FROAL1	400	0.5052	1.659	0.01812	111.9
VDG4L2-FRO4L2	400	0.5052	1.659	0.01812	111.9
VDG4-HUI4	400	0.04827	1.654	0.01776	39.78
NAV2-NUR2	230	0.13141	2.163	0.01402	43.51
NUR2-MON2	230	0.13141	2.163	0.01402	72.02
MON2-ESC2	230	0.13141	2.163	0.01402	99.9
VDG2-ESC2	230	0.06054	0.8459	0.03643	19.2
REC2-ADC2	230	0.062180	1.075	0.03051	101.2
ESC2-HUI2	230	0.07658	1.359	0.03658	18.65
VDG2-AND2	230	0.04797	1.582	0.01764	212.7
VDG2-SAL2	230	0.1288	2.151	0.01381	35.74
VDG2-CED2	230	0.1169	2.097	0.01381	26.52

TABLA 5.2 Parámetros del sistema (líneas cortas)

Línea	Nivel (kV)	R (Ω)	L (mH)
REC2-NAV2	230	0.8427	11.77
FRO2-MON2	230	0.527	7.36
ESC2-NIC2	230	0.542	9.4

5.5 CONTAMINACIÓN ADICIONAL DE LAS SEÑALES CON RUIDO

Las señales de prueba generadas a partir de modelos del sistema permiten evaluar el comportamiento de los filtros digitales ante señales contaminadas con componentes que presentan un espectro de frecuencia dado. Una evaluación exhaustiva de los filtros implica la necesidad de un gran número de simulaciones, para tratar de reproducir los diferentes ruidos que pueden presentarse en las señales de entrada del relevador digital en condiciones reales de

operación. Aun así, existe el riesgo de no poder anticipar por simulación todos los casos posibles.

En el presente trabajo se proponen dos alternativas para evaluar el comportamiento de los filtros digitales en un intervalo amplio de frecuencias. Una de estas alternativas consiste en añadir a las señales un ruido de naturaleza aleatoria exponencialmente amortiguado. En la Figura 5.8 se presentan las señales de la Figura 5.4 adicionalmente contaminadas con ruido aleatorio en el voltaje.

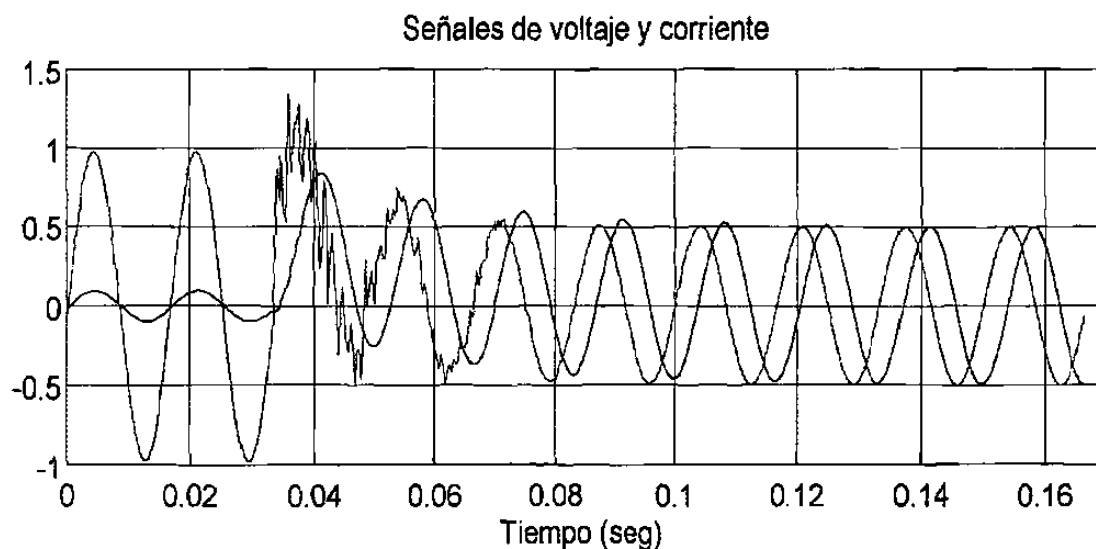


Figura 5.8 Señales de la Figura 5.4 con contaminación del voltaje por medio de ruido de naturaleza aleatoria

Otro método consiste en contaminar una o ambas señales de entrada con una oscilación amortiguada de alta frecuencia, y hacer variar su frecuencia en un intervalo amplio de valores. Para cada valor de frecuencia de la señal contaminante se pueden calcular los valores \underline{Z}_i de la impedancia aparente, correspondientes a diferentes instantes de tiempo t_i (contados desde el instante de inicio de la falla); para un determinado conjunto de valores de t_i es posible encontrar el valor absoluto del error máximo del estimado de impedancia \underline{Z}_i , según:

$$\varepsilon = \max \left[\frac{|\underline{Z}_i - \underline{Z}_L|}{\underline{Z}_L} \right] \quad (5.6)$$

donde Z_L es la impedancia de la sección de línea fallada (que es el valor correcto de impedancia a medir en una falla sólida).

Los resultados pueden presentarse como una gráfica de variación del error ε como función de la frecuencia de la señal contaminante (gráfica error-frecuencia). Esta frecuencia es la de la señal sinusoidal pura a la que se aplica una atenuación exponencial para utilizarla como señal contaminante. A modo de ejemplo, en la Figura 5.9 se presentan las gráficas error-frecuencia para los diferentes algoritmos evaluados, para el caso en que la corriente está contaminada con una componente aperiódica exponencial, y el voltaje, con una componente oscilatoria amortiguada de frecuencia variable. Para cada algoritmo se presentan tres gráficas, que corresponden a tres intervalos de valores de t_i : $1\frac{1}{4}$ a $1\frac{1}{2}$ ciclos, $1\frac{1}{2}$ a $1\frac{3}{4}$ ciclos; $1\frac{3}{4}$ a 2 ciclos. Cada curva es la representación del valor de ε calculado según (5.6) en el intervalo de valores de t_i correspondiente, para cada valor de frecuencia.

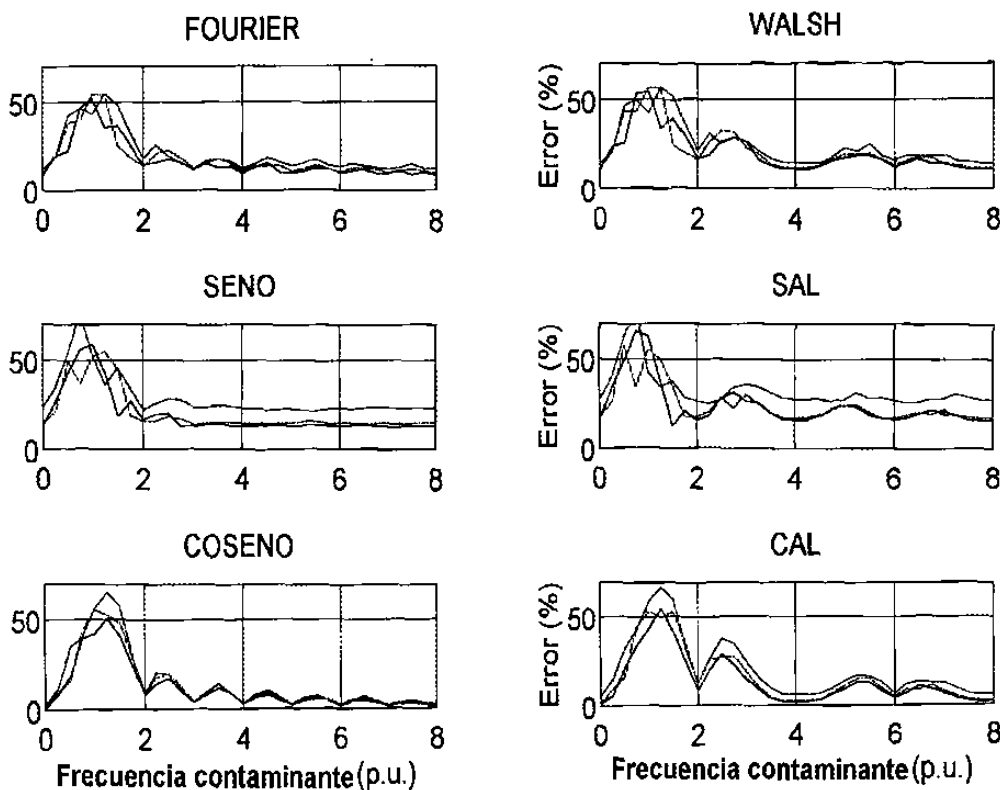


Figura 5.9 Gráficas error-frecuencia para una señal de corriente con componente aperiódica exponencial y una señal de voltaje con componente oscilatoria amortiguada de frecuencia variable

5.6 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. La respuesta transitoria de un filtro digital es la correspondiente a cambios abruptos en las señales de entrada. En los filtros digitales utilizados en relevadores de protección el estado transitorio del filtro es provocado por la perturbación que experimenta la señal como consecuencia de la falla.
2. El estudio del comportamiento de los filtros en estado transitorio debe combinar los siguientes métodos para lograr evaluaciones completas: a) modelación digital a partir de modelos simplificados del sistema, o de modelos más detallados, como los del EMTP; b) utilización de señales grabadas durante disturbios reales; c) modelación física basada en pruebas de laboratorio, complementadas por evaluaciones en condiciones reales de operación.
3. Los modelos con parámetros concentrados del sistema primario permiten reproducir las componentes transitorias más críticas desde el punto de vista del filtrado de señales en el relevador. No obstante ello, es recomendable utilizar también modelos con parámetros distribuidos para una evaluación más completa de los algoritmos.
4. Un método de evaluación del comportamiento de los filtros digitales en el estado transitorio, es mediante el cálculo de la impedancia aparente utilizando los fasores de corriente y voltaje ($Z=V/I$) estimados por los filtros, ante señales de entrada que pueden estar contaminadas con diferentes componentes transitorias y otros tipos de ruidos. La trayectoria R-X-t resultante en el plano complejo impedancia permite analizar en detalle la respuesta de los filtros.
5. Las señales de prueba obtenidas con modelos de parámetros concentrados o distribuidos del sistema primario demuestran el predominio de la componente aperiódica exponencial en la señal de corriente, y de componentes oscilatorias amortiguadas en la señal de voltaje, en coincidencia con resultados obtenidos por otros investigadores. En estas simulaciones no se incluyeron líneas con compensación serie capacitiva ni transductores de corriente y potencial, que pueden generar otras componentes en las señales de falla.

6. Las señales de prueba generadas a partir de modelos del sistema permiten evaluar el comportamiento de los filtros digitales ante señales contaminadas con componentes con un espectro de frecuencia dado, pero se requiere un gran número de simulaciones para tratar de reproducir todos los ruidos que se podrían presentar al relevador en condiciones reales; sin embargo, se corre el riesgo de no poder anticipar por simulación todos los casos posibles.
7. Se proponen dos alternativas para evaluar el comportamiento de los filtros digitales en un intervalo amplio de frecuencias. Una de estas alternativas consiste en añadir a las señales un ruido de naturaleza aleatoria exponencialmente amortiguado. El otro método consiste en contaminar una o ambas señales de entrada con una oscilación amortiguada de alta frecuencia, hacer variar su frecuencia en un intervalo amplio de valores y encontrar el error de la impedancia estimada para diferentes intervalos de tiempo, representando los resultados mediante gráficas error-frecuencia.

CAPÍTULO 6

ANÁLISIS COMPARATIVO DE LA RESPUESTA DE ESTADO TRANSITORIO DE FILTROS DIGITALES PARA PROTECCIÓN DE DISTANCIA

6.1 INTRODUCCIÓN

En el Capítulo 5 se planteó la necesidad de estudiar la respuesta de estado transitorio de los filtros digitales, para lo cual se describió un método de evaluación mediante el cálculo de la impedancia aparente utilizando los fasores de voltaje y corriente estimados.

En este capítulo se presentan los resultados de la aplicación de este método a los diferentes filtros estudiados con el objeto de compararlos. También se evalúa el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana y las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta de estado transitorio de los filtros digitales. Por último, se presentan nuevas alternativas de algoritmos de filtrado digital que pueden mejorar la respuesta de estado transitorio para determinadas características de las señales.

6.2 PROCESO TRANSITORIO ASOCIADO CON EL CRUCE DE LA VENTANA DE DATOS POR EL INSTANTE DE INICIO DE LA FALLA

La presencia de una falla puede provocar cambios abruptos (discontinuidades) en la señal; este comportamiento se observa, por ejemplo, en el voltaje de una línea corta al ocurrir una falla. La ausencia de capacitancia en el sistema hace posible un cambio tipo escalón del voltaje entre una onda senoidal de prefalla y otra onda senoidal de falla (ver Figura 3.2). El cruce de la ventana de datos por el punto de discontinuidad de la señal provoca errores de estimación en el filtro, que en ese momento está tratando de ajustar información de prefalla y

de falla a un modelo único de señal. Los valores de voltaje y corriente estimados durante esa etapa de transición dan lugar a la trayectoria de impedancia $R-X-t$ mencionada en el Capítulo 5 (ver Figuras 2.6 y 5.2).

En este aspecto se manifiesta claramente la ventaja de los filtros FIR sobre los IIR. En el filtro FIR el primer valor calculado con datos correspondientes al estado de falla es correcto (si la señal de falla es una senoide pura); esto significa que la respuesta transitoria del filtro resulta afectada por la discontinuidad sólo durante el cruce por ella de la ventana de datos y no posteriormente. En un filtro IIR, por el contrario, el carácter asintótico de su respuesta a impulso hace que su respuesta continúe perturbada por el efecto de la discontinuidad, aún cuando la ventana de datos esté llena con datos de falla, es decir, la discontinuidad de la señal afecta la respuesta transitoria del filtro, incluso después de que la ventana de datos cruzó por ella.

En la Figura 5.2 (Capítulo 5) se muestran las trayectorias de la impedancia estimada por los filtros estudiados, para señales de entrada no contaminadas con ruido transitorio. Como filtro *anti-aliasing* se utiliza un filtro de Butterworth de segundo orden con frecuencia de corte de 360 Hz; los filtros digitales tienen ventana de datos de un ciclo, y frecuencia de muestreo de 960 Hz (16 muestras por ciclo).

Para una mejor visualización del proceso de convergencia de la trayectoria de impedancia, esta se divide en secciones correspondientes a los diferentes ciclos de falla, que se identifican mediante diferentes símbolos. Así, los valores de impedancia calculados durante el primer ciclo de falla son representados por un asterisco (*); esos valores están distorsionados por el punto de discontinuidad, pues la ventana de datos contiene información de prefalla y de falla. Los círculos (o) representan los valores de impedancia correspondientes al segundo ciclo; el símbolo (+) se utiliza para los valores de impedancia calculados durante el tercer ciclo de disturbio, y el símbolo (x) representa los valores de los restantes ciclos de falla, a partir del cuarto.

De la Figura 5.2 se puede observar que todos los filtros garantizan la convergencia de la impedancia estimada hacia el valor correcto de impedancia ($0.1 + j1$ pu). Los filtros de mayor rapidez de convergencia son los de Fourier y Walsh; puede apreciarse que la última

muestra del primer ciclo cae en una región muy cercana al valor de convergencia (prácticamente convergen en un ciclo). Esto se debe a su condición de filtros ortogonales, que calculan simultáneamente las dos componentes del fasor; el cálculo correspondiente a la primera ventana de datos totalmente llena con datos de falla (un ciclo después de ocurrir la falla, para ventana de un ciclo) es correcto, dado que no hay contaminación en las señales. Por otra parte, los filtros simples (Seno, Coseno, CAL y SAL) tienen que esperar aproximadamente $1/4$ de ciclo adicional para tener convergencia, dado que en ese instante es cuando se completa la segunda componente del primer fasor correspondiente a la información pura del estado de falla.

Para este caso ideal de señales no contaminadas con ruido los filtros ortogonales de Fourier y Walsh permiten tomar una decisión correcta de disparo en un ciclo, mientras que los filtros simples tienen que esperar $1/4$ ciclos. Sin embargo, para una comparación más completa entre los diferentes filtros es necesario evaluar también su comportamiento para el caso más común, en que las señales de falla están contaminadas con diferentes tipos de ruidos.

6.2.1 Efecto de la frecuencia de muestreo

En el Capítulo 4 se analizó el efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable de los filtros digitales estudiados, y se concluyó que no altera sus propiedades en cuanto a las componentes que admiten o rechazan, para frecuencias iguales o menores que la mitad de la frecuencia de muestreo. En otras palabras, con un filtro *anti-aliasing* bien seleccionado no es de esperar una gran influencia de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta transitoria.

No obstante ello, la frecuencia de muestreo puede influir sobre la velocidad de operación del relevador. Un método para evaluar esta posible influencia consiste en simular una falla cercana al relevador y determinar su tiempo de operación para diferentes frecuencias de muestreo. A los efectos de este análisis se considera que el relevador opera instantáneamente en el momento en que un primer valor de impedancia aparente cae dentro de su característica de operación. Esto implica que el tiempo de operación coincide con el tiempo de deslizamiento de la impedancia aparente desde el valor de prefalla hasta ese punto.

A modo de ejemplo, en la Figura 6.1 se presentan dos trayectorias de impedancia aparente obtenidas con el filtro de Fourier para una falla trifásica sólida en el 50% del alcance de un relevador tipo mho, para el caso en que el ángulo de impedancia de la línea coincide con el ángulo de sensibilidad máxima del relevador. Las señales fueron generadas utilizando el modelo R-L del sistema, y simulando la falla de modo que no existan componentes aperiódicas exponenciales. De esta forma, las señales carecen de ruido, con lo que se elimina su posible influencia sobre la velocidad de operación. Las trayectorias de impedancia corresponden a dos frecuencias de muestreo diferentes: 16 muestras por ciclo (Figura 6.1(a)), y 4 muestras por ciclo (Figura 6.1(b)).

