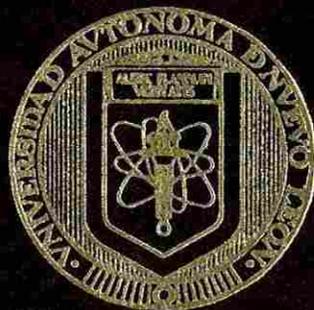


UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON  
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA  
PROGRAMA DOCTORAL EN INGENIERIA ELECTRICA



ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE FILTRADO  
DIGITAL PARA PROTECCION DE LINEAS DE  
TRANSMISION

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO  
EN CIENCIAS EN INGENIERIA ELECTRICA CON  
ESPECIALIDAD EN SISTEMAS ELECTRICOS  
DE POTENCIA

PRESENTA:  
ISMAEL DIAZ VERDUZCO

CD. UNIVERSITARIA

DICIEMBRE DE 1994

TM

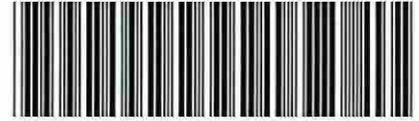
Z5853

.M2

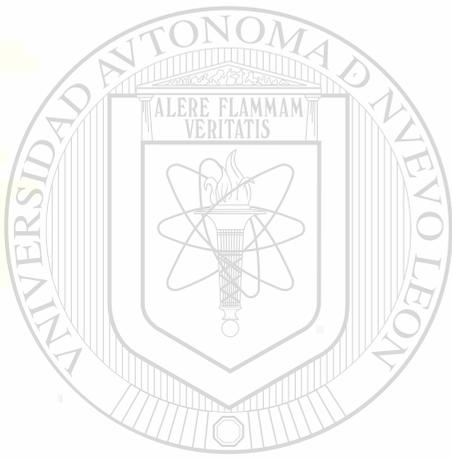
FIME

1994

D5



1020070673



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



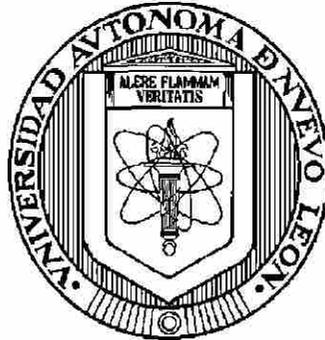
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**PROGRAMA DOCTORAL EN**

**INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE FILTRADO DIGITAL  
PARA PROTECCIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN  
INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN SISTEMAS**

**ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

**DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS**

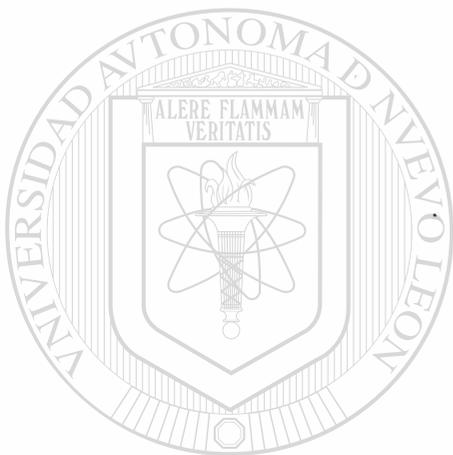
**P R E S E N T A**

**ISMAEL DÍAZ VERDUZCO**

**SAN NICOLÁS DE LOS GARZA, N.L.**

**DICIEMBRE DE 1994**

TM  
Z5052  
.M2  
FILE  
1974  
L5

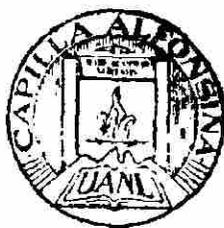


# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



FONDO TESIS

166786

**ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE FILTRADO  
DIGITAL PARA PROTECCIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**

Los miembros del Comité aprueban la Tesis  
de Maestría de Ismael Díaz Verduzco.

**Héctor Jorge Altuve Ferrer**

Asesor



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

**José Antonio de la O Serna**

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

**Salvador Acha Daza**

*José Antonio de la O Serna*

*Salvador Acha Daza*

*Con amor, respeto y admiración*

**A mis padres:**

*Néstor Díaz y Adela Verduzco*, quienes con su cariño, ejemplo y buenos consejos me apoyaron siempre en los momentos más difíciles y me impulsaron a seguir siempre adelante.

**A mi hermana:**

*Francisca*, siempre preocupada más por los demás que por ella misma; siempre pendiente de sus hermanos, siempre dispuesta a ayudar.

**A mis hermanos:** *Ma. de la Luz, Rogelio, Ernesto, Salvador, Saúl, Elizabeth, Julián y Joel.*

**A todos mis sobrinos, en especial para:** *Brenda, Chany e*

*Iván.*

**A mi tía Francisca Díaz:** por haber sido un gran apoyo para mí.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

**A mis amigos**

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**PROGRAMA DOCTORAL EN**

**INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE FILTRADO DIGITAL**

**PARA PROTECCIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**



**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN**

**INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN SISTEMAS**

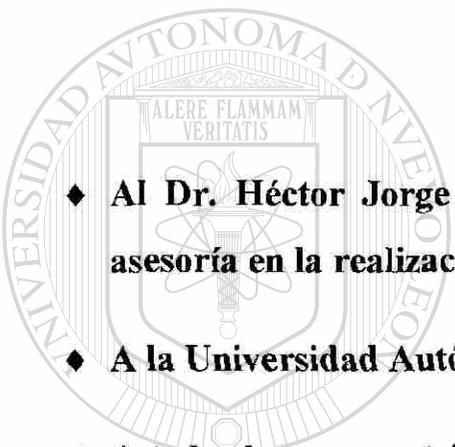
**ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

**DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS  
PRESENTA**

**ISMAEL DÍAZ VERDUZCO**

**SAN NICOLÁS DE LOS GARZA, N.L., DICIEMBRE DE 1994**

## Agradecimientos

- 
- ◆ Al Dr. Héctor Jorge Altuve Ferrer, por su comprensión, paciencia y asesoría en la realización de este trabajo.
- ◆ A la Universidad Autónoma de Nuevo León.
- ◆ A todos los que contribuyeron directa o indirectamente en la realización de este trabajo, especialmente a *Ernesto Vázquez Martínez, Cristina Díaz Miranda y Manuel Madrigal Martínez*.
- 
- ◆ A *Víctor Vega*, por sus consejos y palabras de aliento en los momentos más difíciles.
- ◆ Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

## RESUMEN

La presente tesis constituye la etapa inicial de un proyecto orientado al desarrollo de algoritmos para la protección digital de distancia de líneas de transmisión. Su objetivo principal es evaluar comparativamente los algoritmos de filtrado digital basados en la transformada de Fourier y la transformada de Walsh; para esta comparación fue necesario desarrollar nuevos métodos de evaluación de algoritmos y programas de simulación digital apropiados.

En el trabajo se hace un estudio bibliográfico detallado del desarrollo histórico y el estado actual de la técnica de protección de sistemas eléctricos de potencia. Se presentan los métodos de protección de líneas de transmisión, y se describen los principios de funcionamiento de los relevadores de distancia analógicos y digitales, con énfasis en estos últimos.

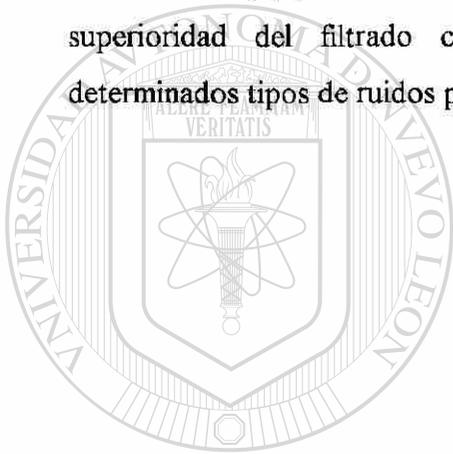
Se hace un análisis de las componentes de ruido que aparecen durante fallas en las señales de entrada a los relevadores de protección, del cual se derivan los requerimientos del proceso de filtrado de esas señales. Se presentan las variantes de muestreo de señales utilizadas actualmente en relevadores digitales, y se describe el efecto denominado *aliasing*, que puede introducir errores en el proceso de estimación. Se exponen métodos para evitar este efecto, mediante una selección adecuada de la frecuencia de muestreo y la utilización de filtros pasabajos o *anti-aliasing*. Se describen, además, los algoritmos de filtrado digital derivados de la transformada de Fourier y la transformada de Walsh.

En el trabajo se fundamenta la necesidad de evaluar los algoritmos de filtrado digital en cuanto a sus respuestas de estado estable y transitorio. El comportamiento en estado estable se estudia a partir de las gráficas de respuesta a la frecuencia, y se analiza en ese contexto el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana de datos y las funciones de ponderación de ventana.

Se desarrolla una metodología de evaluación de la respuesta de estado transitorio de filtros digitales, en que se combina el método tradicional de pruebas utilizando señales con un espectro de frecuencia dado, con un método nuevo en que se introducen contaminaciones

adicionales a las señales, con posibilidad de variar la frecuencia de la componente contaminante en un intervalo amplio. Con esta metodología se prueban los diferentes filtros, y se evalúa el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana y las funciones de ponderación de ventana, sobre su respuesta de estado transitorio.

Se propone en el trabajo una nueva técnica de filtrado digital para protección, el filtrado combinado, que consiste en utilizar filtros simples diferentes en los canales de voltaje y corriente. En el filtrado Seno-Coseno se hace un filtrado Seno en el canal de voltaje, y un filtrado Coseno en el de corriente. En el filtrado SAL-CAL el filtrado SAL se aplica en el canal de voltaje, y el CAL en el de corriente. A partir de las simulaciones se demuestra la superioridad del filtrado combinado sobre los procedimientos convencionales para determinados tipos de ruidos presentes en las señales de entrada.



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

## ÍNDICE

<i>Agradecimientos</i>	iv
<i>Resumen</i>	v
<i>Índice de figuras</i>	xi
<i>Índice de tablas</i>	xvi

### **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN**

1.1 Antecedentes	1
1.2 Objetivos del trabajo	3
1.3 Estructura de la tesis	4
1.4 Conclusiones del capítulo	5

### **CAPÍTULO 2. RELEVADORES DE DISTANCIA**

2.1 Introducción	6
2.2 Protección de distancia de líneas de transmisión	6
2.3 Clasificación de los relevadores de distancia	10
2.4 Relevadores analógicos de distancia	12
2.5 Relevadores digitales de distancia	16
2.5.1 Medición de la distancia a la falla	16
2.5.2 Medición de la distancia en el lazo de falla	19
2.5.3 Algoritmos basados en la ejecución de todas las mediciones de distancia	21
2.5.4 Algoritmos basados en la selección de las fases falladas	21
2.5.5 Algoritmos basados en ecuaciones para mediciones polifásicas	22
2.6 Arquitectura de un relevador digital de distancia	23
2.7 Conclusiones del capítulo	27

## ÍNDICE (continuación)

### CAPÍTULO 3. FILTRADO DE SEÑALES PARA PROTECCIÓN DE DISTANCIA

3.1	Introducción	29
3.2	Señales de entrada a los relevadores de protección	30
3.3	Requerimientos de filtrado de señales en los relevadores de distancia	31
3.4	Muestreo de señales	32
3.5	Filtrado analógico <i>anti-aliasing</i>	36
3.6	Filtrado digital	38
3.7	Algoritmos de Fourier	40
3.7.1	Filtro de Fourier	41
3.7.2	Filtro Coseno	42
3.7.3	Filtro Seno	42
3.8	Algoritmos de Walsh	43
3.8.1	Filtro de Walsh	44
3.8.2	Filtro CAL	44
3.8.3	Filtro SAL	45
3.9	Conclusiones del capítulo	45

### CAPÍTULO 4. RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DE LOS FILTROS DIGITALES

4.1	Introducción	47
4.2	Gráficas de respuesta a la frecuencia	47
4.3	Efecto de la frecuencia de muestreo	49

## ÍNDICE (continuación)

4.4 Efecto de la longitud de ventana	53
4.5 Efecto de las funciones de ponderación de ventana	56
4.6 Conclusiones del capítulo	63

### **CAPÍTULO 5. METODOLOGÍA DE EVALUACIÓN DE LA RESPUESTA DE ESTADO TRANSITORIO DE FILTROS DIGITALES**

5.1 Introducción	66
5.2 Métodos de evaluación de filtros digitales	66
5.3 Modelos con parámetros concentrados del sistema primario	69
5.4 Modelos con parámetros distribuidos del sistema primario	72
5.5 Contaminación adicional de las señales con ruido	75
5.6 Conclusiones del capítulo	78

### **CAPÍTULO 6. ANÁLISIS COMPARATIVO DE LA RESPUESTA DE ESTADO TRANSITORIO DE FILTROS DIGITALES PARA PROTECCIÓN DE DISTANCIA**

6.1 Introducción	80
6.2 Proceso transitorio asociado con el cruce de la ventana de datos por el instante de inicio de la falla	80
6.2.1 Efecto de la frecuencia de muestreo	82
6.2.2 Efecto de la longitud de ventana de datos	86
6.3 Proceso transitorio originado por el ruido presente en las señales de entrada	88
6.3.1 Respuesta de los filtros con ventana rectangular de un ciclo	89
6.3.2 Efecto de la frecuencia de muestreo	94
6.3.3 Efecto de la longitud de ventana	95