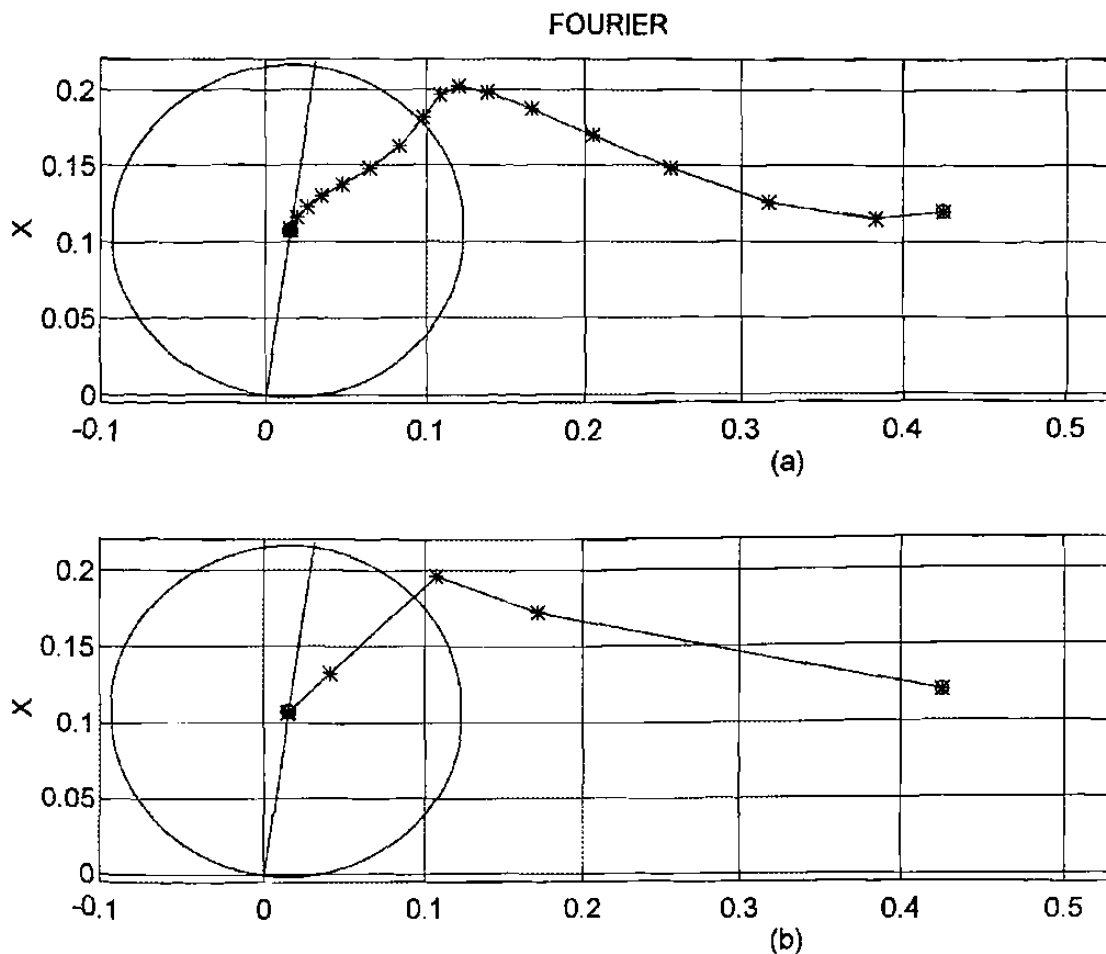


Figura 6.1 Trayectorias de impedancia para filtros de Fourier con señales de falla sin ruido y frecuencias de muestreo de 16 (a) y 4 (b) muestras por ciclo

En la Figura 6.2 se presentan los resultados del estudio completo, en forma de una familia de gráficas de tiempo de operación (en ciclos), como función de la frecuencia de muestreo normalizada. En este caso la falla se simuló en el 10% del alcance del relevador. Se utilizó para todas las frecuencias de muestreo un único tipo de filtro *anti-aliasing*, con el objetivo de que solamente la frecuencia de muestreo incida sobre el tiempo de operación. Este filtro se seleccionó de tipo Butterworth, de segundo orden, con frecuencia de corte 90 Hz, que es un valor compatible con todas las frecuencias de muestreo a evaluar.

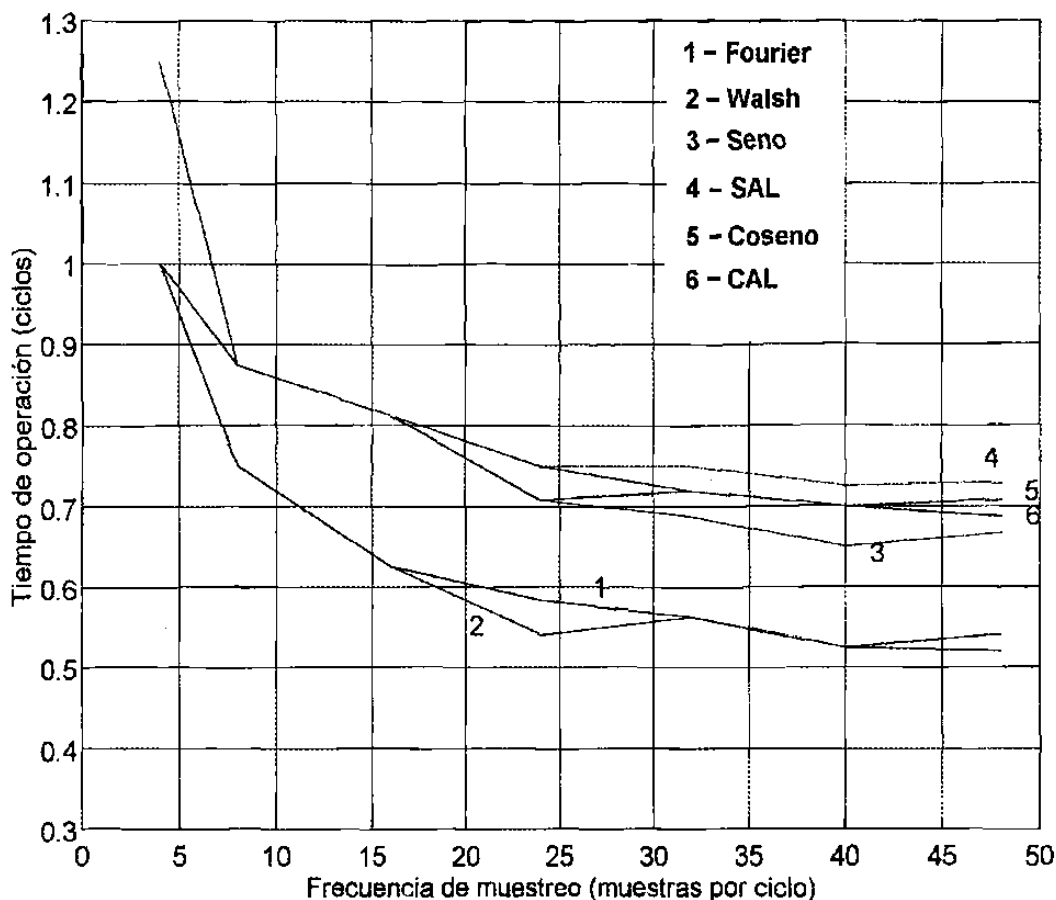


Figura 6.2 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (filtro *anti-aliasing* con $f_c=90$ Hz)

En la Figura 6.2 se aprecia que el tiempo de operación depende de la frecuencia de muestreo según una ley inversa; en realidad esto se debe a que, al aumentar la frecuencia de muestreo, las muestras están más cercanas en tiempo, y la muestra que provoca la operación (la

primera que queda dentro de la zona de operación) corresponde a un tiempo más bajo. Así por ejemplo (ver Figura 6.1), para 16 muestras por ciclo la muestra que determina la condición de operación es la número 10, lo que da un tiempo de operación de $(10/16)(16.6667) = 10.42$ ms; para 4 muestras por ciclo la operación depende de la muestra 3, y el tiempo de operación es $(3/4)(16.6667) = 12.5$ ms. El grado inverso de la curva se reduce a medida que la frecuencia de muestreo aumenta, pues las muestras están más cercanas, y el efecto antes mencionado se atenúa.

En el caso real, la frecuencia de corte del filtro *anti-aliasing* se selecciona de modo que no sea superior a la mitad de la frecuencia de muestreo (frecuencia de Nyquist); el valor de frecuencia de corte utilizado en este trabajo es el 75% de la frecuencia de Nyquist. En la Figura 6.3 se muestran los resultados para este caso, en que el diseño del filtro *anti-aliasing* se adapta a cada frecuencia de muestreo.

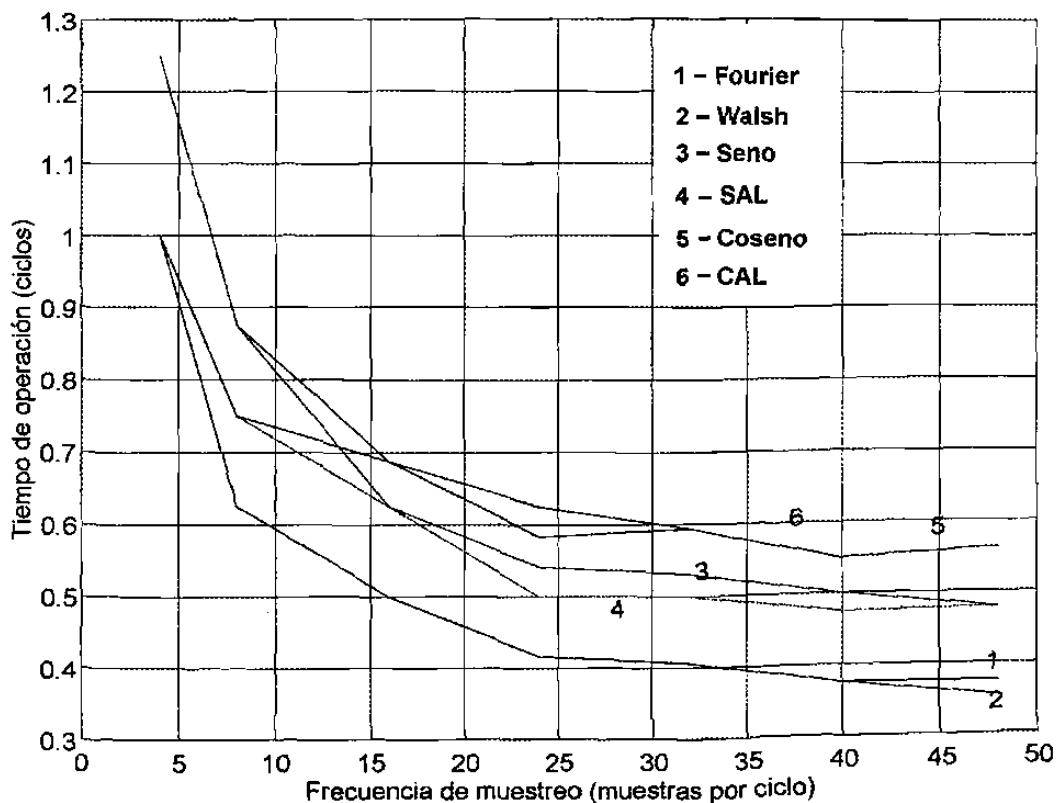


Figura 6.3 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (característica de tiempo inverso), $f_c = (0.75)(1/2)f_m$

Una comparación entre las figuras 6.2 y 6.3 revela que los tiempos de operación coinciden para una frecuencia de muestreo de 240 Hz (los filtros *anti-aliasing* son idénticos para esta frecuencia); para frecuencias de muestreo mayores, la respuesta más rápida se obtiene para el caso en que la frecuencia de corte del filtro *anti-aliasing* aumenta con la frecuencia de muestreo (Figura 6.4). Esto refleja el efecto del retardo del filtro *anti-aliasing* sobre el tiempo de operación; ese retardo es tanto menor, cuanto mayor es la frecuencia de corte. Puede observarse que, para frecuencias de muestreo altas, la elevación de la frecuencia de corte del filtro *anti-aliasing* influye más sobre la velocidad de operación que el aumento de la frecuencia de muestreo. De hecho, una ventaja de tener una frecuencia de muestreo alta en el relevador es que permite utilizar un filtro *anti-aliasing* con una frecuencia de corte elevada, y con menor retardo, lo que repercute favorablemente sobre la velocidad de operación.

En las Figuras 6.2 y 6.3 también puede observarse que los relevadores con filtros ortogonales (Fourier y Walsh) tienen mayor velocidad de operación que los que tienen filtros simples. Esto se deriva de la técnica para formar los fasores utilizada en cada tipo de filtro; en los filtros ortogonales los primeros fasores del estado de falla están disponibles un ciclo después de la falla, mientras que en los filtros simples se forman al cabo de $1/4$ ciclos. Sin embargo, estos resultados no son concluyentes, pues las señales correspondientes al caso analizado carecen de contaminación. Es necesario evaluar también el comportamiento de estos filtros ante señales con ruido.

6.2.2 Efecto de la longitud de ventana de datos

En el Capítulo 4 se concluyó que la variación de la longitud de la ventana de datos modifica las gráficas de respuesta a la frecuencia del filtro digital y altera, por tanto, su capacidad para rechazar determinadas componentes transitorias de la señal de entrada. En particular, para ventanas de menos de un ciclo es de esperar una respuesta de estado transitorio deficiente ante señales contaminadas. Antes de estudiar este aspecto del problema, es conveniente analizar la influencia de la longitud de ventana sobre la velocidad de operación del relevador, con señales de falla libres de ruido.

En la Figura 6.4 se presenta la trayectoria de impedancia aparente obtenida para un filtro de Fourier de 16 muestras por ciclo con ventana de medio ciclo, para las señales que dieron lugar a la Figura 6.1. En este caso la señal de operación se genera a partir de la muestra 4, lo que representa un tiempo de operación de $(4/16)(16.6667)=4.16$ ms; con ventana de un ciclo (Figura 6.1(a)) la operación tiene lugar en la muestra 10, con tiempo de 10.42 ms.

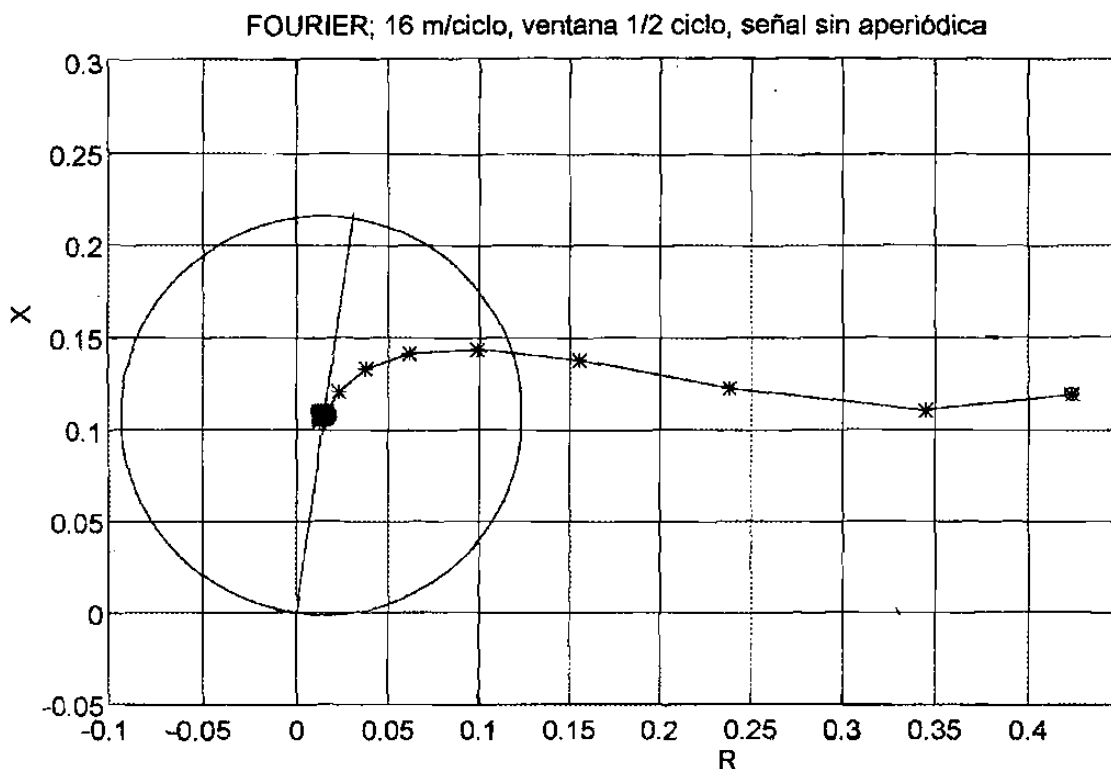


Figura 6.4 Trayectoria de impedancia para un filtro de Fourier de medio ciclo y 16 muestras por ciclo, con señales de falla sin ruido

En la Figura 6.5 se presenta una familia de gráficas de tiempo de operación (en ciclos), como función de la longitud de ventana, para las mismas señales no contaminadas de las Figuras 6.2 y 6.3. En este caso el filtro *anti-aliasing* es un Butterworth de segundo orden con frecuencia de corte de 360 Hz, y la frecuencia de muestreo es de 960 Hz (16 muestras por ciclo).

En la Figura 6.5 se constata la influencia directa de la longitud de ventana sobre la velocidad de operación, para señales no contaminadas. Sin embargo, cuando hay contaminación en

las señales, la respuesta de los relevadores con filtros de ventanas menores de un ciclo se deteriora, como se demostrará en la sección 6.3.