## ÍNDICE (continuación)

6.3.4 Efecto de las funciones de ponderación de ventana	96
6.4 Filtros combinados	98
6.5 Conclusiones del capítulo	104

## CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES

7.1 Conclusiones	106
7.2 Recomendaciones para trabajos futuros	110
7.3 Aportaciones	111

## REFERENCIAS

112

## APÉNDICES

A. Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable de los filtros Coseno, Seno, CAL y SAL	119
B. Efecto de la longitud de ventana de datos sobre la respuesta de estado estable de los filtros Coseno, Seno, CAL y SAL	122

---

C. Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria de los filtros Fourier, Walsh, Seno, CAL y SAL	125
--	-----

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

## ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Concepto de distancia eléctrica hasta el punto de cortocircuito en una línea de transmisión.	7
2.2	Característica escalonada de tiempo de operación de la protección de distancia.	8
2.3	Operación de la protección de distancia en una red con alimentación en varios puntos.	9
2.4	Características de operación en el plano complejo $\underline{W}=\underline{E}_1/\underline{E}_2$ de esquemas de comparación de fase (a) y de amplitud (b).	13
2.5	Características de operación de relevadores de distancia en el plano complejo de impedancia.	15
2.6	Determinación de la condición de operación de un relevador digital de distancia.	18
2.7	Arquitectura de un relevador digital de distancia.	25
2.8	Alternativas para el proceso de muestreo y conversión análogo-digital en un relevador de distancia.	26
3.1	Muestreo de señales analógicas.	33
3.2	Ventana de datos deslizante.	34
3.3	Efecto de la ventana de datos sobre el espectro de la señal observada.	35
3.4	Ilustración del efecto <i>aliasing</i> .	37
3.5	Funciones ortogonales de Walsh.	44
4.1	Gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros estudiados.	48
4.2	Gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros digitales considerando el efecto del filtrado analógico <i>anti-aliasing</i> .	50
4.3	Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier para diferentes valores de frecuencia de muestreo, con ventana de un ciclo.	51
4.4	Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh para diferentes valores de frecuencia de muestreo, con ventana de un ciclo.	52
4.5	Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier para diferentes longitudes de ventana y frecuencia de muestreo fija de 16 muestras por ciclo.	54

## ÍNDICE DE FIGURAS (continuación)

4.6	Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh para diferentes longitudes de ventana y frecuencia de muestreo fija de 16 muestras por ciclo.	56
4.7	Funciones de ponderación para una ventana de datos de 16 muestras ( $N=16$ ).	58
4.8	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier.	59
4.9	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Coseno.	60
4.10	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Seno.	60
4.11	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh.	61
4.12	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo SAL.	62
4.13	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo CAL.	62
5.1	Sistema de evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros digitales.	68
5.2	Ejemplos de trayectorias de impedancia aparente.	68
5.3	Modelos con parámetros concentrados del sistema primario: (a) modelo como sistema de línea corta; (b) modelo como sistema de línea larga.	69
5.4	Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea corta con parámetros concentrados.	71
5.5	Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea larga con parámetros concentrados.	72
5.6	Sistema de prueba modelado en EMTP como red con parámetros distribuidos.	73
5.7	Señales de voltaje y corriente generadas mediante la simulación en EMTP del sistema de la Figura 5.6, vistas por el relevador.	74

## ÍNDICE DE FIGURAS (continuación)

5.8	Señales de la Figura 5.4 con contaminación del voltaje por medio de ruido de naturaleza aleatoria.	76
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.	77
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.	83
6.2	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (filtro <i>anti-aliasing</i> con $f_c=90$ Hz).	84
6.3	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (característica de tiempo inverso), $f_c=(0.75)(1/2)f_m$ .	85
6.4	Trayectoria de impedancia para un filtro de Fourier de medio ciclo y 16 muestras por ciclo, con señales de falla sin ruido.	87
6.5	Efecto de la longitud de ventana de datos sobre el tiempo de operación del relevador.	88
6.6	Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente.	90
6.7	Trayectorias de impedancia para señales con oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje.	90
6.8	Trayectorias de impedancia para los filtros digitales ante las señales mostradas en la Figura 5.7.	91
6.9	Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente y ruido de naturaleza aleatoria en el voltaje.	92
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.	94

## ÍNDICE DE FIGURAS (continuación)

6.11	Trayectorias 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.	95
6.12	Trayectoria de impedancia para el filtro de Fourier con ventana de medio ciclo y con presencia de componente aperiódica en la corriente.	97
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.	98
6.14	Estructura del filtro combinado Seno-Coseno.	99
6.15	Efecto de la componente aperiódica exponencial en la corriente sobre la respuesta de los filtros combinados.	100
6.16	Efecto de las oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje sobre la respuesta de los filtros combinados.	101
6.17	Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 5.9.	102
6.18	Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 6.10.	103
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.	103
A.1	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno.	120
A.2	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno.	120
A.3	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL.	121
A.4	Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL.	121
B.1	Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno.	123

## ÍNDICE DE FIGURAS (continuación)

B.2	Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno.	123
B.3	Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL.	124
B.4	Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL.	124
C.1	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro de Fourier.	126
C.2	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro de Walsh.	126
C.3	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro Seno.	127
C.4	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro CAL.	127
C.5	Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro SAL.	128

---

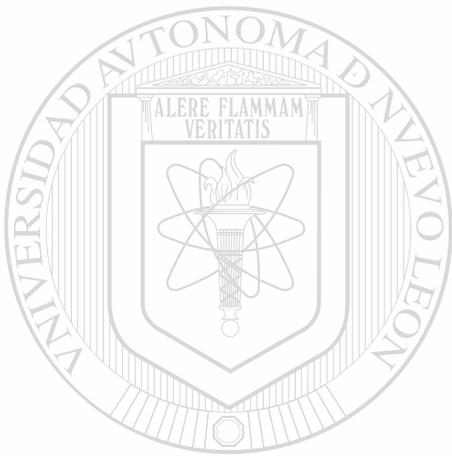
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



## ÍNDICE DE TABLAS

2.1 Señales de entrada a esquemas de comparación, necesarias para obtener distintos tipos de relevadores de distancia.	14
2.2 Señales de entrada de relevadores monofásicos de distancia para protección de fase y tierra.	16
5.1 Parámetros del sistema en la red de secuencia positiva (líneas largas).	75
5.2 Parámetros del sistema (líneas cortas).	75



# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 ANTECEDENTES

La protección de sistemas eléctricos de potencia ha experimentado un desarrollo considerable en los últimos años, condicionado fundamentalmente por dos factores [84]: el desarrollo continuo del sistema de potencia y sus elementos, que requiere protecciones cada vez mejores, y los avances de la electrónica, que permiten conformar esquemas de protección adecuados a esa necesidad.

En los sistemas de potencia modernos se manifiesta un retraso en el desarrollo de las redes de transmisión, que obliga a operarlos en regímenes que rebasan los límites de seguridad [84]; ello establece la necesidad de protecciones de elementos y de sistemas especiales de protección (controles discretos suplementarios) [54,68] con elevadas características técnicas. El desarrollo de la microelectrónica ha dado lugar al surgimiento de los relevadores y sistemas digitales de protección [28,44,50,84], que constituyen hoy la respuesta adecuada a este reto. La optoelectrónica ha perfeccionado la tecnología de la fibra óptica, que representa una solución a las limitaciones actuales de capacidad de comunicación en los sistemas de potencia [79], y está dando lugar también a una nueva generación de transductores de corriente y de potencial [65,73].

La técnica de protección digital de sistemas eléctricos de potencia surgió a finales de la década de 1960-70, en que varios investigadores [3] comenzaron a explorar las posibilidades de realizar funciones de protección con una computadora digital. Los primeros trabajos se orientaron a la protección de líneas de transmisión [3,5,6,10], debido a su complejidad, su costo elevado y su nivel de difusión en el sistema de potencia. En la actualidad la protección

de líneas de transmisión sigue recibiendo considerable atención; se han desarrollado principios novedosos, como el de onda viajera [20,22,40], y se están aplicando principios adaptivos [55,58,70,83] y técnicas de inteligencia artificial [82] en estas protecciones. Los primeros sistemas experimentales [7,8] se desarrollaron en base a minicomputadoras, pero el surgimiento del microprocesador [17,18,24,25,27,28] hizo posible alcanzar el desarrollo actual. La técnica digital también se aplicó rápidamente en protección de barras, de transformadores [9] y de generadores [11].

La tendencia actual es a la integración de funciones de protección, control y medición [80,81] en sistemas digitales de subestaciones y plantas generadoras, que se enlazan con computadoras centrales a nivel de sistema de potencia; los procesadores del nivel más bajo son multifuncionales, y realizan tareas de protección, control y medición, incluyendo el registro dinámico de variables [53] y la localización de fallas [36].

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 clásico. En protección de distancia los algoritmos se subdividen en dos grupos: a) estimación de parámetros de las señales; b) estimación de parámetros del sistema protegido.

Los primeros algoritmos de estimación de parámetros de las señales se basaban en la suposición de que éstas eran puramente senoidales; a este grupo pertenece la técnica de la muestra y su derivada [5,6,7,8], en que la componente de naturaleza transitoria afecta considerablemente la respuesta. Posteriormente se implementaron algoritmos que consideran la presencia de ruido en las señales, como los basados en Fourier [12,16,26,57], Walsh [15,19,41,76], mínimos cuadrados [13,30,74] y Kalman [35,37,38,39,43,48,69,71,72]; los algoritmos de Fourier son en la actualidad los más utilizados.

El segundo grupo de algoritmos se basa en la solución de sistemas de ecuaciones a partir de la ecuación diferencial que caracteriza al sistema protegido, para estimar directamente los parámetros R y L de la sección de línea comprendida hasta la falla. Se han desarrollado diversas variantes de este tipo de algoritmos [14,24,25,27,29,32,33,56,60,66], pero hasta el momento sus aplicaciones prácticas han sido reducidas.

La comparación de algoritmos de protección es una tarea imprescindible en todo proyecto de desarrollo de relevadores digitales, como el que se inicia en el presente trabajo. Se han establecido lineamientos generales para esa comparación [42], y se han llegado a publicar trabajos en esta dirección [41,51]. Se trata de 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. Las críticas principales a los trabajos publicados de evaluación de algoritmos vienen de los autores de esos algoritmos, que consideran que no han sido adecuadamente programados para la comparación; en la mayoría de esos trabajos se ha tratado de comparar un gran número de algoritmos diversos, lo que complica aún más el problema.

De lo anterior se deduce la necesidad de continuar trabajando en la evaluación de algoritmos de protección de distancia de líneas de transmisión, desarrollando métodos y programas [63] apropiados y concentrando la atención en un grupo reducido de algoritmos, de características compatibles. En el presente trabajo se aborda la evaluación comparativa de los algoritmos asociados con la transformada de Fourier y la transformada de Walsh.

## 1.2 OBJETIVOS DEL TRABAJO

---

Los principales objetivos del trabajo son:

- Evaluar comparativamente los algoritmos de filtrado digital basados en la transformada de Fourier y la transformada de Walsh para funciones de protección de distancia de líneas de transmisión.
- Desarrollar métodos de evaluación de algoritmos que reproduzcan lo mejor posible las señales que pueden presentarse en condiciones reales al futuro relevador de distancia.
- Desarrollar programas de simulación digital apropiados para la evaluación de algoritmos de filtrado digital aplicables en el ámbito de protección.

### 1.3 ESTRUCTURA DE LA TESIS

La presente tesis está estructurada en siete capítulos, referencias bibliográficas y anexos; los contenidos de los capítulos se describen brevemente a continuación:

En el Capítulo 1 se presenta una breve reseña histórica de la evolución hacia la protección digital de sistemas eléctricos de potencia, con énfasis en la protección de líneas de transmisión, se establecen los objetivos fundamentales del trabajo, y se describe la estructura general de la tesis.

En el Capítulo 2 se hace una descripción de los conceptos básicos de protección de líneas de transmisión. Se describen también los principios de funcionamiento de los relevadores de protección de distancia analógicos y digitales.

En el Capítulo 3 se analiza el problema del filtrado digital de señales para relevadores de distancia. Se caracterizan las señales de entrada a los relevadores, los problemas que el efecto *aliasing* puede introducir en el muestreo de las señales, así como su posible solución mediante el filtro *anti-aliasing*. Se describen los algoritmos de filtrado digital objeto de estudio en el presente trabajo.

En el Capítulo 4 se establece la necesidad de la evaluación de los diferentes algoritmos en cuanto a sus respuestas de estado estable y de estado transitorio. Se utilizan las gráficas de respuesta a la frecuencia para evaluar la respuesta de estado estable de los diferentes filtros digitales estudiados, y se analiza el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana y las funciones de ponderación de ventana, sobre esa respuesta.

En el Capítulo 5 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.

En el Capítulo 6 se presentan los resultados de la aplicación de la metodología del Capítulo 5 a los diferentes filtros estudiados y se utilizan como medida de comparación entre ellos. 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.

En el Capítulo 7 se presentan las conclusiones generales del trabajo y se mencionan sus aportaciones principales. Se dan, asimismo, recomendaciones para trabajos futuros en esta dirección.

#### 1.4 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. El atraso existente en la construcción de las redes de transmisión con respecto a la generación en los sistemas eléctricos modernos ha obligado a operarlos en regímenes que rebasan los límites de seguridad establecidos, haciendo necesario el desarrollo de protecciones de elementos y sistemas especiales de protección (controles discretos suplementarios) con elevadas características técnicas.
2. El desarrollo de la microelectrónica ha dado lugar al surgimiento de los relevadores y sistemas digitales de protección, que constituyen hoy la respuesta adecuada a las necesidades de protección del sistema de potencia.
3. 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.
4. 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 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 en la transformada de Walsh.