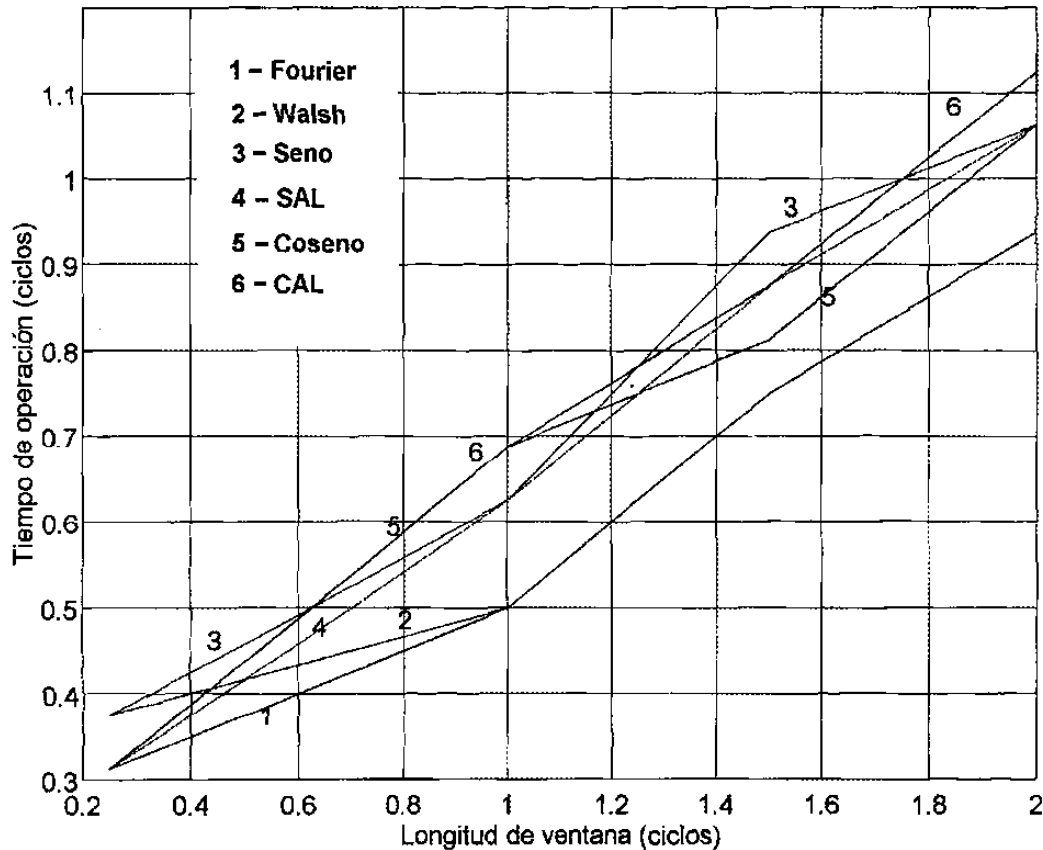


Figura 6.5 Efecto de la longitud de ventana de datos sobre el tiempo de operación del relevador

6.3 PROCESO TRANSITORIO ORIGINADO POR EL RUIDO PRESENTE EN LAS SEÑALES DE ENTRADA

En la sección 6.2 se estudió la respuesta transitoria de los filtros para el caso en que las señales no presentan contaminación de ningún tipo; sin embargo, la falla genera componentes transitorias en la señal de entrada, que originan un estado transitorio en el filtro. En esta etapa el filtro presenta errores de estimación, cuya magnitud depende de la capacidad del filtro para rechazar las diferentes componentes transitorias presentes en la señal. En relevadores de distancia

estos errores pueden provocar operaciones incorrectas para fallas externas cercanas al límite de la zona de operación (sobrealcance transitorio), o retardos de operación para fallas internas.

En esta sección se analiza la respuesta de los filtros ante señales contaminadas con diferentes componentes transitorias. El estudio se hace inicialmente para versiones de los filtros digitales con ventana rectangular de un ciclo y 16 muestras por ciclo (960 Hz), y con un filtro *anti-aliasing* tipo Butterworth de segundo orden con frecuencia de corte de 360 Hz. Posteriormente se evalúa el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana y las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria de los filtros.

6.3.1 Respuesta de los filtros con ventana rectangular de un ciclo

Para estudiar el efecto de la componente aperiódica exponencial sobre los diferentes filtros se hace uso del modelo R-L con parámetros concentrados para generar las señales de prueba. En la Figura 6.6 se presentan trayectorias de impedancia aparente para las señales mostradas en la Figura 5.4 (Capítulo 5), contaminadas con componente aperiódica exponencial en la corriente; se puede observar que los filtros que mejor respuesta presentan son el Coseno y el CAL, debido a su propiedad de doble diferenciación, que les ayuda a rechazar mejor la componente aperiódica exponencial.

Puede observarse también que los filtros de Fourier y de Walsh tienden a converger más rápido en el primer ciclo, pero tienen una convergencia lenta a partir del segundo ciclo, debido a su pobre capacidad de rechazo a la componente aperiódica exponencial. Los filtros Seno y SAL son los de peor respuesta ante señales contaminadas con esta componente.

El comportamiento de los filtros ante componentes oscilatorias amortiguadas de alta frecuencia puede estudiarse utilizando señales generadas por el modelo R-L con efecto capacitivo y parámetros concentrados del sistema de potencia. En la Figura 5.5 se presenta un conjunto de señales obtenidas por este modelo, para el caso en que el voltaje presenta una componente oscilatoria de alta frecuencia y la corriente carece de ruido. Los resultados obtenidos ante estas señales se presentan en la Figura 6.7, donde se puede observar que la mejor respuesta transitoria es la correspondiente al filtro Seno; esto se debe a que su característica de respuesta de frecuencia es la que presenta las menores amplitudes en los lóbulos laterales, como se mostró en el Capítulo 4.

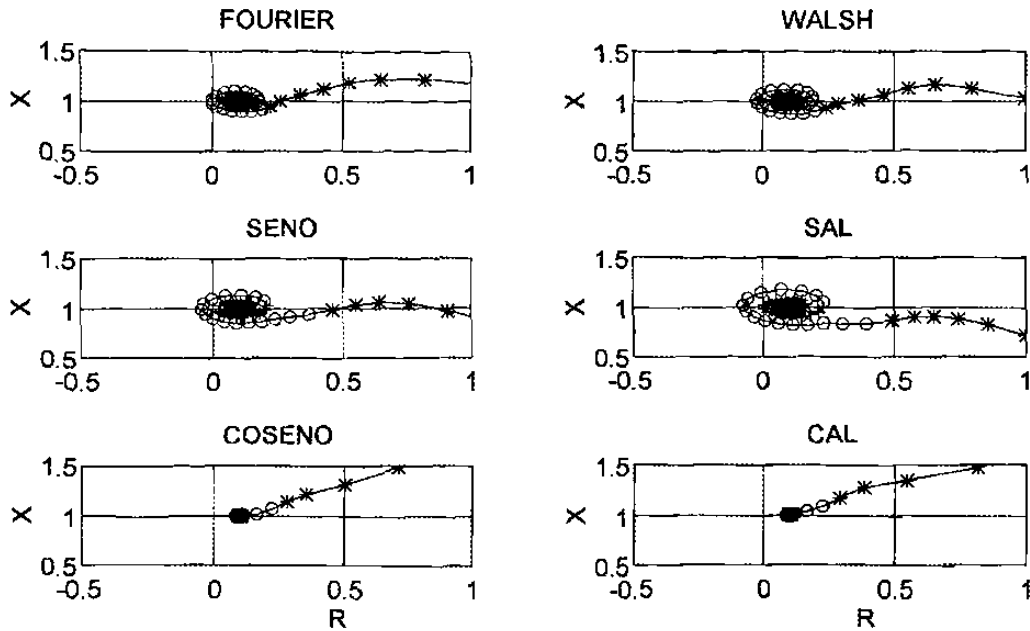


Figura 6.6 Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente

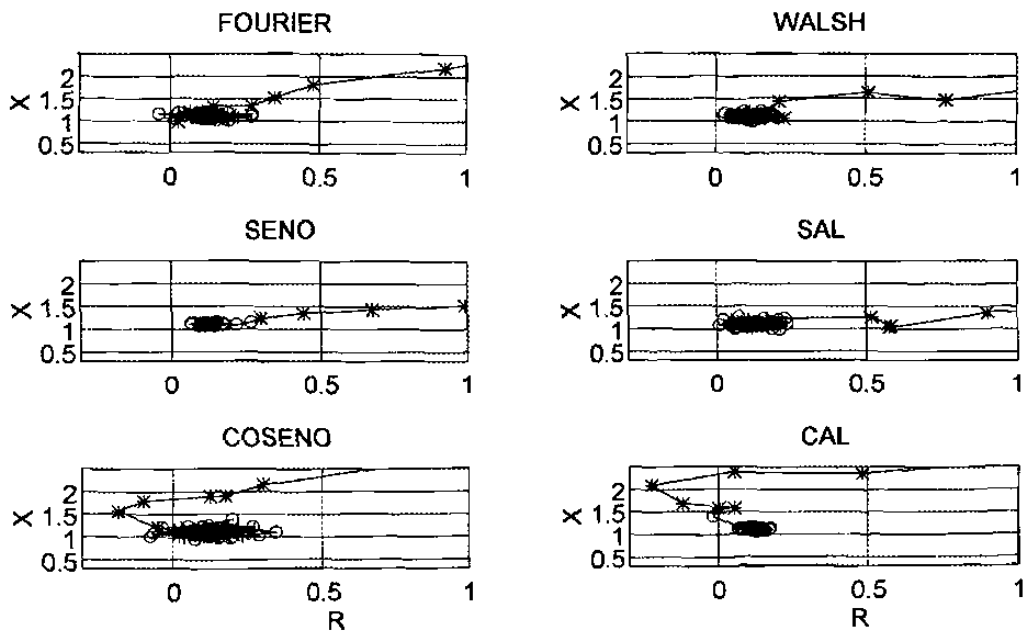


Figura 6.7 Trayectorias de impedancia para señales con oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje

Tratando de simular condiciones reales que se podrían presentar al relevador, se realizaron también evaluaciones de los filtros utilizando señales generadas por el modelo de

sistema con parámetros distribuidos basado en el EMTP (Figura 5.6). En la Figura 5.7 se muestra un conjunto de señales, que presenta componente aperiódica en la corriente y contaminación de alta frecuencia en el voltaje; en la Figura 6.8 se presentan las trayectorias de impedancia correspondientes a este caso. Se puede observar que la mejor respuesta se obtiene para el filtro Coseno, seguido muy de cerca por el filtro CAL; esto demuestra que la componente aperiódica tiene mayor efecto sobre la respuesta de los filtros que las oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia, a lo que contribuye en gran medida el filtro *anti-aliasing*.

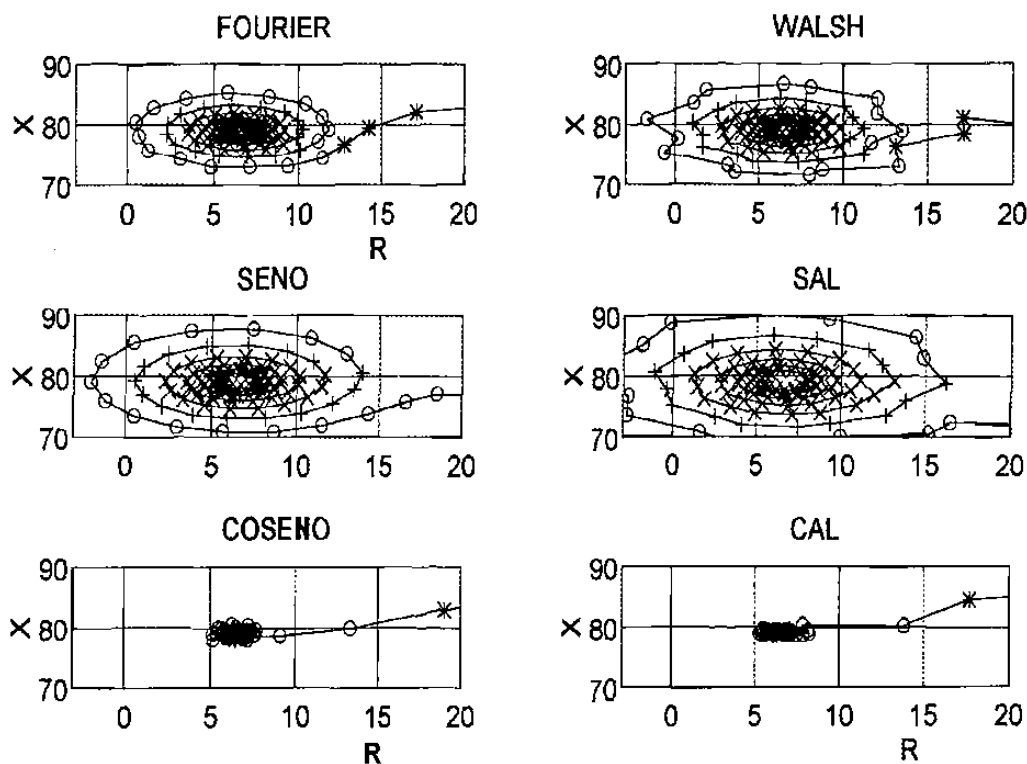


Figura 6.8 Trayectorias de impedancia para los filtros digitales ante las señales mostradas en la Figura 5.7

Entre los métodos de contaminación adicional mencionados en el Capítulo 5, se encuentra el consistente en añadir a las señales un ruido de naturaleza aleatoria exponencialmente amortiguado. A modo de ejemplo, se presenta una prueba utilizando las señales de la Figura 5.8, en que se ha agregado contaminación con ruido aleatorio a la señal de voltaje; las trayectorias de impedancia aparente resultantes se muestran en la Figura 6.9. Se

puede apreciar que el ruido hace que las respuestas de los filtros sean muy similares entre sí; sin embargo, los filtros Seno y SAL son los de peor respuesta, por el efecto negativo adicional de la componente aperiódica exponencial.

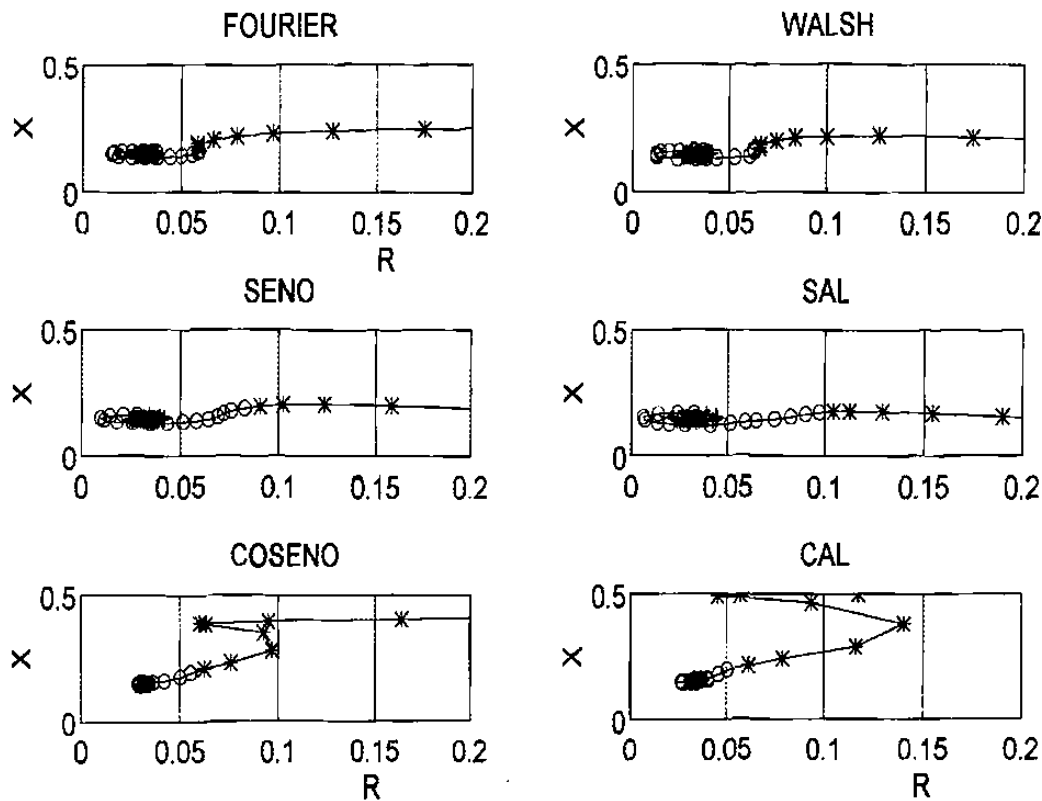


Figura 6.9 Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente y ruido de naturaleza aleatoria en el voltaje

Una evaluación más completa de la respuesta de los filtros digitales se logra con el método de hacer variar la frecuencia de la señal contaminante (Capítulo 5), y obtener la gráfica error-frecuencia. A continuación se presentan los resultados obtenidos en dos de los casos analizados por este método.

El primer caso está basado en agregar la componente senoidal amortiguada de frecuencia variable a la señal de voltaje de la Figura 5.4 (Capítulo 5); la corriente presenta componente aperiódica exponencial. En la Figura 5.9 (Capítulo 5) se muestran los resultados obtenidos, haciendo uso de las gráficas del error contra la frecuencia de la señal contaminante,

para los diferentes filtros. Se puede apreciar que el mayor error de los estimados se presenta en el primer intervalo de tiempo ($1.25 \leq t_i < 1.5$ ciclos), especialmente para frecuencias de contaminación cercanas a la del sistema, mientras que el menor error se presenta en las muestras correspondientes al tercer intervalo de tiempo ($1.75 \leq t_i < 2$ ciclos). Sin embargo, para frecuencias altas, la diferencia de error entre el primer intervalo de tiempo y el tercero no es muy notable, excepto para los filtros Seno y SAL. En la Figura 5.9 (Capítulo 5) también se puede observar que, para las componentes de corriente directa y las subarmónicas ($0 \leq \omega_o < 1$), que son señales del tipo de las generadas por una línea con compensación serie capacitiva, los filtros Coseno y CAL presentan menor error que el resto de los filtros; para las armónicas superiores ($\omega_o > 2$) los filtros Coseno y CAL también mantienen el menor error, pero el filtro Coseno es mejor que el CAL. Los peores resultados son los correspondientes a los filtros Seno y SAL.

El segundo caso consiste en agregar componentes senoidales de frecuencia variable de contaminación a las señales de voltaje y corriente; adicionalmente se agregan componentes aperiódicas exponenciales a ambas señales. La contaminación aperiódica exponencial del voltaje representa las señales típicas de salida de los divisores capacitivos de potencial. Los resultados obtenidos para este caso se muestran en la Figura 6.10, donde se observa que el hecho de agregar contaminación adicional de frecuencia variable a la corriente no afecta en forma significativa los resultados dados por los filtros Coseno y CAL. Sin embargo, también se puede apreciar que la componente aperiódica exponencial en el voltaje afecta en mayor medida al resto de los filtros, provocando que los filtros Seno y SAL produzcan los peores resultados.

De los resultados obtenidos en las pruebas se puede concluir que los filtros Coseno y CAL responden mejor ante señales que presentan contaminación en forma de componente aperiódica exponencial, mientras que el filtro Seno tiene una mejor respuesta para señales con oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia.