# ***CAPITULO 2***

## **RELEVADORES DE DISTANCIA**

### **2.1 INTRODUCCIÓN**

El gran crecimiento y complejidad de los sistemas eléctricos impone requerimientos cada vez más estrictos a su protección en lo referente a velocidad de operación, selectividad, sensibilidad y confiabilidad. Una respuesta a estos requerimientos es la utilización de los relevadores digitales, debido a sus características funcionales, capacidad de comunicación, flexibilidad funcional, capacidad de autodiagnóstico y a sus posibilidades de ejecutar funciones adaptivas de protección (ajuste automático de los parámetros de operación de acuerdo con las condiciones del sistema de potencia).

En este capítulo se exponen los fundamentos de la protección de distancia de líneas de transmisión y se describen los principios de funcionamiento de los relevadores de distancia analógicos y digitales.

### **2.2 PROTECCIÓN DE DISTANCIA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**

El problema básico de la protección de líneas de transmisión consiste en determinar correctamente la ubicación del cortocircuito, con independencia de su tipo y del régimen de operación del sistema (ver Figura 2.1). En la protección de líneas de transmisión pueden utilizarse los cuatro principios básicos de la protección de sistemas de potencia [47, 57,77]: a) sobrecorriente; b) direccional de sobrecorriente; c) distancia; d) diferencial.

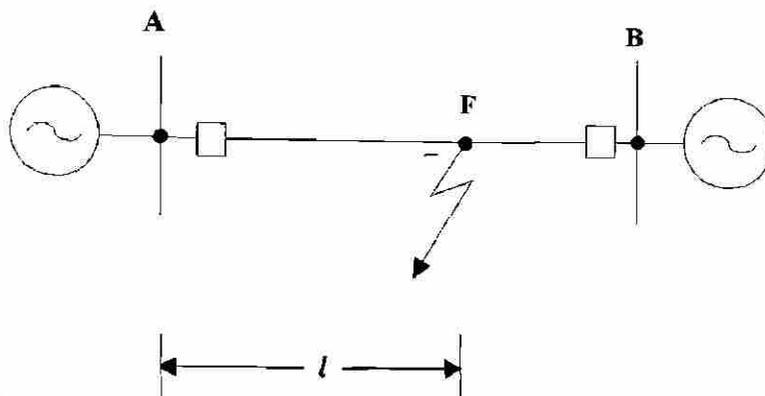


Figura 2.1 Concepto de distancia eléctrica hasta el punto de cortocircuito en una línea de transmisión

La protección de distancia es una protección con selectividad relativa que tiene direccionalidad y que mide la distancia eléctrica al punto de cortocircuito. Su variante más difundida responde al cociente voltaje/corriente:

$$Z_r = \frac{V_r}{I_r} \quad (2.1)$$

El parámetro  $Z_r$  es proporcional a la distancia eléctrica al punto de falla en caso de cortocircuito en la línea protegida, en condiciones ideales. Esta variante se utiliza en todos los relevadores de distancia analógicos, y en la mayoría de los relevadores digitales de distancia.

Otra alternativa, aplicable solamente en relevadores digitales, consiste en estimar directamente los parámetros  $R$  y  $L$  de la sección de la línea fallada. En el presente trabajo se aborda el estudio de los relevadores digitales de distancia basados en la medición de la impedancia.

Las protecciones de distancia pueden tener distintas características de tiempo de operación  $T=f(l)$  (donde  $l$  es la distancia eléctrica hasta el punto de falla). La característica más utilizada es la de tiempo escalonado con tres zonas, como la mostrada en la Figura 2.2.

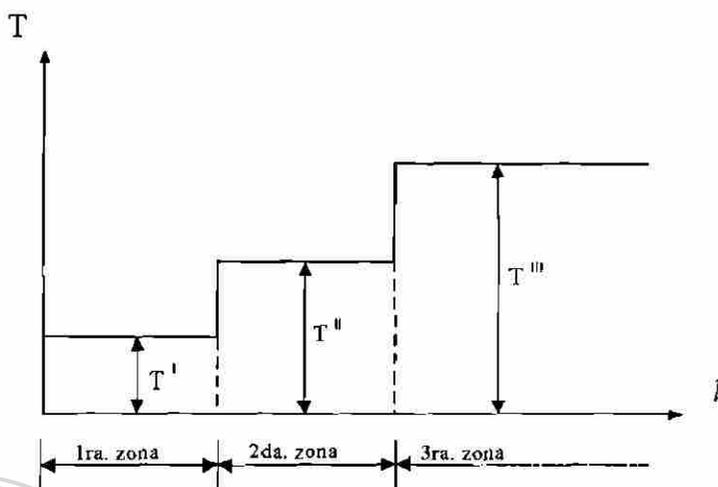


Figura 2.2 Característica escalonada de tiempo de operación de la protección de distancia

En la Figura 2.3 se muestra un ejemplo de aplicación de la protección de distancia a una red con alimentación en varios puntos, que servirá para el análisis de su operación. Para un cortocircuito en el punto  $F'$ , ubicado en la mitad de la línea BC, operan por primera zona las protecciones 3 y 4, con tiempos de operación  $T_3^I$  y  $T_4^I$  respectivamente. Las protecciones 1 y 6 detectan el cortocircuito por tercera zona e inician el proceso de operación, pero no llegan a generar el disparo si 3 y 4 lo hacen correctamente. Sólo en caso de fallo de operación de la protección 3, opera 1 con retardo de tiempo  $T_1^{III}$  y, si fallase 4, operaría 6 con retardo de tiempo  $T_6^{III}$ ; esta es la función de la protección de respaldo. Las protecciones 2 y 5 no operan, a pesar de estar prácticamente a la misma distancia de la falla que 3 y 4, debido a que la potencia aparente de cortocircuito circula en dirección opuesta a su sentido de disparo.

Si el cortocircuito ocurre en el punto  $F''$ , ubicado cerca de la subestación C, la protección 3 detecta el cortocircuito en segunda zona y opera con tiempo  $T_3^{II}$ , y la protección 4 opera por primera zona, con tiempo  $T_4^I$ ; la operación de las protecciones es secuencial en este caso, pues opera primero la protección 4 y después la protección 3.

Un concepto importante en la protección de distancia es el de impedancia medida por el relevador de distancia o impedancia aparente ( $Z_r$ ), dada por (2.1). En condiciones normales o de estado estable del sistema, esta impedancia es un valor equivalente, resultante de la transferencia de potencia activa y reactiva por la línea protegida; sin embargo, durante

condiciones de falla (cortocircuitos), en el caso ideal la impedancia medida coincide con la impedancia de la sección de línea comprendida entre el punto de ubicación del relevador y el del cortocircuito.

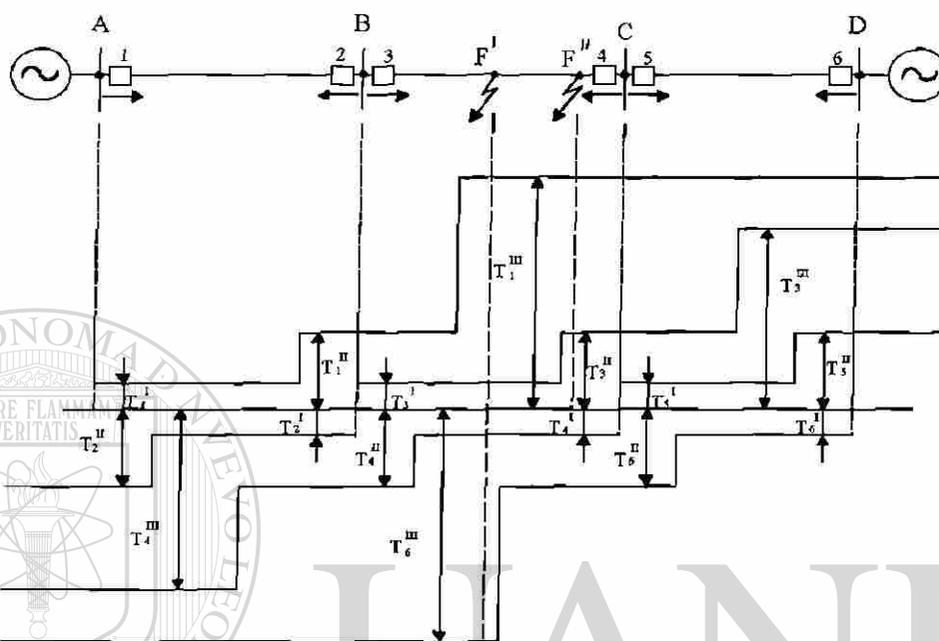


Figura 2.3 Operación de la protección de distancia en una red con alimentación en varios puntos

La operación de la protección de distancia durante los cortocircuitos depende no solamente de la distancia  $l$ , sino también de otros factores que afectan la precisión de la medición de esa distancia, tales como la resistencia de falla, la existencia de fuentes de alimentación y de cargas estáticas y dinámicas entre el punto de la ubicación de la protección y el del cortocircuito, y la existencia de defasaje entre los voltajes de las fuentes de alimentación, entre otros. El defasaje existente entre las fuentes de alimentación en el momento del cortocircuito genera un defasaje entre la corriente total de la falla y la corriente que mide el relevador, de donde resulta que la resistencia de falla es apreciada por el relevador como una impedancia, con una cierta componente reactiva.

Otro concepto importante es el de impedancia de arranque o de operación del relevador de distancia ( $Z_{ar}$ ), que es un valor de  $Z_r$  para el cual el relevador cambia de la

condición de no-operación a la de operación. El conjunto de valores posibles de  $Z_{ar}$  determina la característica de operación del relevador en el plano complejo de impedancia.

La protección de distancia de líneas de transmisión tiene las siguientes ventajas: a) la protección de distancia de fase es más sensible que las de sobrecorriente y direccionales de sobrecorriente; b) es aplicable a redes de cualquier configuración; c) puede brindar protección instantánea al 100% de la línea protegida si se dispone de un canal de comunicación (protección piloto por comparación direccional).

Entre las desventajas de la protección de distancia pueden mencionarse: a) es más compleja y costosa que las de sobrecorriente y direccionales de sobrecorriente; b) puede ser afectada por oscilaciones de potencia, por regímenes asimétricos, por acoplamiento mutuo entre líneas adyacentes o por compensación serie capacitiva en la línea protegida.

La aplicación básica del principio de distancia es en la protección primaria y de respaldo de líneas de transmisión de diferentes niveles de voltaje. No obstante, también ha encontrado aplicación en:

- Protección de respaldo contra fallas externas en generadores y transformadores.
  - Recierre monopolar automático (elementos selectores de tipo de falla).
  - Bloqueo de la operación de relevadores de distancia por oscilaciones de potencia.
- 
- Disparo intencional por pérdida de sincronismo
    - ◆ Líneas de transmisión
    - ◆ Generadores
  - Protección de generadores contra pérdida o reducción de la excitación

### 2.3 CLASIFICACIÓN DE LOS RELEVADORES DE DISTANCIA

Los relevadores de distancia pueden clasificarse, atendiendo a diferentes criterios, de la forma siguiente:

- 1) Por el principio de detección del cortocircuito:
  - Medición de impedancia ( $Z_r = V_r / I_r$ )

- Estimación directa de parámetros de la línea protegida

2) Por el tipo de fallas a que responden:

- Monofásicos
- Trifásicos

3) Por el principio de funcionamiento:

- Relevadores analógicos
  - ◆ Basados en la comparación de señales eléctricas
  - ◆ Basados en sensores de impedancia
- Relevadores digitales
  - ◆ Basados en modelos de señales
  - ◆ Basados en modelos del sistema

4) Por el tipo de características de operación:

- Circulares
- Lineales
- Combinadas (poligonales, lenticulares, tipo tomate, etc.)
- Otras

5) Por la característica de tiempo de operación:

- Tiempo constante o definido
- Tiempo inverso

6) Por la base constructiva:

- Electromecánicos
- Estáticos
  - ◆ Transistorizados
  - ◆ A base de circuitos integrados

◆ Microprocesados

A continuación se describen brevemente los principios de funcionamiento de los relevadores de distancia analógicos y digitales.

## 2.4 RELEVADORES ANALÓGICOS DE DISTANCIA

Los relevadores analógicos de distancia (electromecánicos y electrónicos analógicos) se basan en la comparación de amplitud o de fase de dos o más señales, formadas a partir del voltaje  $\underline{V}_r$  y la corriente  $\underline{I}_r$  según:

$$\begin{aligned} \underline{E}_1 &= \underline{K}_{11}\underline{V}_r + \underline{K}_{12}\underline{I}_r \\ \underline{E}_2 &= \underline{K}_{21}\underline{V}_r + \underline{K}_{22}\underline{I}_r \\ &\vdots \\ \underline{E}_n &= \underline{K}_{n1}\underline{V}_r + \underline{K}_{n2}\underline{I}_r \end{aligned} \quad (2.2)$$

La comparación de fase de dos señales de entrada [77], que es la más utilizada en relevadores de distancia analógicos, tiene como criterio de operación:

$$\varphi_1 \leq \varphi \leq \varphi_2 \quad (2.3)$$

donde  $\varphi$  es el ángulo de defasaje entre las señales  $\underline{E}_1$  y  $\underline{E}_2$ , y  $\varphi_1$  y  $\varphi_2$  son magnitudes constantes, denominadas límites angulares del esquema de comparación de fase. En la Figura 2.4(a) se muestra la característica de operación de un esquema de comparación de fase. Se trata de la representación en el plano complejo  $\underline{W}=\underline{E}_1/\underline{E}_2$  de la condición de igualdad de la expresión (2.3).