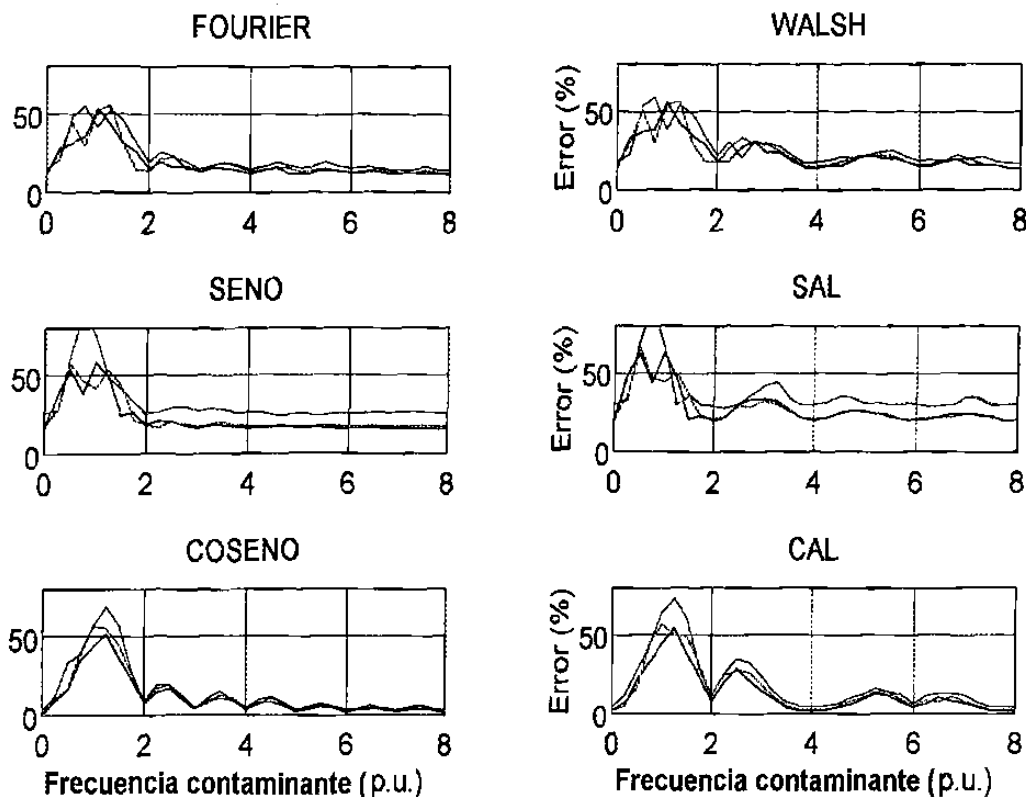


Figura 6.10 Gráficas error-frecuencia para un caso en que las señales de voltaje y de corriente presentan componentes aperiódicas exponenciales y componentes oscilatorias amortiguadas de frecuencia variable

6.3.2 Efecto de la frecuencia de muestreo

En el trabajo se hicieron pruebas para verificar el efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta transitoria de los diferentes algoritmos, y el resultado general es que ese efecto es muy reducido. Esto se debe a que la frecuencia de muestreo no es determinante en el rechazo por el algoritmo de determinadas componentes, dentro del ancho de banda admisible para esa frecuencia de muestreo.

En la Figura 6.11 se presentan dos trayectorias de impedancia correspondientes a un caso semejante al de la Figura 6.1, pero con máxima componente aperiódica exponencial en la señal de corriente. La presencia de esa componente provoca una convergencia en espiral de la trayectoria hacia el valor correcto de impedancia (comparar las Figuras 6.1 y 6.10) que, para

fallas en el límite del alcance, puede provocar sobrealcance, o retardo en la operación. En la Figura 6.11 puede observarse que la zona de incertidumbre representada por la espiral tiene aproximadamente la misma extensión para las dos frecuencias de muestreo (16 y 4 muestras por ciclo), lo que indica su baja incidencia en la respuesta transitoria.

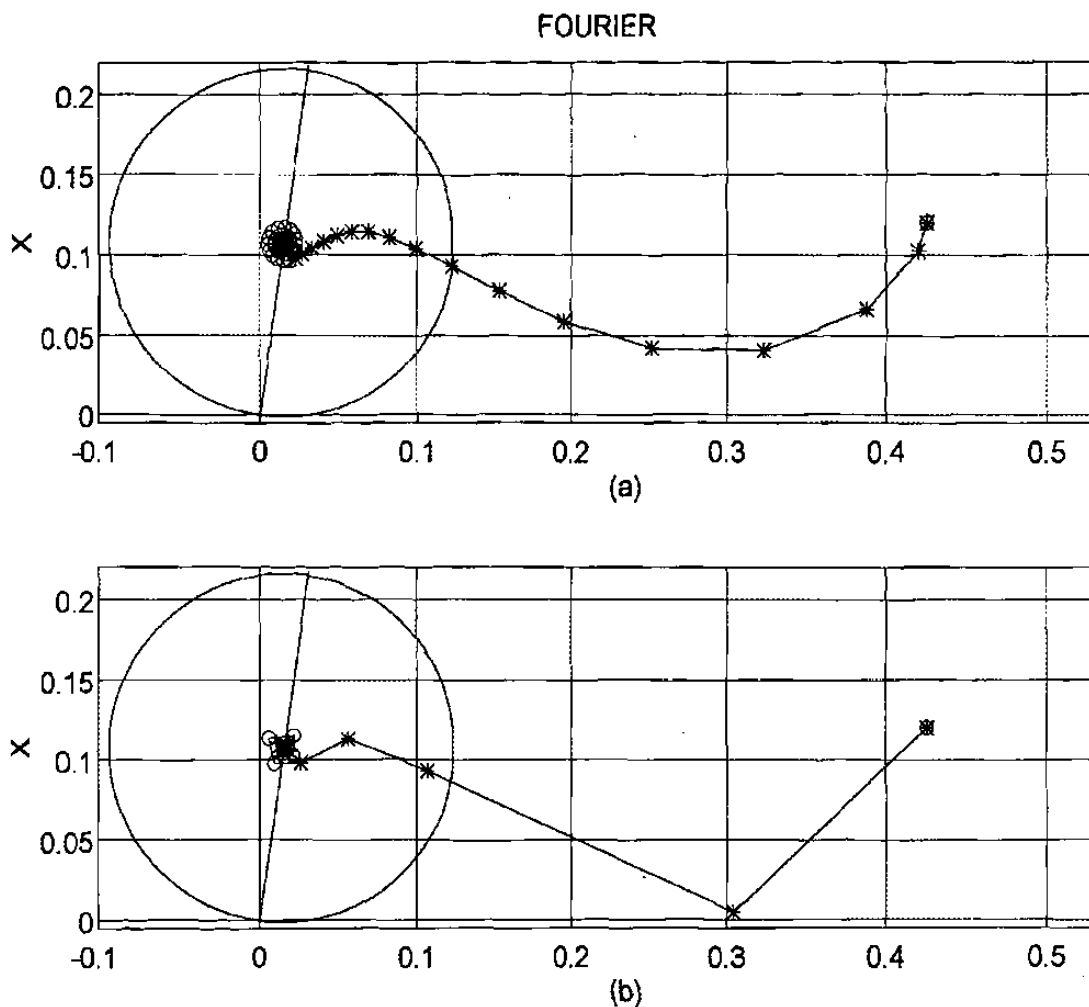


Figura 6.11 *Traectorias de impedancia para filtros de Fourier con señales contaminadas con componente aperiódica en la corriente, y frecuencias de muestreo de 16 (a) y 4 (b) muestras por ciclo*

6.3.3 Efecto de la longitud de ventana

Las pruebas de estado transitorio realizadas en el trabajo a los algoritmos con diferentes longitudes de ventana confirman la influencia que este parámetro tiene sobre la

respuesta transitoria. Este efecto es particularmente notable para ventanas de menos de un ciclo, en que la gráfica de respuesta a la frecuencia denota la pérdida de la capacidad de rechazo a ciertas componentes de frecuencia que, si están presentes en las señales de entrada, generan errores de estimación.

A modo de ejemplo, en la Figura 6.12 se presenta la trayectoria de impedancia para un algoritmo de Fourier con ventana de medio ciclo, para las señales de entrada correspondientes a la Figura 6.11. La componente aperiódica exponencial introduce errores de gran magnitud, que hacen que la trayectoria llegue a salir de la zona de operación después de atravesarla, para entrar de nuevo posteriormente. Ese comportamiento genera un retardo adicional en la operación, que sería aún mayor para fallas cercanas al límite del alcance. Por otra parte, para una falla fuera del alcance del relevador, se tendrían penetraciones de la trayectoria en la característica, que pueden provocar la operación incorrecta. Estos errores del algoritmo de Fourier de medio ciclo (y en general de todos los algoritmos con ventana de menos de un ciclo) no eliminan totalmente su utilidad práctica, pero obligan a utilizar técnicas de filtrado previo de la componente aperiódica por medios analógicos o digitales [69,70].

Las ventanas de menos de un ciclo pueden utilizarse en algoritmos de ventana de longitud variable en función de la ubicación de la falla con respecto al límite de alcance del relevador. Para fallas cercanas al relevador, en que puede tolerarse un error de estimación grande, la ventana puede ser corta; para fallas cercanas al límite, la ventana debe ser de un ciclo, para evitar el sobrealcance o el retardo de operación [39,63].

6.3.4 Efecto de las funciones de ponderación de ventana

En el Capítulo 4 se introdujo el concepto de función de ponderación de ventana, y se estudió el efecto que tiene sobre la respuesta de estado estable de los algoritmos de filtrado digital; se concluyó que estas funciones ensanchan la banda de paso de todos los filtros, reduciendo a su vez la amplitud de los lóbulos laterales de las gráficas de respuesta a la frecuencia.

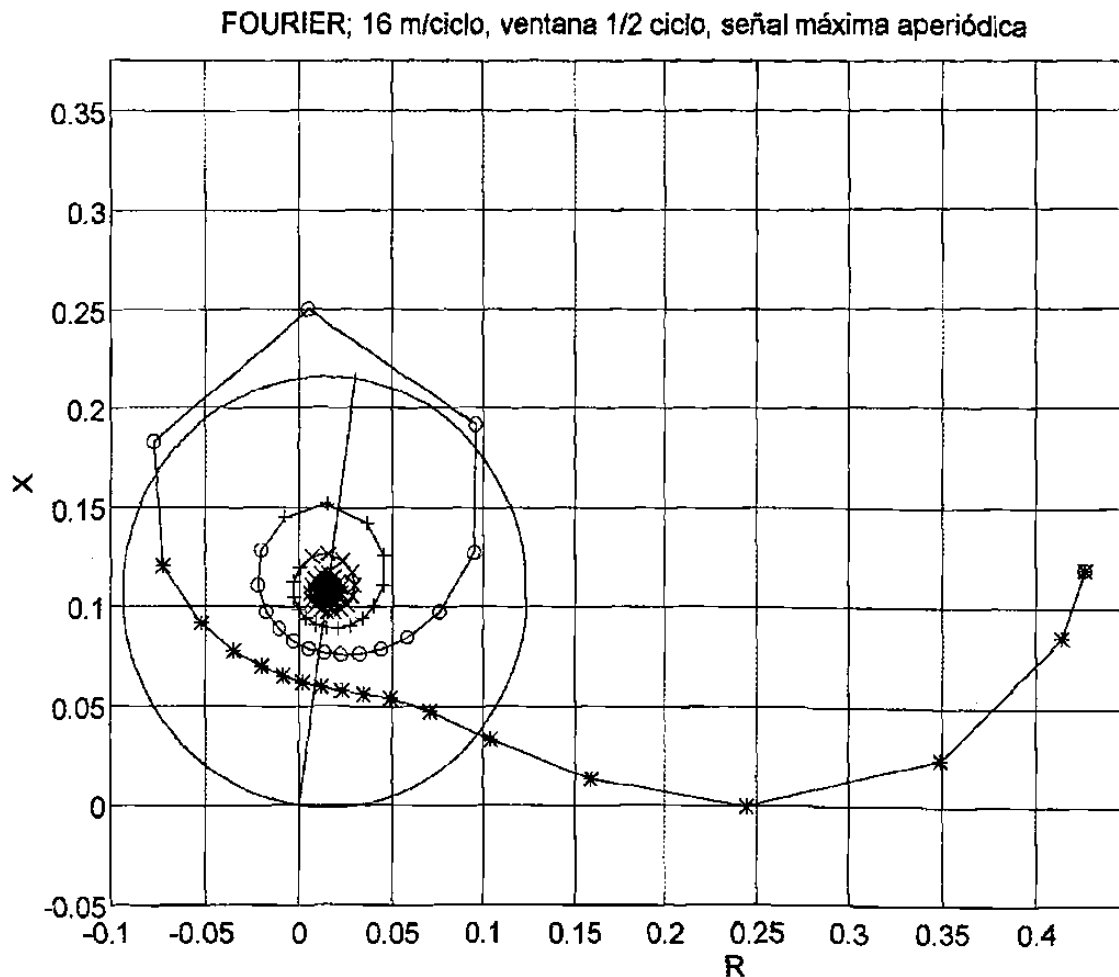


Figura 6.12 *Trayectoria de impedancia para el filtro de Fourier con ventana de medio ciclo y con presencia de componente aperiódica en la corriente*

En el trabajo se estudió detenidamente el efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria de los diferentes filtros digitales. En la Figura 6.13 se presenta uno de los conjuntos de trayectorias de impedancia obtenidos, correspondiente al filtro Coseno, para el caso en que la señal de corriente tiene componente aperiódica exponencial, y la de voltaje tiene contaminación de alta frecuencia. Se puede observar que la aplicación de funciones de ponderación de ventana deteriora la respuesta en este caso. En el Apéndice C se presentan otras trayectorias de impedancia.

La conclusión general es que las funciones de ponderación de ventana mejoran ligeramente la respuesta del filtro Seno ante señales con componentes transitorias oscilatorias

de alta frecuencia, pero deterioran la respuesta de los restantes cinco filtros ante estas componentes oscilatorias, y la respuesta de los seis filtros ante componentes aperiódicas exponenciales. Este efecto negativo es el resultado de la distorsión que estas funciones de ponderación introducen en la gráfica de respuesta a la frecuencia de los filtros, y es la causa de que no se hayan aplicado hasta la fecha en relevadores comerciales.

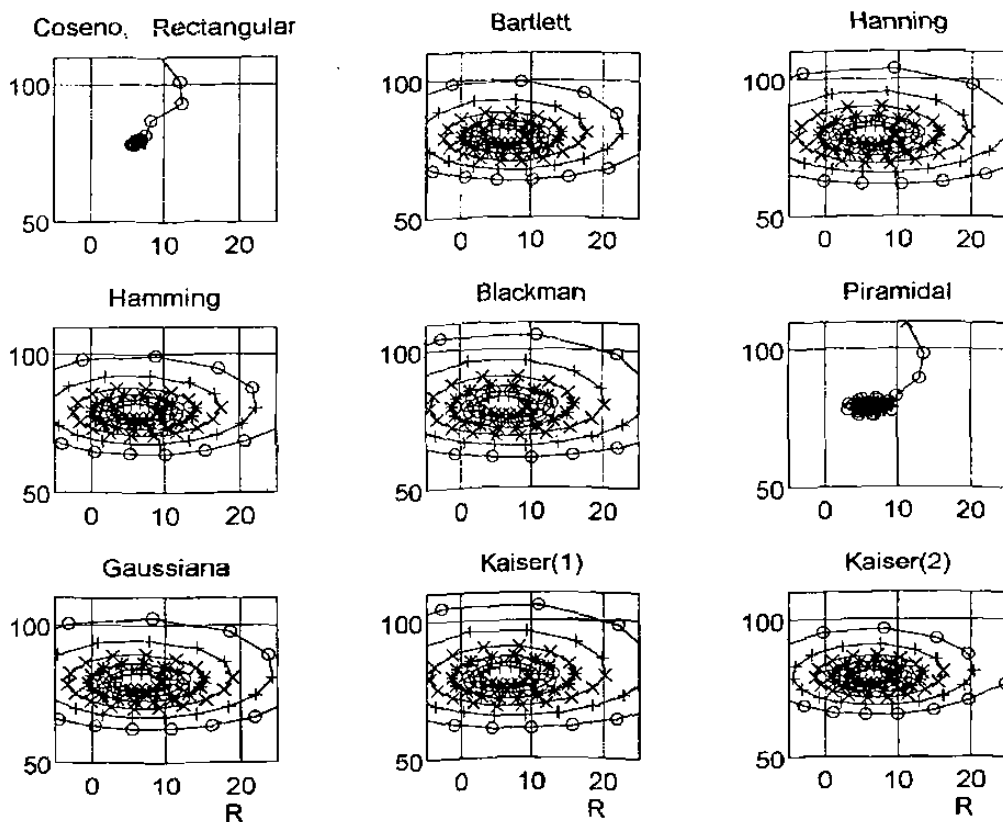


Figura 6.13 Trayectorias de impedancia para el filtro Coseno con diferentes funciones de ponderación, ante señales con componente aperiódica en la corriente y componente oscilatoria de alta frecuencia en el voltaje

6.4 FILTROS COMBINADOS

Se ha demostrado que las señales en un sistema de potencia homogéneo se caracterizan porque la componente aperiódica afecta principalmente a la señal de corriente, y el voltaje está contaminado predominantemente por oscilaciones amortiguadas de alta

frecuencia, excepto cuando existe compensación serie capacitiva o se utilizan divisores capacitivos de potencial (DP). También se ha probado en el trabajo que los filtros simples Seno y SAL rechazan adecuadamente las componentes de alta frecuencia, y los filtros Coseno y CAL tienen mejor comportamiento ante las componentes aperiódicas exponenciales. De la observación de estas características de las señales y de los filtros se deduce la conveniencia de utilizar filtros diferentes en los canales de voltaje y corriente, de donde surge el concepto de un filtro combinado.

Un filtro combinado consiste en aplicar a cada señal de entrada un filtro simple, adecuado a las características que presente la señal; un filtro combinado Seno-Coseno está formado por un filtro simple Seno en el canal de la señal de voltaje (para eliminar la contaminación de alta frecuencia), y un filtro Coseno en el canal de corriente (por su mejor rechazo a la componente aperiódica). En la Figura 6.14 se presenta la estructura del filtro combinado Seno-Coseno.

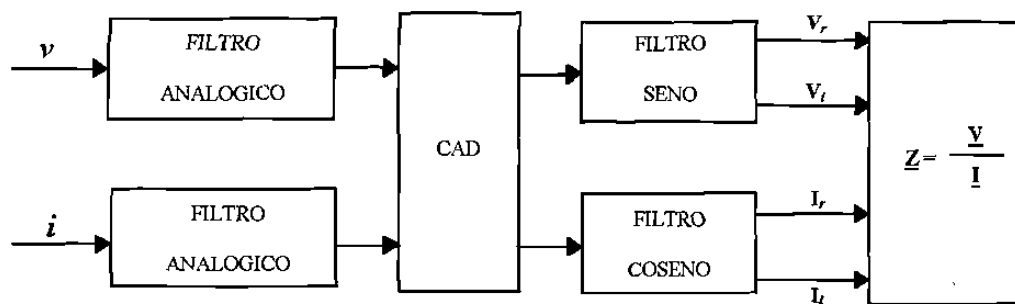


Figura 6.14 Estructura del filtro combinado Seno-Coseno

Otra alternativa de filtro combinado es la resultante de aplicar un filtro SAL en el canal de voltaje y un filtro CAL en el canal de corriente, utilizando en general la misma estructura de la Figura 6.14.

Para la evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros combinados es conveniente utilizar las mismas señales con que se probaron los restantes filtros, y compararlos sobre las mismas bases con los filtros simples que dieron los mejores resultados.

En la Figura 6.15 se muestran las trayectorias de impedancia aparente obtenidas con los filtros combinados, para las señales de voltaje y corriente de la Figura 5.4; se presentan

también las trayectorias correspondientes a los filtros Coseno y CAL, que mostraron la mejor respuesta en la Figura 6.5. Se puede observar que las respuestas de los filtros combinados son muy similares a las de los simples, ya que ambos eliminan adecuadamente la componente aperiódica exponencial presente en la corriente.

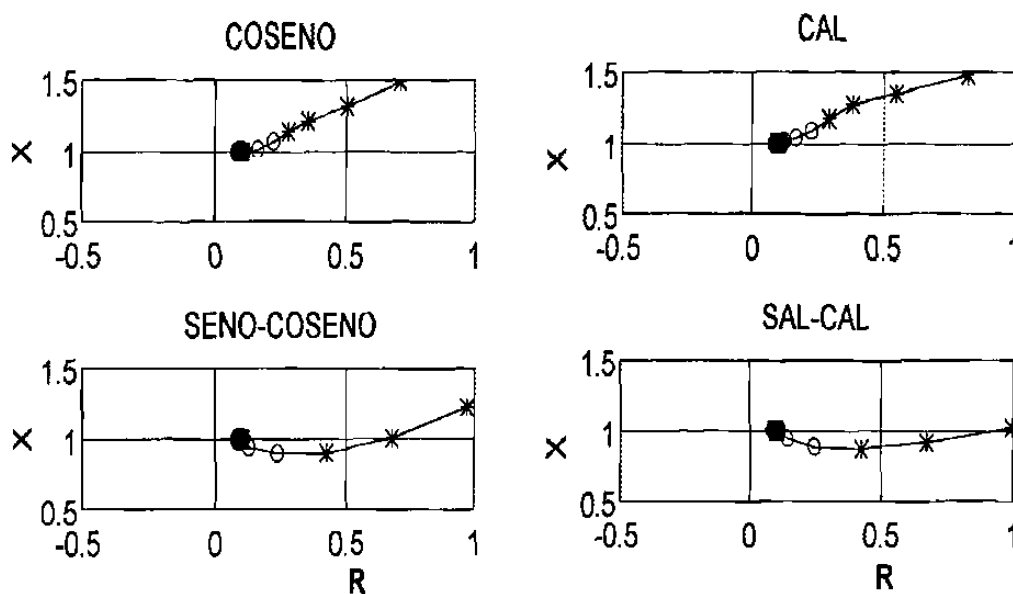


Figura 6.15 Efecto de la componente aperiódica exponencial en la corriente sobre la respuesta de los filtros combinados

Otra prueba para los filtros combinados es la evaluación del efecto de las oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje, para lo que se utilizaron las señales del circuito R-L con efecto capacitivo en el caso en que el voltaje tiene contaminación de alta frecuencia y la corriente no presenta componente aperiódica. Los resultados que se muestran en la Figura 6.16, indican una buena respuesta del filtro combinado Seno-Coseno, comparable con las de los filtros Seno y CAL, cuyas respuestas fueron las mejores en la Figura 6.7. La respuesta del filtro combinado SAL-CAL es inferior a la del Seno-Coseno en este caso.

Los resultados de la evaluación de los filtros combinados para los casos de contaminación con señales amortiguadas de frecuencia variable pueden ilustrarse con las gráficas error-frecuencia de las Figuras 6.17 y 6.18. La Figura 6.17 fue obtenida para las

mismas señales que dieron lugar a la Figura 5.9 (contaminación de frecuencia variable en el voltaje y componente aperiódica en la corriente). Se puede apreciar que el filtro combinado Seno-Coseno ofrece un menor error para la segunda armónica y frecuencias superiores ($\omega \geq 2$), lo que indica su mejor rechazo a las armónicas superiores, debido al filtro Seno; sin embargo, para la componente de corriente directa y las subarmónicas ($0 < \omega < 1$) el filtro Coseno ofrece la mejor respuesta. El filtro combinado SAL-CAL presenta una buena respuesta en todo el intervalo de frecuencias, pero es inferior a la del filtro Seno-Coseno. De esta prueba se deduce que el filtro combinado Seno-Coseno es el más recomendable para el caso en que la corriente presenta componente aperiódica exponencial y el voltaje presenta contaminación de alta frecuencia, es decir, cuando no hay compensación serie capacitiva o divisores capacitivos de potencial.

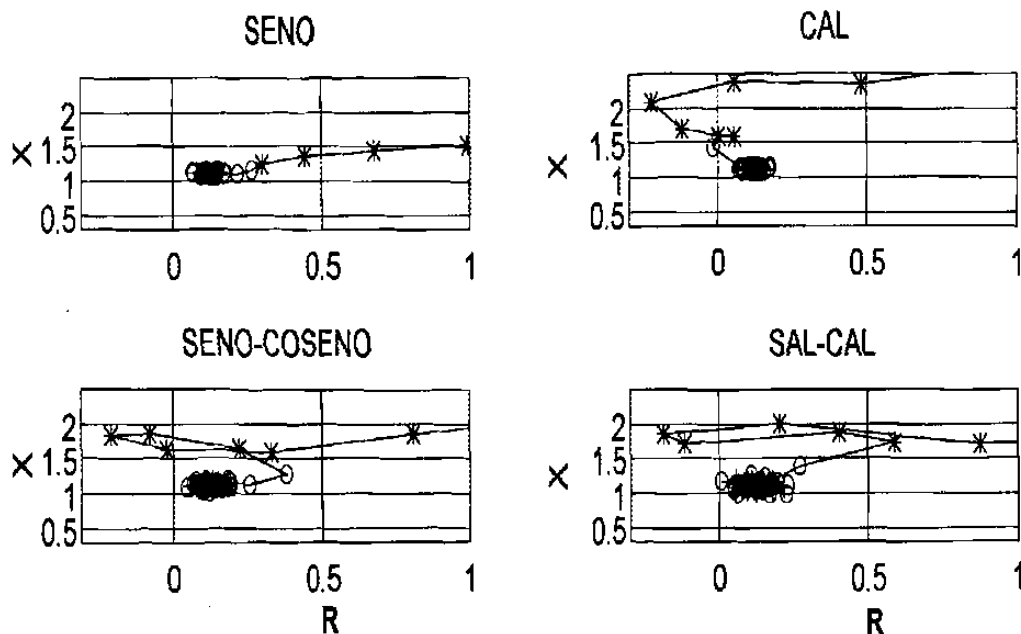


Figura 6.16 *Efecto de las oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje sobre la respuesta de los filtros combinados*

La Figura 6.18 se refiere al caso en que hay componente aperiódica y contaminación de frecuencia variable en ambas señales (como en la Figura 6.10). Se observa que la componente aperiódica en la señal de voltaje afecta considerablemente a los filtros

combinados, ya que empeora bastante su respuesta, debido al efecto de esta componente aperiódica sobre los filtros Seno y SAL. Una alternativa más apropiada para este caso es el filtro Coseno.

El efecto de la longitud de ventana sobre la respuesta transitoria de los filtros combinados puede evaluarse a partir de la Figura 6.19, obtenida para las versiones de medio ciclo de los distintos algoritmos. Se trata de las gráficas error-frecuencia para el caso de componente aperiódica en la corriente y componente oscilatoria amortiguada de frecuencia variable en el voltaje. Se observa un deterioro en la respuesta de todos los algoritmos, con respecto a los resultados para ventana de un ciclo (comparar las figuras 6.19 y 5.9). Los mejores resultados corresponden al filtro Seno-Coseno y, en segundo lugar, al filtro Coseno.

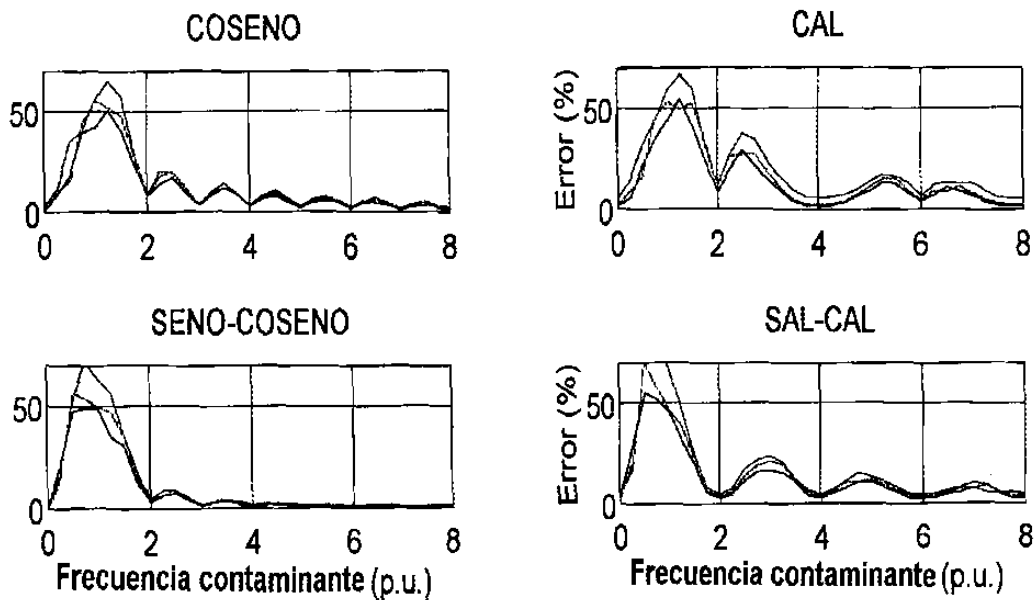


Figura 6.17 Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 5.9

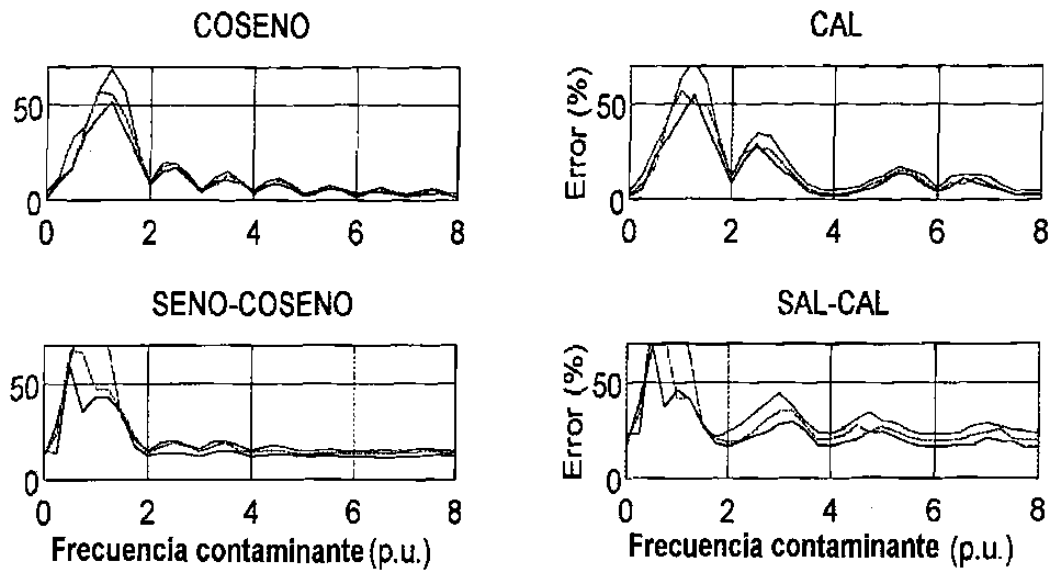


Figura 6.18 Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 6.10

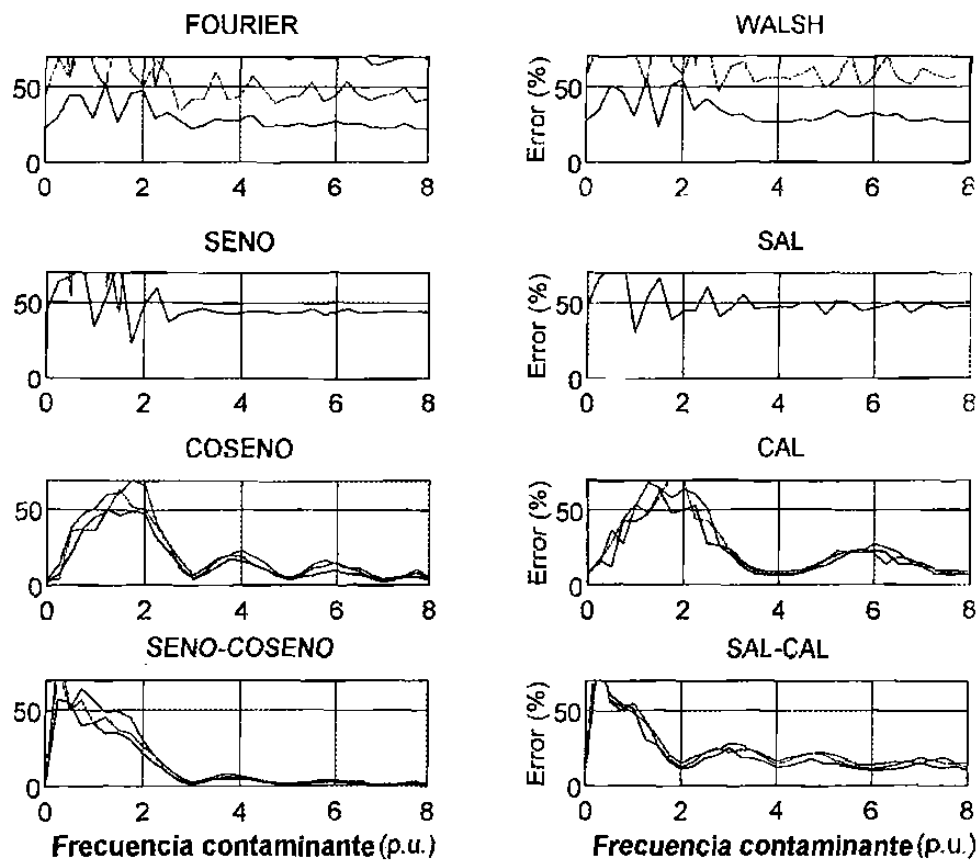


Figura 6.19 Gráficas error-frecuencia para filtros con ventana de medio ciclo, con señales que presentan componente aperiódica en la corriente y componente oscilatoria de frecuencia variable en el voltaje

6.5 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. El efecto sobre los filtros del proceso transitorio asociado con el cruce de la ventana de datos por el instante de inicio de la falla puede estudiarse mediante gráficas de trayectoria de impedancia aparente y por evaluación de la velocidad de operación para fallas internas. Las señales de falla deben estar libres de ruido, para evitar su influencia adicional en la respuesta transitoria.
2. Para señales no contaminadas todos los filtros FIR generan un estimado correcto cuando su salida depende totalmente de información del estado de falla. En este caso los filtros ortogonales (Fourier y Walsh) son más rápidos que los simples; para ventana de un ciclo dan una respuesta correcta en un ciclo, mientras que los simples la dan en $1\frac{1}{4}$ ciclos.
3. Para señales no contaminadas un incremento de la frecuencia de muestreo reduce el tiempo de operación del relevador, debido, en primer lugar, a la reducción del intervalo de tiempo entre muestras. Su mayor efecto, sin embargo, es indirecto: una frecuencia de muestreo alta permite utilizar un filtro *anti-aliasing* con frecuencia de corte alta, y con retardo reducido.
4. Para señales no contaminadas la longitud de ventana tiene una influencia directa sobre el tiempo de operación del relevador: la mayor velocidad se logra con la ventana más corta.
5. El análisis de la respuesta de los filtros ante señales contaminadas en estado transitorio demuestra que los filtros Coseno y CAL son los mejores en el rechazo a la componente aperiódica exponencial, mientras que el Seno y el SAL rechazan mejor las componentes oscilatorias de alta frecuencia.
6. La frecuencia de muestreo no tiene gran incidencia en la respuesta transitoria de los filtros ante señales contaminadas con ruido, siempre que la máxima frecuencia del ruido no sobrepase la mitad de la frecuencia de muestreo.
7. La respuesta transitoria de los filtros con ventana de menos de un ciclo ante señales contaminadas con ruido es en general deficiente, sobre todo por el efecto de la componente aperiódica. Esto obliga a eliminar esa componente utilizando otro filtro; otra

posibilidad de utilizar estos filtros es en esquemas con ventanas de longitud variable en función de la ubicación de la falla.