En la comparación de amplitud de dos señales de entrada [77] el criterio de operación es:

$$E_1 \geq E_2 \quad (2.4)$$

donde  $E_1$  y  $E_2$  son las magnitudes de los fasores  $\underline{E}_1$  y  $\underline{E}_2$ . La característica de operación de este esquema de comparación se presenta en la Figura 2.4(b).

Los relevadores de distancia analógicos responden al cociente voltaje/corriente (2.1), por lo que es posible representar su característica de operación en un plano complejo de impedancia. Existe una relación biunívoca entre las variables complejas  $\underline{W}$  y  $\underline{Z}_r$ :

$$\underline{W} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{\underline{K}_{11}\underline{V}_r + \underline{K}_{12}\underline{I}_r}{\underline{K}_{21}\underline{V}_r + \underline{K}_{22}\underline{I}_r} = \frac{\underline{K}_{11}\underline{Z}_r + \underline{K}_{12}}{\underline{K}_{21}\underline{Z}_r + \underline{K}_{22}} \quad (2.5)$$

de donde:

$$\underline{Z}_r = \frac{\underline{V}_r}{\underline{I}_r} = \frac{\underline{K}_{22}\underline{W} - \underline{K}_{12}}{\underline{K}_{11} - \underline{K}_{21}\underline{W}} \quad (2.6)$$

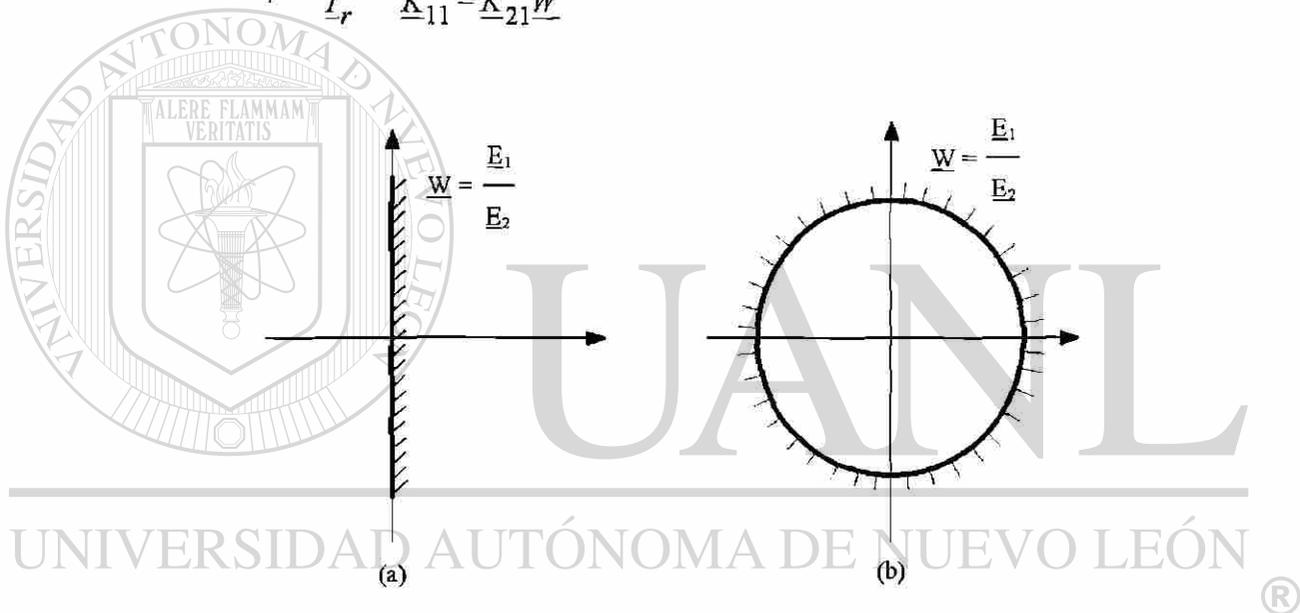


Figura 2.4 Características de operación en el plano complejo  $\underline{W} = \underline{E}_1/\underline{E}_2$  de esquemas de comparación de fase (a) y de amplitud (b)

De acuerdo con (2.5) y (2.6), a cada punto en el plano  $\underline{Z}_r$  le corresponde un punto en el plano  $\underline{W}$ , y viceversa. La característica de operación y las zonas de operación y de no-operación en uno de los dos planos, tienen sus equivalentes correspondientes en el otro. El diseño de un relevador de distancia implica partir de un esquema de comparación dado (una característica de operación en el plano  $\underline{W}$ ), y seleccionar los coeficientes complejos  $\underline{K}_{11}$ ,  $\underline{K}_{12}$ ,  $\underline{K}_{21}$ , y  $\underline{K}_{22}$ , para obtener la característica de operación deseada en el plano complejo  $\underline{Z}_r$ .

En la Tabla 2.1 [77] se presentan las señales de entrada que deben aplicarse a esquemas de comparación de fase y de amplitud de dos señales de entrada, para obtener las características clásicas tipo impedancia (Figura 2.5(a)), tipo mho (Figura 2.5(b)), tipo mho desplazado (Figura 2.5(c)), y tipo impedancia-ángulo (Figura 2.5(d)), que tiene como caso particular importante la característica tipo reactancia (Figura 2.5(e)).

Tabla 2.1 Señales de entrada a esquemas de comparación, necesarias para obtener distintos tipos de relevadores de distancia

Tipo de relevador	Tipos de esquemas de comparación			
	De fase		De amplitud	
	$E_1$ (operación)	$E_2$ (polarización)	$E_1$ (operación)	$E_2$ (retención)
Direccional	$Z_{ar \text{ máx}} I_r$	$V_r$	$Z_{ar \text{ máx}} I_r - V_r$	$Z_{ar \text{ máx}} I_r + V_r$
Impedancia	$Z_{ar} I_r - V_r$	$Z_{ar} I_r + V_r$	$Z_{ar} I_r$	$V_r$
Mho	$Z_{ar \text{ máx}} I_r - V_r$	$V_r$	$Z_{ar \text{ máx}} I_r$	$2V_r - Z_{ar \text{ máx}} I_r$
Mho desplazado	$Z_{ar \text{ máx}} I_r - Z_d I_r$	$V_r - Z_d I_r$	$Z_{ar \text{ máx}} I_r - Z_d I_r$	$2V_r - Z_{ar \text{ máx}} I_r - Z_d I_r$
Impedancia ángulo	$Z_{ar \text{ mín}} I_r - V_r$	$Z_{ar \text{ mín}} I_r$	$2Z_{ar \text{ mín}} I_r - V_r$	$V_r$ <sup>®</sup>

Para obtener características de mayor complejidad, como las elípticas (Figura 2.5(f)), o las poligonales (Figura 2.5(g)), hay que utilizar otras variantes. Las características elípticas pueden obtenerse con esquemas de comparación de amplitud de tres señales de entrada [21]. Las características poligonales (y en general, multilaterales) pueden ser obtenidas por tres métodos: a) utilización de esquemas formados por varios relevadores, que es la alternativa clásica de los relevadores electromecánicos; b) utilización de varios esquemas de comparación de dos señales de entrada, que es la variante más utilizada en los relevadores analógicos

electrónicos actuales; c) utilización de un esquema de comparación de fase de más de dos señales de entrada [34,67].