8. Las funciones de ponderación de ventana deterioran la respuesta transitoria de todos los filtros ante señales contaminadas con ruido, por lo que no es recomendable su utilización en protección de distancia.
9. El filtro combinado Seno-Coseno presenta la mejor respuesta de estado transitorio en el caso en que la corriente tiene componente aperiódica exponencial, y el voltaje está contaminado con componentes oscilatorias de alta frecuencia. Este es el comportamiento típico de sistemas en que no hay compensación serie capacitiva ni divisores capacitivos de potencial (DP).
10. La presencia de la componente aperiódica en el voltaje (debido por lo general a la respuesta de los divisores capacitivos de potencial), o de componentes subarmónicas en las señales (generadas por el efecto capacitivo de compensación serie) deteriora la respuesta del filtro Seno-Coseno y hace recomendable utilizar el filtro Coseno.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES

7.1 CONCLUSIONES

Las conclusiones generales derivadas del presente trabajo son las siguientes:

1. El diseño de algoritmos para protección digital de líneas de transmisión es una tarea de actualidad, ya que la capacidad de los procesadores digitales crece continuamente y permite dar nuevos enfoques a este problema. La comparación de algoritmos de protección es un problema complejo, en que se requiere establecer bases de comparación generales, que no confieran ventajas a determinados algoritmos, y utilizar o desarrollar métodos de evaluación que reproduzcan en la medida posible las condiciones reales a que esos algoritmos se van a enfrentar posteriormente. La gran cantidad de algoritmos existentes hace necesario centrar la atención en un grupo reducido de algoritmos, de características compatibles, como los basados en la transformada de Fourier y la transformada de Walsh.
2. Los relevadores digitales de distancia pueden basarse en: a) estimación de parámetros de las señales (determinación de los fasores de frecuencia fundamental de voltaje y corriente); b) estimación de parámetros de la línea protegida (solución de la ecuación diferencial). La conformación de la zona de operación del relevador digital de distancia (determinación de si la falla está en la zona de operación) puede hacerse por: a) comparación geométrica de los parámetros de la línea protegida con una característica de operación (en los planos R-X o R-L); b) comparación de fase o de amplitud de señales derivadas de los fasores voltaje y corriente. Los relevadores digitales de distancia trifásicos pueden utilizar algoritmos basados en: a) ejecución de todas la mediciones de distancia; b) selección de las fases

- falladas y ejecución de una sola medición de distancia; c) utilización de ecuaciones para mediciones polifásicas.
3. Las señales de entrada a los relevadores de distancia presentan una componente fundamental y componentes transitorias, que pueden incluir una componente aperiódica, y oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia y de frecuencias subarmónicas. También pueden contener armónicas en el estado estable. El filtrado de señales para protección de distancia debe retener la componente fundamental y rechazar las componentes restantes.
 4. En relevadores de protección se utilizan filtros digitales FIR, por sus ventajas sobre los IIR. Los algoritmos de filtrado pueden basarse en modelos de las señales (filtrado en frecuencia) o en modelos del sistema protegido; los primeros han encontrado mayor aplicación hasta el momento. Los tipos de filtros en frecuencia FIR que se han desarrollado para funciones de protección son los de Fourier, los de Walsh, los de correlación o filtros recursivos de Fourier, los de mínimos cuadrados y los de Kalman. Los filtros de Fourier son los más utilizados en la actualidad.
 5. Los filtros digitales deben ser evaluados en relación con sus comportamientos de estado estable y transitorio. La respuesta de estado estable de los filtros digitales invariantes en el tiempo puede estudiarse mediante las gráficas de respuesta a la frecuencia (variación de la ganancia y la fase con la frecuencia), que permiten evaluar al filtro en lo referente a las componentes de frecuencia que son admitidas y rechazadas.
 6. La frecuencia de muestreo no altera las propiedades de los algoritmos en cuanto a las componentes que admiten o rechazan, pero tiene un efecto muy importante en su resolución, ya que la máxima componente de frecuencia que pueden identificar en la señal, depende de la frecuencia de muestreo. También influye sobre el costo del microprocesador, ya que el tiempo con que se cuenta para ejecutar el algoritmo de protección es el que existe entre muestras; cuanto mayor es la frecuencia de muestreo, más capacidad de cómputo se requiere en el microprocesador.
 7. La longitud de la ventana de datos influye sobre la capacidad de rechazo a las diferentes componentes de ruido de la señal, ya que afecta el ancho de los lóbulos y la ubicación y el

número de ceros de la respuesta a la frecuencia de los filtros digitales. Una ventana de longitud menor que un ciclo hace que desaparezcan ceros en las armónicas superiores; una ventana de longitud mayor que un ciclo hace aparecer ceros adicionales, que no necesariamente coinciden con la posición de los tonos puros de frecuencia.

8. La respuesta transitoria de un filtro digital es la correspondiente a cambios abruptos en la señal de entrada. En los filtros digitales utilizados en relevadores de protección el estado transitorio del filtro es provocado por la perturbación que experimenta la señal senoidal como consecuencia de la falla. El estudio del comportamiento de los filtros en estado transitorio debe combinar los siguientes métodos para lograr evaluaciones completas: a) modelación digital a partir de modelos simplificados del sistema, o de modelos más detallados, como los del EMTP; b) utilización de señales grabadas durante disturbios reales; c) modelación física basada en pruebas de laboratorio, complementadas por evaluaciones en condiciones reales de operación.
9. Las señales de prueba obtenidas con modelos de parámetros concentrados o distribuidos del sistema primario demuestran el predominio de la componente aperiódica exponencial en la señal de corriente, y de componentes oscilatorias amortiguadas en la señal de voltaje, en coincidencia con resultados obtenidos por otros investigadores. En estas simulaciones no se incluyeron líneas con compensación serie capacitiva ni transductores de corriente y de potencial, que pueden generar otras componentes en las señales de falla.
10. Las señales de prueba generadas a partir de modelos del sistema permiten evaluar el comportamiento de los filtros digitales ante señales contaminadas con componentes con un espectro de frecuencia dado, pero se requiere un gran número de simulaciones para tratar de reproducir todos los ruidos que se podrían presentar al relevador en condiciones reales; sin embargo, se corre el riesgo de no poder anticipar por simulación todos los casos posibles. Se proponen dos alternativas para evaluar el comportamiento de los filtros digitales en un intervalo amplio de frecuencias. Una de estas alternativas consiste en añadir a las señales un ruido de naturaleza aleatoria exponencialmente amortiguado. El otro método consiste en contaminar una o ambas señales de entrada con una oscilación

amortiguada de alta frecuencia, hacer variar su frecuencia en un intervalo amplio de valores y encontrar el error de la impedancia estimada para diferentes intervalos de tiempo, representando los resultados mediante las gráficas error-frecuencia.

11. La evaluación del efecto sobre los filtros del proceso transitorio asociado con el cruce de la ventana de datos por el instante de inicio de la falla (para señales de falla libres de ruido) permite afirmar lo siguiente:

- Todos los filtros FIR generan un estimado correcto cuando su salida depende totalmente de información del estado de falla. En este caso los filtros ortogonales (Fourier y Walsh) son más rápidos que los simples; para ventana de un ciclo dan una respuesta correcta en un ciclo, mientras que los simples la dan en $1\frac{1}{4}$ ciclos.
- Un incremento de la frecuencia de muestreo reduce el tiempo de operación del relevador en caso de falla, debido a la reducción del intervalo de tiempo entre muestras. Su mayor efecto, sin embargo, es indirecto: una frecuencia de muestreo alta permite utilizar un filtro *anti-aliasing* con frecuencia de corte alta, y con retardo reducido.
- La longitud de ventana tiene una influencia directa sobre el tiempo de operación del relevador: la mayor velocidad se logra con la ventana más corta.

12. El análisis de la respuesta de los filtros ante señales contaminadas con ruido transitorio permite llegar a las siguientes conclusiones:

- Los filtros Coseno y CAL son los mejores en el rechazo a la componente aperiódica exponencial, mientras que el Seno y el SAL rechazan mejor las componentes oscilatorias de alta frecuencia.
- La frecuencia de muestreo no tiene gran incidencia en la respuesta transitoria de los filtros, siempre que la máxima frecuencia del ruido no sobrepase la mitad de la frecuencia de muestreo.

- La respuesta transitoria de los filtros con ventana de menos de un ciclo es en general deficiente, sobre todo por el efecto de la componente aperiódica. Esto obliga a eliminar esa componente utilizando otro filtro; otra posibilidad de utilizar estos filtros es en esquemas con ventanas de longitud variable en función de la ubicación de la falla.
- Las funciones de ponderación de ventana deterioran la respuesta transitoria de todos los filtros ante señales contaminadas con ruido, por lo que no es recomendable su utilización en protección de distancia.
- El filtro combinado Seno-Coseno presenta la mejor respuesta de estado transitorio en el caso en que la corriente tiene componente aperiódica exponencial, y el voltaje está contaminado con componentes oscilatorias de alta frecuencia. Este es el comportamiento típico de sistemas en que no hay compensación serie capacitiva ni divisores capacitivos de potencial.
- La presencia de la componente aperiódica en el voltaje (debido por lo general a la respuesta de los divisores capacitivos de potencial), o de componentes subarmónicas en las señales (generadas por el efecto capacitivo de compensación serie) deteriora la respuesta del filtro Seno-Coseno y hace recomendable utilizar el filtro Coseno.

7.2 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

Con la realización de este trabajo se cumple una parte importante dentro de un proyecto orientado al desarrollo de algoritmos digitales para protección de distancia de líneas de transmisión. Sin embargo, es necesario profundizar en trabajos posteriores en el proceso completo de filtrado que tiene lugar en el relevador de distancia, y en otros aspectos del diseño del relevador. Se recomienda abordar los siguientes temas:

- Estudio del efecto del filtrado analógico *anti-aliasing* sobre las respuestas de estado estable y de estado transitorio.
- Estudio del efecto del postprocesamiento de los estimados para generar la señal de disparo en el relevador digital.

- Evaluación comparativa de los métodos existentes para conformar la zona de operación del relevador digital de distancia.
- Desarrollo de métodos para la detección del cruce de la ventana de datos por el punto de discontinuidad provocado por la falla en la señal.
- Estudio de la respuesta de estado transitorio de los algoritmos de filtrado digital ante señales grabadas durante disturbios reales.
- Estudio de la respuesta de estado transitorio mediante la modelación física por pruebas de laboratorio y evaluaciones en condiciones reales de explotación.
- Análisis espectral de fallas reales.

7.3 APORTACIONES

A continuación se enumeran las aportaciones principales del trabajo:

- ◆ Se propone un método para evaluar el comportamiento transitorio de los filtros digitales en un intervalo amplio de frecuencias, cuyos resultados se representan en gráficas error-frecuencia. Los métodos tradicionales solamente permiten estudiar el comportamiento de los filtros ante señales con un espectro de frecuencia dado, lo que obliga a hacer un gran número de simulaciones y entraña el riesgo de que no se prevean condiciones de falla que pueden presentarse en la operación real.
- ◆ Se propone un nuevo tipo de filtrado digital, el filtrado combinado (Seno-Coseno y CAL-SAL), que resulta superior a los filtros convencionales de Fourier y de Walsh en los casos en que la corriente presenta contaminación aperiódica exponencial y el voltaje tiene componentes oscilatorias amortiguadas de alta frecuencia.
- ◆ Se dispone de un conjunto de programas en MATLAB que permiten simular los distintos algoritmos de filtrado y el relevador básico de distancia para fines de estudio y evaluación comparativa.

REFERENCIAS

- [1] W.A. Lewis and L.S. Tippet, "Fundamental Basis for Distance Relaying on a 3-Phase System," *AIEE Transactions*, vol. 66, pp.694-708, 1947.
- [2] A.R. Warrington, *Protective Relays: Their Theory and Practice*, Vol. I, Second Edition, London: Chapman and Hall, 1968.
- [3] G.D. Rockefeller, "Fault Protection with a Digital Computer," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 88, No. 4, pp 438-461, April 1969.
- [4] B.J. Cory and J. F. Moont, "Aplication of Digital Computers to Busbar Protection," *IEE Conference on the Application of Computers to Power System Protection and Metering*, Bournemouth, England, May 1970, pp. 201-209.
- [5] B.J. Mann and I.F. Morrison, "Digital Calculation of Impedance for Transmission Line Protection," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 90, No. 1, pp. 270-279, January/February 1971.
- [6] B.J. Mann and I.F. Morrison, "Relaying a Three-Phase Transmission Line with a Digital Computer," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 90, No. 2, pp. 742-750, March/April 1971.
- [7] G.B. Gilchrist, G.D. Rockefeller and E.A. Udren, "High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer, Part I-System Description," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 91, No. 3, pp. 1235-1243, May/June 1972.
- [8] G.D. Rockefeller and E.A. Udren, "High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer, Part II-Test Results," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 91, No. 3, pp.1244-1258, May/June 1972.
- [9] J.A. Sykes and I.F. Morrison, "A Proposed Method of Harmonic Restraint Differential Protection of Transformers by Digital Computers," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 91, No.3, pp. 1266-1272, May/June 1972.
- [10] R. Poncelet, "The Use of Digital Computers for Network Protection," *CIGRE Paper 32-08*, August 1972.
- [11] M.S. Sachdev and D.W. Wind, "Generator Differential Protection Using a Hybrid Computer," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 92, No. 6, pp. 2063-2072, November/December 1973.

- [12] G.S. Hope and V.S. Umamaheswaran, "Sampling for Computer Protection of Transmission Lines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 93, No. 5, pp. 1522-1533, September/October 1974.
- [13] R.G. Luckett, P.J. Munday and B.E. Murray, "A Substation-Based Computer for Control and Protection," *Developments in Power System Protection*, IEE Conference Publication No. 125, London, March 1975, pp. 252-260.
- [14] J.G. Gilbert and R.J. Shovlin, "High Speed Transmission Line Fault Impedance Calculation Using a Dedicated Minicomputer," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 94, No. 3, pp. 872-883, May/June 1975.
- [15] J.W. Horton, "The Use of Walsh Functions for High Speed Digital Relaying," *IEEE Publication No. 75CH1034-8 PWR*, Paper No. A 75 582 7, IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, July 1975, pp. 1-9.
- [16] J. Carr and R.V. Jackson, "Frequency Domain Analysis Applied to Digital Transmission Line Protection," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 94, No. 4, pp. 1157-1166, July/August 1975.
- [17] A.G. Phadke, T. Hlibka and M. Ibrahim, "A Digital Computer System for EHV Substations: Analysis and Field Tests," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 95, No. 1, pp. 291-301, January/February 1976.
- [18] A.G. Phadke, T. Hlibka and M. Ibrahim, "Fundamental Basis for Distance Relaying with Symmetrical Components," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 96, No. 2, pp. 635-646, March/April 1977.
- [19] E.O. Schweitzer and A.J. Flechsing, Jr., "An Efficient Directional Distance Algorithm for Digital Computer Relaying," *IEEE Publication No. 77CH1193-2 PWR*, Paper No. A77 725-5, IEEE PES Summer Power Meeting, Mexico City, July 1977, pp. 1-5.
- [20] Takagi, J. Baba, K. Uemura and T. Sakaguchi, "Fault Protection Based on Travelling Wave Theory-Part I: Theory," *IEEE Publication No. 77CH1193-2 PWR*, Paper No. A77 750-3, IEEE PES Summer Meeting, México City, pp. 1-7, July 1977.
- [21] A.R. Warrington, *Protective Relays: Their Theory and Practice*, Vol. II, Third Edition, London: Chapman and Hall, 1977.
- [22] H.W. Dommel and J.M. Michels, "High Speed Relaying Using Travelling Wave Transient Analysis," *IEEE Publication No. 78CH1295-5 PWR*, Paper No. A78 114-1, IEEE PES Winter Meeting, New York, pp. 1-3, January/February 1978.
- [23] J.S. Thorp, A.G. Phadke, S.H. Horowitz and J.E. Beehler, "Limits to Impedance Relaying," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 98, No. 1, pp. 246-260, January/February 1979.

- [24] W.D. Breingan, M.M. Chen and T.F. Gallan, "The Laboratory Investigation of a Digital System for the Protection of Transmission Lines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 98, No. 2, pp. 350-368, March/April 1979.
- [25] T.F. Gallan, J.M. Van Name and E.J. Eskie, "500 kV Faults Staged to Test Experimental Relaying System," *Electrical Light & Power*, vol. 57, No. 5, pp. 44-50, May 1979.
- [26] A.G. Phadke, T. Hlibka, M. Ibrahim and M.G. Adamiak, "A Microprocessor Based Symmetrical Component Distance Relay," *Proceedings of PICA*, Cleveland, May 1979.
- [27] T.F. Gallan, M.M. Chen and W.D. Breingan, "A Digital System for Directional-Comparison Relaying," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 98, No. 3, pp. 948-956, May/June 1979.
- [28] Computer Relaying, M.S. Sachdev (Co-ordinator), *IEEE Tutorial Course Text*, Publication No. 79EH0148-7-PWR, pp. 1-79, July 1979.
- [29] M.M. Chen and W.D. Breingan, "Field Experience with a Digital System for Transmission Line Protection," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 98, No. 5, pp. 1796-1805, September/October 1979.
- [30] M.S. Sachdev and M.A. Baribeau, "A New Algorithm for Digital Impedance Relays", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 98, No. 6, pp. 2232-2240, November/December 1979.
- [31] E.O. Schweitzer and A. Aliaga, "Digital Programmable Time-Parameter Relay Offers Versatility and Accuracy," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 99, No. 1, pp. 152-157, January/February 1980.
- [32] P.W. Davall and G. Au Yeung, "A Software Design for a Computer Based Impedance Relay for Transmission Line Protection," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 99, No. 1, pp. 235-245, January/February 1980.
- [33] W.J. Smolinski, "An Algorithm for Digital Impedance Calculation Using a Simple PI Section," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 98, No. 5, pp. 1546-1551, September/October 1979.
- [34] H.J. Altuve, R. Pérez y J. Acevedo, "Relevador de Distancia Estático por Comparación Promedio de Bloques Generalizado," *Ingenieria Energética (Cuba)*, vol. II, No. 1, pp. 95-106, 1981.
- [35] A.A. Girgis and R.G. Brown, "Application of Kalman Filtering in Computer Relaying," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 100, No. 7, pp. 3387-3397, July 1981.

- [36] T. Takagi, Y. Tamakoshi, M. Yamaura, R. Kondow and T. Matsushima, "Development of a New Type Fault Locator Using the One-Terminal Voltage and Current Data," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 101, No.8, pp. 2892-2898, August 1982.
- [37] A.A. Girgis, "A New Kalman Filtering Based Digital Distance Relay," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 101, No. 9, pp. 3471-3480, September 1982.
- [38] K.S. Dasgupta, O.P. Malik and G.S. Hope, "Kalman Filtering Approach to Impedance Protection," *Transactions of the Engineering and Operating Division*, Canadian Electrical Association, vol. 22, Part 4, Paper No. 83-SP-171, pp. 1-14, 1983.
- [39] A.A. Girgis and R.G. Brown, "Modeling of Fault-Induced Noise Signals for Computer Relaying Applications," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 102, No. 9, pp. 2834-2841, September 1983.
- [40] P.A. Crossley and P.G. McLaren, "Distance Protection Based on Travelling Waves," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 102, pp. 2971-2982, September 1983.
- [41] B. Jeyasurya and W.J. Smolinski, "Identification of a Best Algorithm for Digital Distance Protection of Transmission Lines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 102, No. 10, pp. 3358-3369, October 1983.
- [42] An IEEE Power System Relaying Committee Working Group Report, "Criteria for the Evaluation of Digital Impedance Methods of Transmission Line Protection," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, No. 1, pp. 126-135, January 1985.
- [43] M.S. Sachdev, H.C. Wood and N.G. Johnson, "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, No. 12, pp. 3565-3573, December 1985.
- [44] M.S. Sachdev (Co-ordinator), *Microprocessor Relays and Protection Systems*, IEEE Tutorial Course Text, Publication No. 88EH0269-1-PWR, February 1988.
- [45] M.G. Adamiak and J.P. Jauch, "Field Experience with the AEP Digital Relay," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 1, No. 4, pp.91-98, October 1986.
- [46] M. Bravo y H. Altuve, "Principios de Operación de los Relevadores Polifásicos de Distancia Estáticos," *Ingeniería Energética (Cuba)*, vol. III, No. 2, pp. 159-164, 1987.
- [47] J.L. Blackburn, *Protective Relaying: Principles and Applications*, New York and Bassel: Marcel Dekker Inc., 1987.

- [48] A.A. Girgis and E.B. Makram, "Application of Adaptive Kalman Filtering in Fault Classification, Distance Protection, and Fault Location Using Microprocessors," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.3, No. 1, pp. 301-309, February 1988.
- [49] Zhen Li and Zhang Zhi-Jing, "Studies of Distance Protection with a Microprocessor for Short Transmission Lines," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 3, No.1, pp. 330-336, February 1988.
- [50] A.G. Phadke and J.S. Thorp, *Computer Relaying for Power Systems*, Taunton, Somerset, England: Research Studies Press Ltd., 1988.
- [51] M. Kezunovic, S. Kreso, J.T. Cain and B. Perunicic, "Digital Protective Relaying Algorithm Sensitivity Study and Evaluation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, No.3, pp. 912-922, July 1988.
- [52] A. Engqvist and L. Eriksson, "Numerical Distance Protection for Sub-Transmission Lines," *CIGRE Paper 34-04*, Paris, 1988.
- [53] J. Gantner, "Special Report for Group 34 (Protection)," *CIGRE Paper 34-00*, Paris, 1988.
- [54] IEEE Power System Engineering Committee Working Group Report, "An Operations View of Special Protection Systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 3, pp. 1078-1083, August 1988.
- [55] G.D. Rockefeller, C.L. Wagner, J.R. Linders, K.L. Hicks and D.T. Rizy, "Adaptive Transmission Relaying Concepts for Improved Performance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, pp. 1446-1458, October 1988.
- [56] H. Kudo, H. Sasaki, K. Seo, M. Takahashi, K. Yoshida and T. Maeda, "Implementation of a Digital Distance Relay Using an Interpolated Integral Solution of a Differential Equation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, No. 4, pp.1475-1484, October 1988.
- [57] D. D'Amore and A. Ferrero, "A Simplified Algorithm for Digital Distance Protection Based on Fourier Techniques," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, No. 1, pp. 157-163, January 1989.
- [58] A.K. Kampala, S.S. Venkata and M.J. Damborg, "Adaptive Transmission Protection: Concepts and Computational Issues," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, pp. 177-185, January 1989.
- [59] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Englewood Cliffs, N.Y.: Prentice Hall, Inc., 1989.
- [60] Y. Ohura, T. Matsuda, M. Suzuki, M. Yamaura, Y. Kurosawa and T. Yokoyama, "Digital Distance Relay with Improved Characteristics Against Distorted Transient

- Waveforms," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, No. 4, pp. 2025-2031, October 1989.
- [61] M.Bravo, H.J.Altuve, C. Castillo y R. Varela, "Órgano Selector del Tipo de Cortocircuito de un Relé Polifásico de Distancia," *Control, Cibernética y Automatización (Cuba)*, Año XXIII, No. 1, pp. 33-36, 1989.
- [62] Y. Ohura, T. Matsuda, M. Suzuki, F. Andow, Y. Kurosawa and A. Takeuchi, "A Digital Distance Relay Using Negative Sequence Current," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, No. 1, pp. 79-84, January 1990.
- [63] M.S. Sachdev, M. Nagpal and T. Adu, "Interactive Software for Evaluating and Teaching Digital Relaying Algorithms," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 5, No. 1, pp. 346-352, February 1990.
- [64] R.J. Higgins, *Digital Signal Processing in VLSI*, Englewood Cliffs, N.Y.: Analog Devices-Prentice Hall, 1990.
- [65] T. Sawa, K. Kurosawa, T. Kaminishi, and T. Yokota, "Development of Optical Instrument Transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, pp. 884-891, April 1990.
- [66] T. Chiba, H. Kudo, M. Kido, T. Kawai and S. Mori, "Development of Distributed Relaying Processor with Digital Filtering of Fast Sampled Data," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 5, No. 3, pp. 1292-1298, July 1990.
- [67] H.J. Altuve, M. Bravo y R. Pino, "Relevadores Estáticos Direccionales y de Distancia," *Memoria Técnica del LATINCON-90*, Monterrey, N.L., Septiembre de 1990.
- [68] F. Aboytes, "Operación y Control de Sistemas de Potencia Débiles," *LATINCON-90*, Monterrey, N.L., Septiembre de 1990.
- [69] J.L. Pinto de Sá and L. Pedro, "Modal Kalman Filtering Based Impedance Relaying," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, No. 1, pp. 78-84, January 1991.
- [70] Zhang Zhizhe, and Chen Deshu, "An Adaptive Approach in Digital Distance Protection," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, pp. 135-142, January 1991.
- [71] F.N. Chowdhury, J.P. Christensen and J.L. Aravena, "Power System Fault Detection and State Estimation Using Kalman Filter With Hypothesis Testing," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, No. 3, pp. 1025-1030, July 1991.
- [72] A.A. Girgis, W. Bin Chang and E.B. Makram, "A Digital Recursive Measurement Scheme for On-Line Tracking of Power System Harmonics," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, No. 3, pp.1153-1160, July 1991.

- [73] T.D. Maffetone and T.M. McClelland, "345 kV Substation Optical Current Measurement System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, pp. 1430-1437, October 1991.
- [74] M.S. Sachdev and M. Nagpal, "A Recursive Least Error Squares Algorithm for Power System Relaying and Measurement Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, No. 3, pp. 1008-1015, July 1991.
- [75] S.H. Horowitz and A.G. Phadke, *Power Systems Relaying*, Taunton, Somerset, England: Research Studies Press Ltd., 1992.
- [76] E.O. Schweitzer and Daqing Hou, "Filtering for Protective Relays," *19th Annual Western Protective Relay Conference*, Spokane, Washington, October 1992.
- [77] H. Altuve, *Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia*, Universidad Autónoma de Nuevo León y Comisión Federal de Electricidad, Monterrey, México, 1992.
- [78] H.J. Altuve, *Introducción a los Relevadores y Sistemas Digitales de Protección*, Programa Doctoral de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León, Monterrey, N.L., México, Noviembre de 1993.
- [79] R.E. Ray, "Fiber Optic Communications for Utility Systems," *Memoria Técnica del II Simposio Iberoamericano sobre Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia*, Monterrey, N.L., México, Noviembre de 1993, pp. 123-136.
- [80] J. Burger, J. Schnegg, M. Adamiak, and E. Weintraub, "The Integration of Protection, Control and Monitoring in a High Voltage Substation," *Memoria Técnica del II Simposio Iberoamericano sobre Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia*, Monterrey, N.L., México, Noviembre de 1993, pp. 149-157.
- [81] C. Öhlen, "The Intelligent Protection, Control and Monitoring Terminal," *Memoria Técnica del II Simposio Iberoamericano sobre Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia*, Monterrey, N.L., México, Noviembre de 1993, pp. 183-187.
- [82] A. Cichocki, and T. Lobos, "Artificial Neural Networks for Real-Time Estimation of Basic Waveforms of Voltages and Currents," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, pp. 612-618, May 1994.
- [83] A.G. Jongepier, "Adaptive Distance Protection of a Double Circuit Line," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, pp. 1289-1297, July 1994.
- [84] H. Altuve, "Estado del Arte en Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia," *SIEEEM-94*, Simposio del IEEE Sección Monterrey, Monterrey, N.L., Octubre de 1994.

APÉNDICE A

EFFECTO DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO SOBRE LA RESPUESTA DE ESTADO
ESTABLE DE LOS FILTROS COSENO, SENO, CAL Y SAL

APÉNDICE A

EFECTO DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO SOBRE LA RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DE LOS FILTROS COSENO, SENO, CAL Y SAL

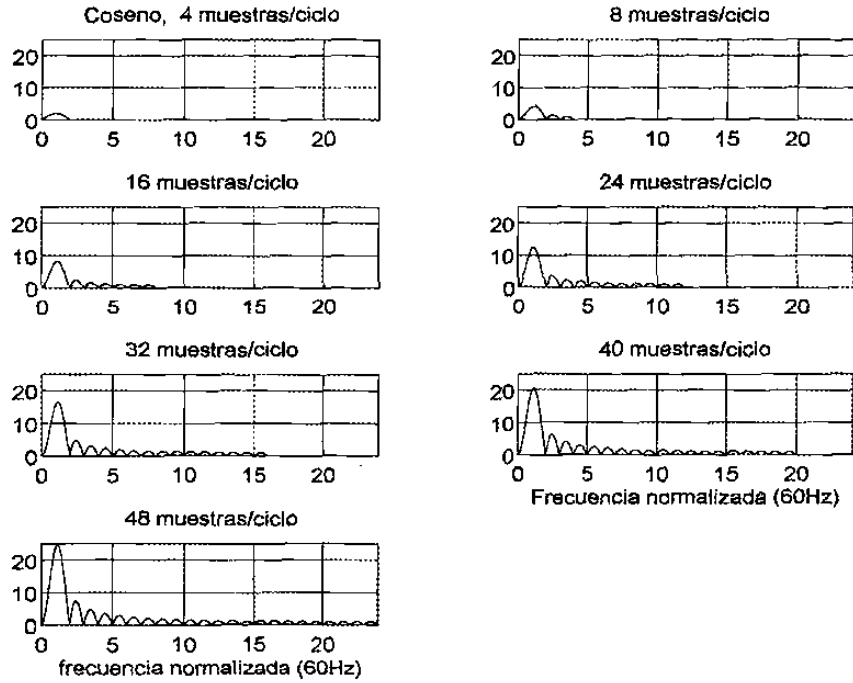


Figura A.1 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno

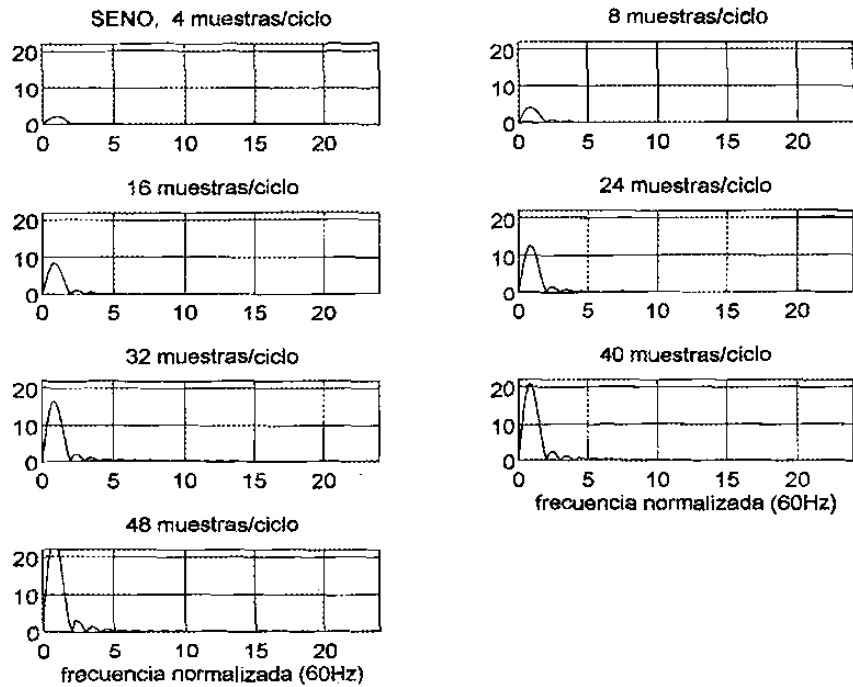


Figura A.2 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno

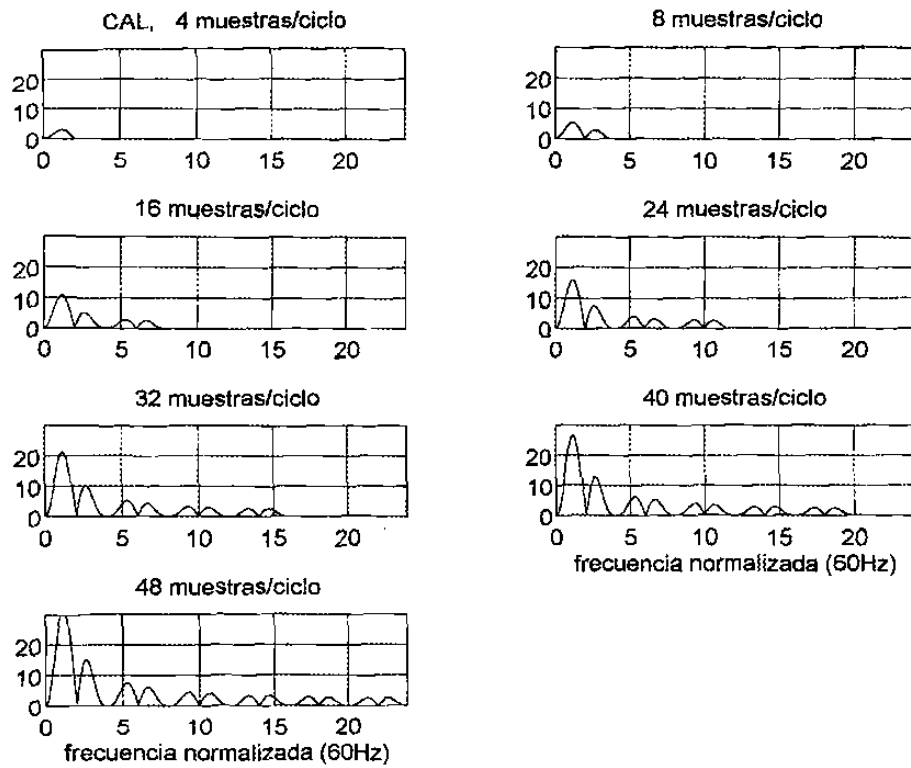


Figura A.3 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL.

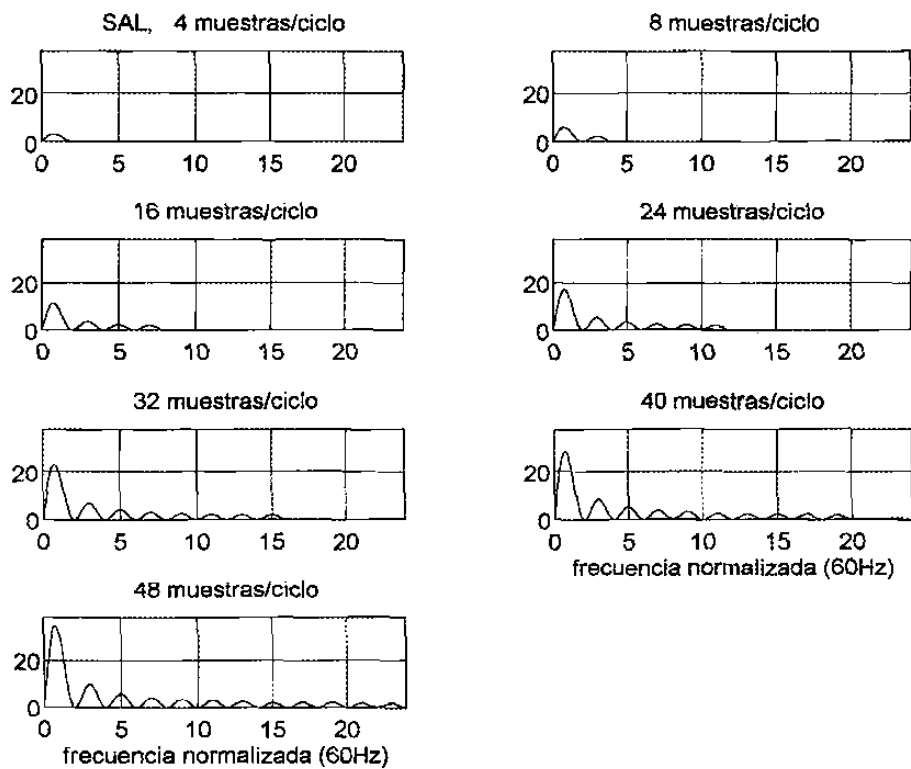


Figura A.4 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL.

APÉNDICE B
EFFECTO DE LA LONGITUD DE VENTANA DE DATOS SOBRE LA RESPUESTA DE
ESTADO ESTABLE DE LOS FILTROS COSENO, SENO, CAL Y SAL

APÉNDICE B

EFECTO DE LA LONGITUD DE VENTANA DE DATOS SOBRE LA RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DE LOS FILTROS COSENO, SENO, CAL Y SAL

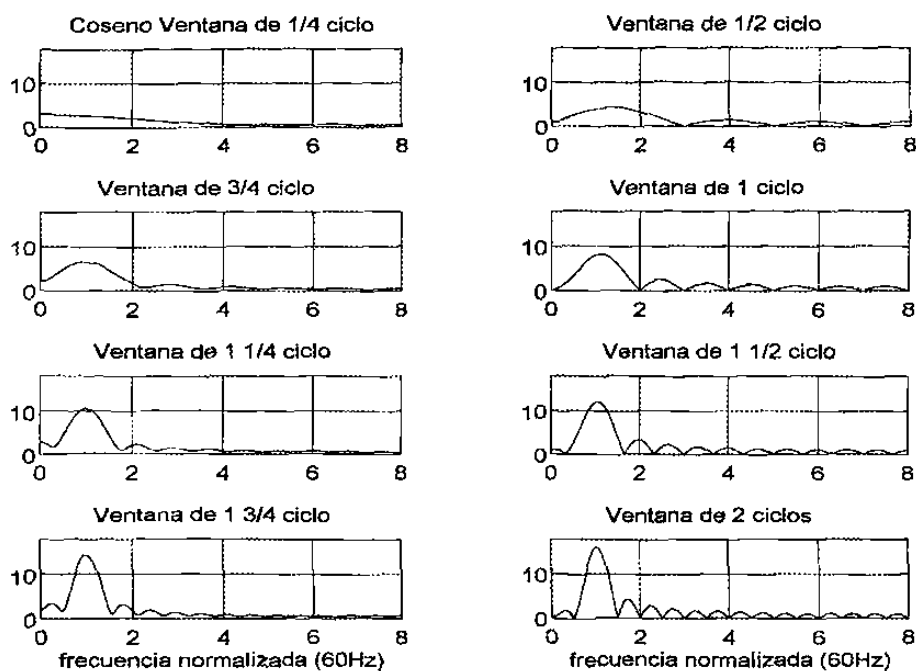


Figura B.1 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno

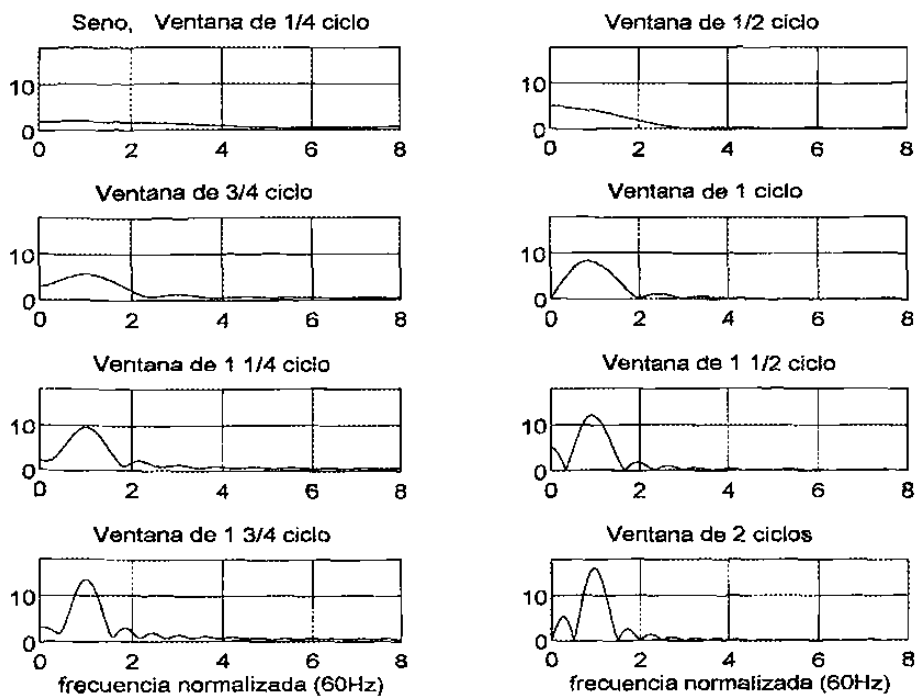


Figura B.2 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno

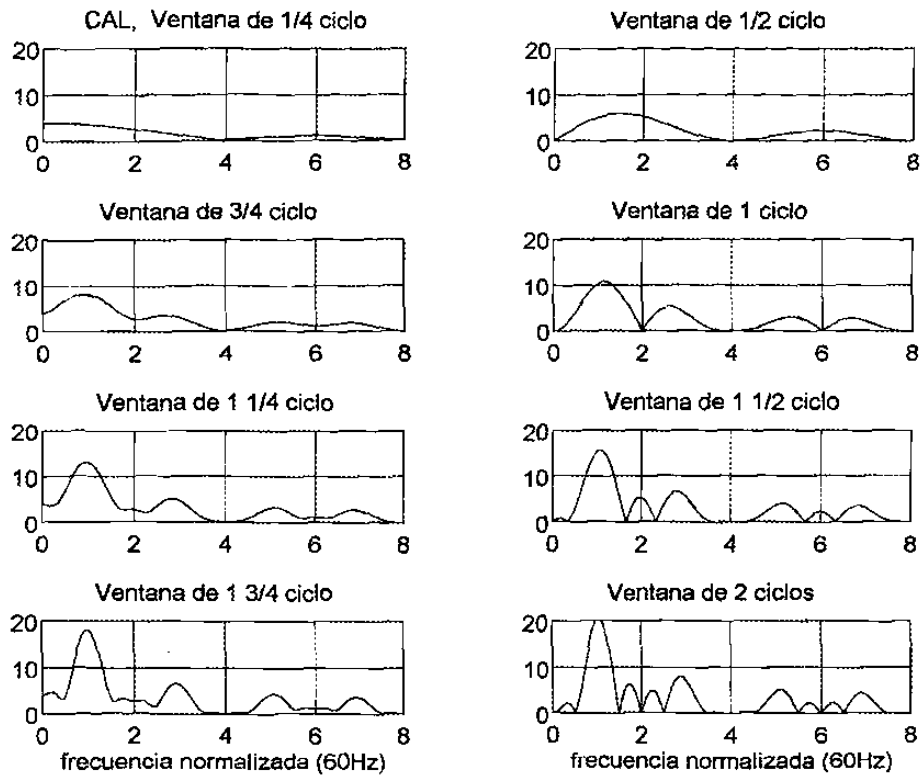


Figura B.3 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL

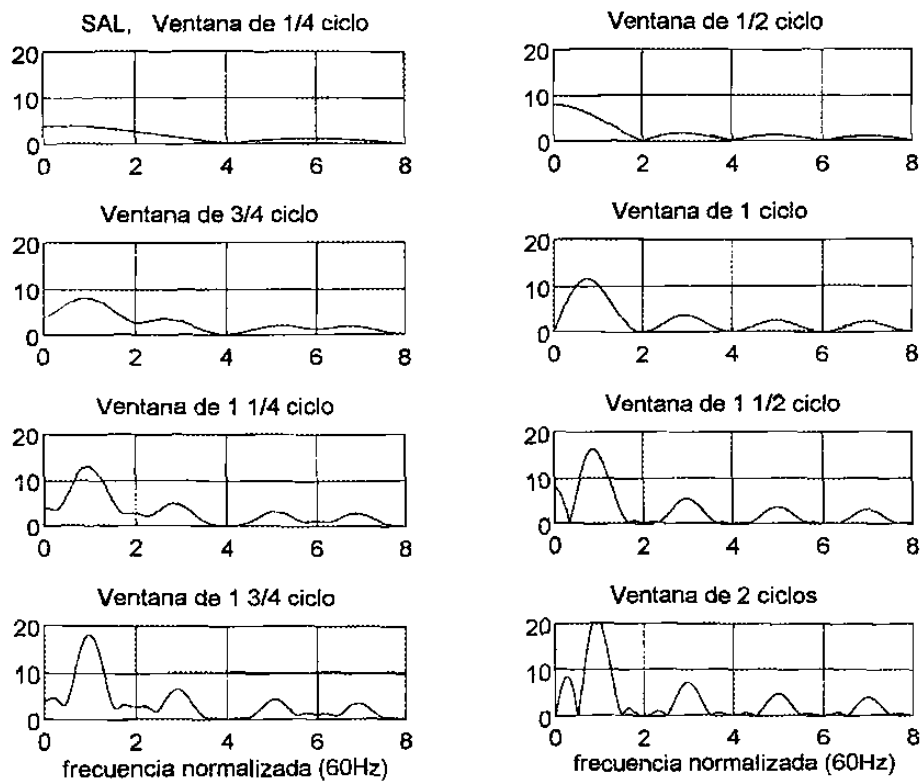


Figura B.4 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL

APÉNDICE C

EFECTO DE LAS FUNCIONES DE PONDERACION DE VENTANA SOBRE LA
RESPUESTA TRANSITORIA DE LOS FILTROS FOURIER, WALSH, SENO, CAL Y
SAL

APÉNDICE C

EFECTO DE LAS FUNCIONES DE PONDERACION DE VENTANA SOBRE LA RESPUESTA TRANSITORIA DE LOS FILTROS FOURIER, WALSH, SENO, CAL Y SAL

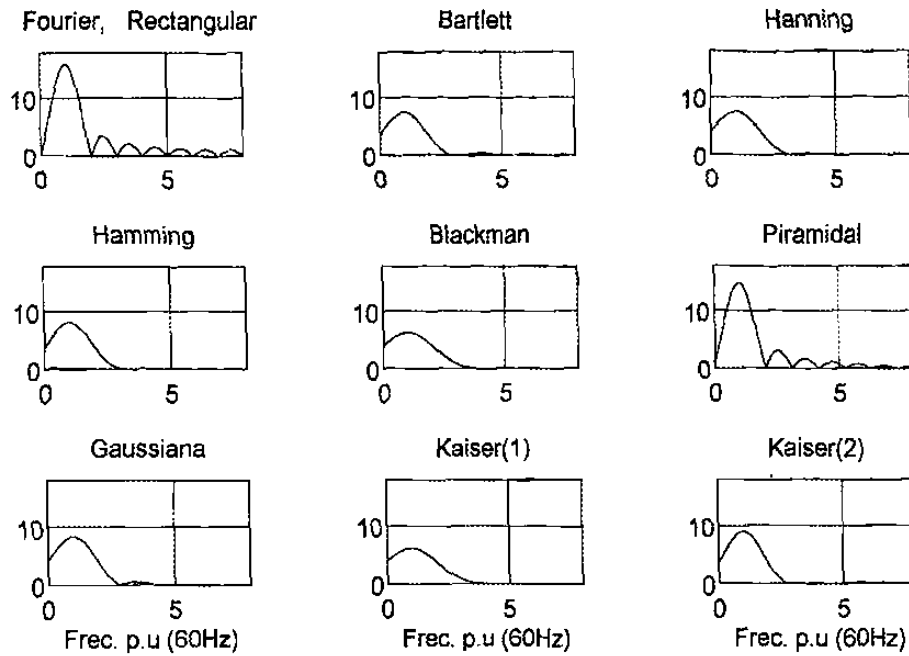


Figura C.1 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtros de Fourier

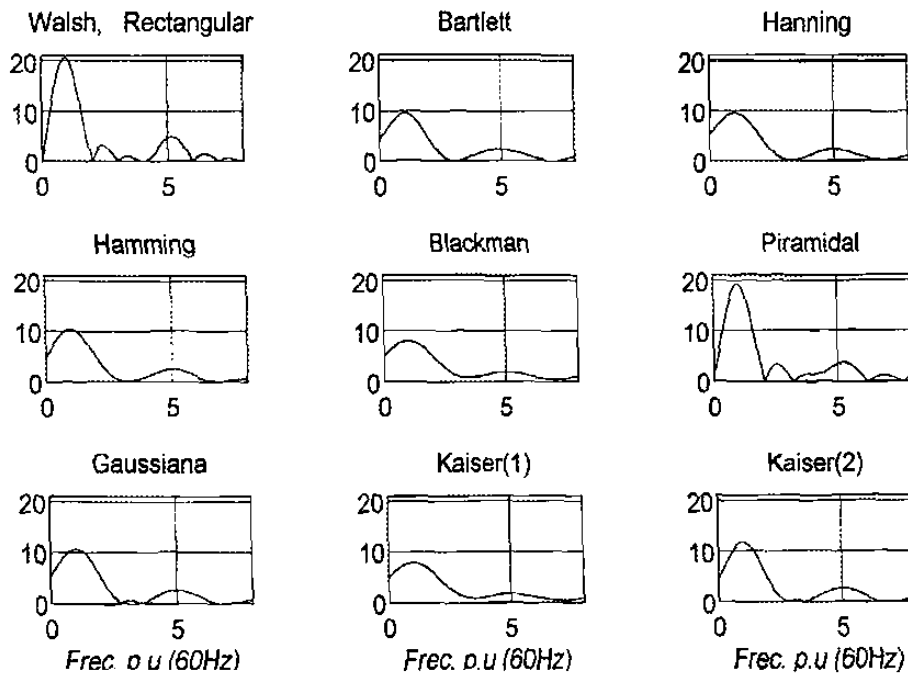


Figura C.2 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro de Walsh

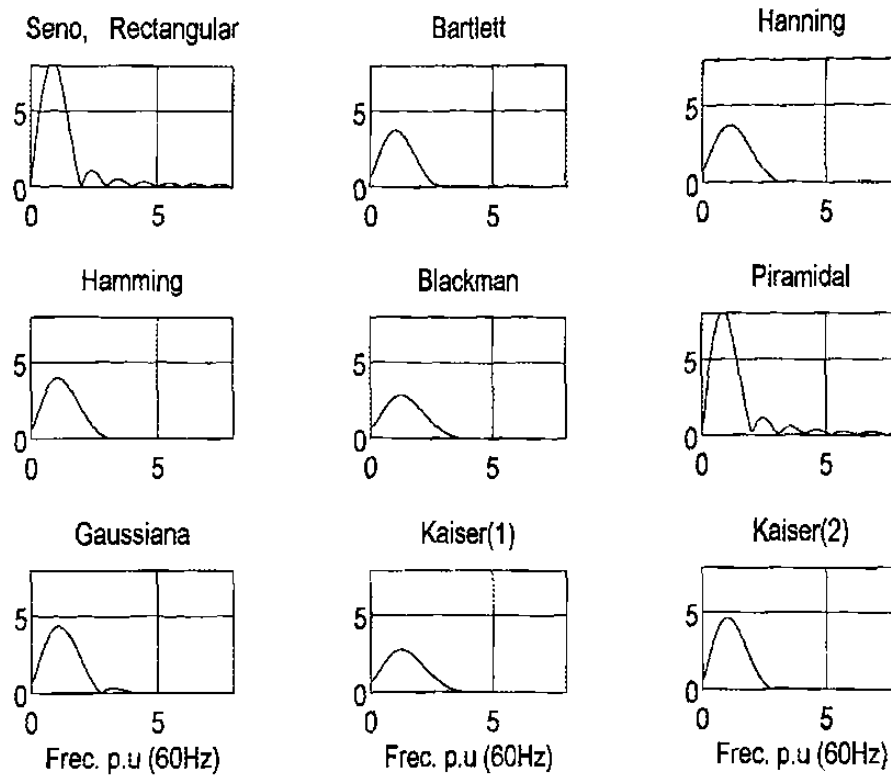


Figura C.3 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro Seno

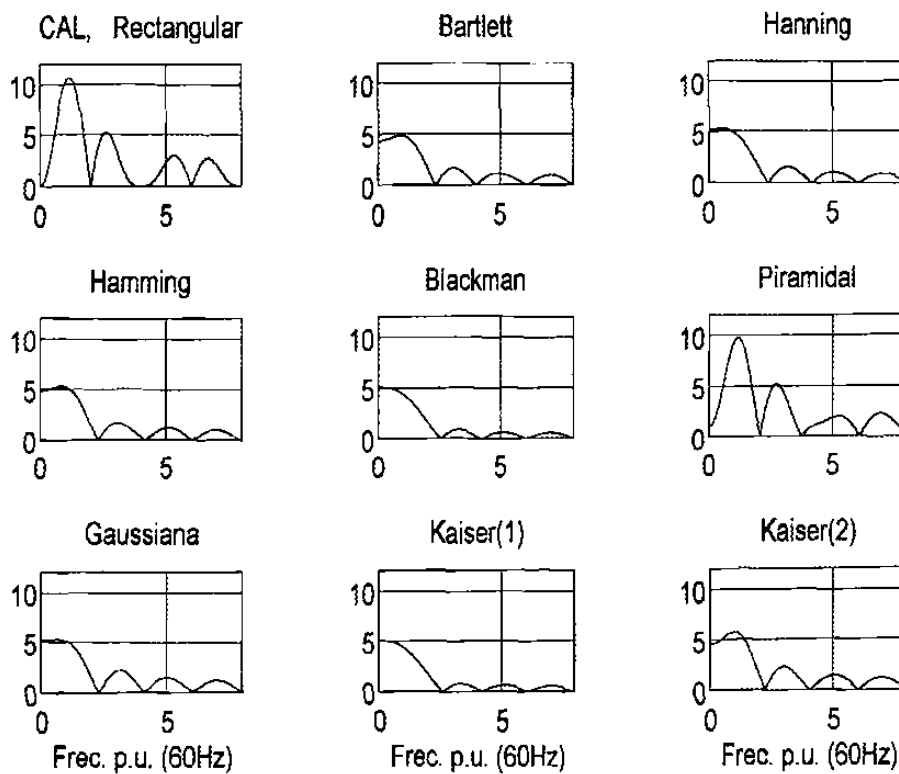


Figura C.4 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro CAL

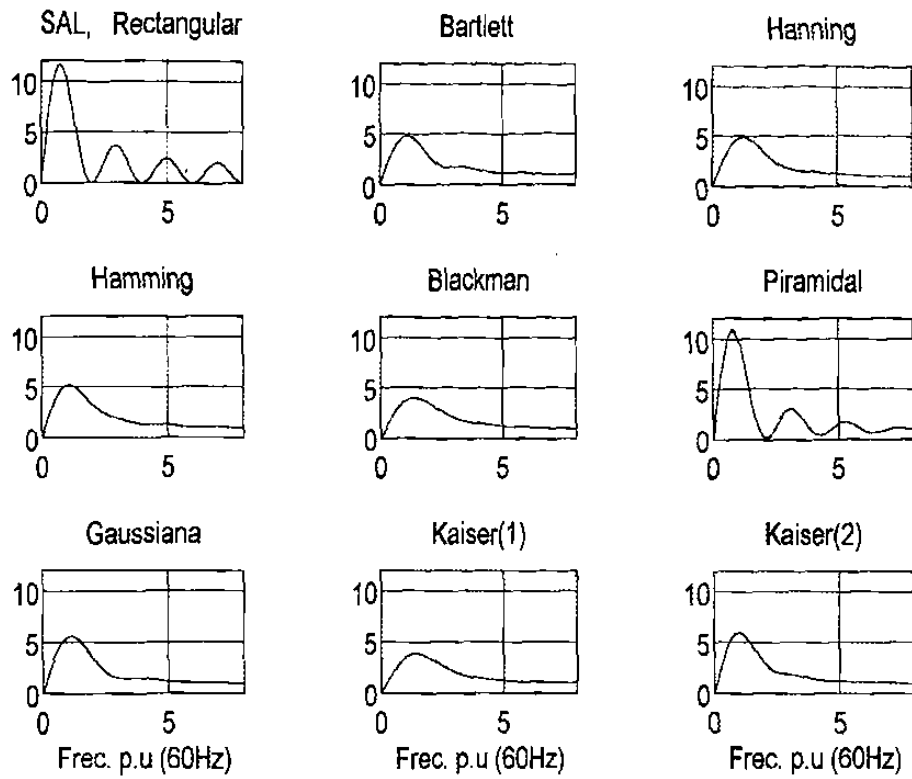


Figura C.5 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro SAL.