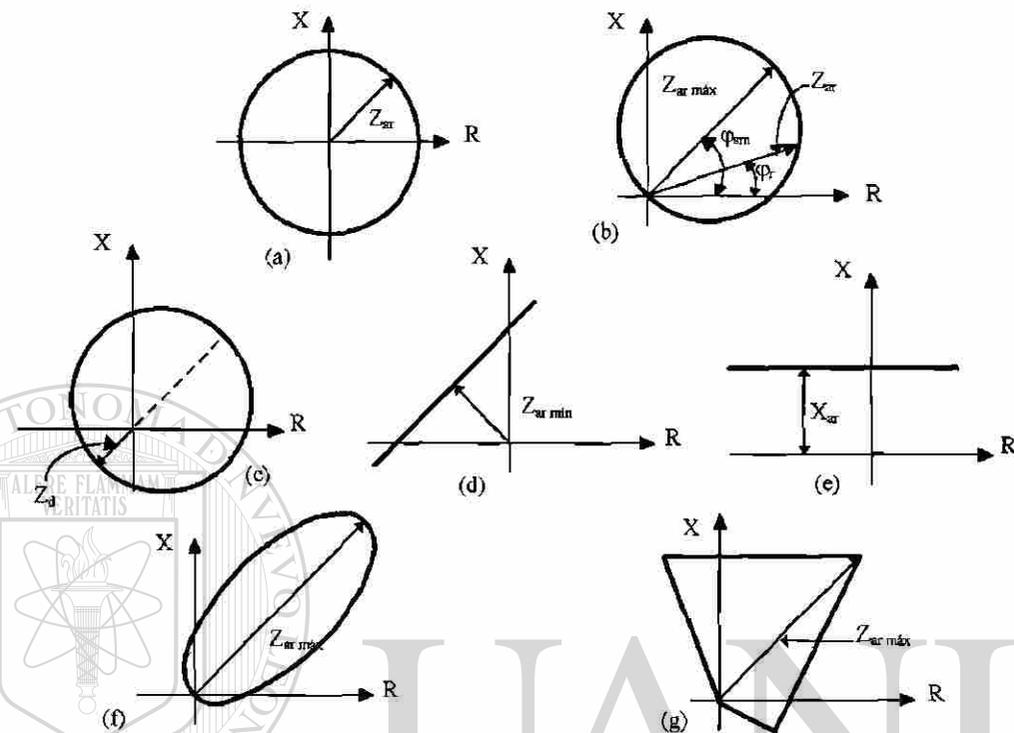


Figura 2.5 Características de operación de relevadores de distancia en el plano complejo de impedancia

Para la conformación del esquema trifásico de protección de distancia de una línea de transmisión existen dos alternativas [46,77]: a) utilizar un mínimo de seis elementos de medición de distancia monofásicos (como cualquiera de los descritos anteriormente), con las señales de entrada clásicas [1] (ver Tabla 2.2); b) utilizar un relevador trifásico. La primera alternativa ha sido ampliamente utilizada en relevadores electromecánicos; se requiere un máximo de 18 elementos de medición, pero esta cantidad puede reducirse mediante la conmutación de alcances de las zonas por un elemento de arranque.

Los relevadores trifásicos pueden lograrse por tres métodos: a) utilización de un selector de tipo de falla y un elemento de medición de distancia monofásico (relevador conmutado) [46,61,67]; b) comparación de fase o de amplitud de dos señales de entrada, formadas por combinaciones de magnitudes totales y/o componentes simétricas del voltaje y la

corriente [46]; c) comparación de fase de más de dos señales de entrada, formadas por combinaciones de magnitudes totales y/o componentes simétricas del voltaje y la corriente [46]. Los elementos trifásicos de distancia electromecánicos tuvieron una aplicación muy limitada; versiones electrónicas de estos se han utilizado en algunos relevadores estáticos de distancia comerciales.

Tabla 2.2 Señales de entrada de relevadores monofásicos de distancia para protección de fase y tierra

Unidad	Voltaje ( $V_r$ )	Corriente ( $I_r$ )
Fases a-b	$\underline{V}_a - \underline{V}_b$	$\underline{I}_a - \underline{I}_b$
Fases b-c	$\underline{V}_b - \underline{V}_c$	$\underline{I}_b - \underline{I}_c$
Fases c-a	$\underline{V}_c - \underline{V}_a$	$\underline{I}_c - \underline{I}_a$
Fase a-t	$\underline{V}_a$	$\underline{I}_a + K_0 \underline{I}_0$
Fase b-t	$\underline{V}_b$	$\underline{I}_b + K_0 \underline{I}_0$
Fase c-t	$\underline{V}_c$	$\underline{I}_c + K_0 \underline{I}_0$

## 2.5 RELEVADORES DIGITALES DE DISTANCIA

### 2.5.1 Medición de la distancia a la falla

La medición de la distancia eléctrica hasta la falla se hace determinando la longitud de la sección de línea comprendida entre el punto de ubicación del relevador y el punto de falla. Para ello es conveniente calcular la reactancia inductiva o la inductancia de esa sección de línea, ya que estos parámetros son poco afectados por la resistencia de falla. Debido a los múltiples factores que afectan la medición de la distancia correcta a la falla, el relevador

determina en realidad una especie de distancia aparente, resultante de la medición que puede hacer a partir de la información de un solo extremo de la línea protegida.

Los algoritmos basados en modelos de la forma de onda de las señales de entrada estiman los fasores de voltaje y corriente medidos, de donde puede calcularse la impedancia aparente:

$$\underline{Z}_r = \frac{V_r}{I_r} = \frac{V_c + jV_s}{I_c + jI_s} = R_r + jX_r \quad (2.7)$$

donde los subíndices  $c$  y  $s$  se refieren, respectivamente, a las componentes coseno (real) y seno (imaginaria) de los fasores de voltaje y corriente.

Las componentes real e imaginaria de la impedancia aparente son:

$$X_r = \frac{V_s I_c - V_c I_s}{I_c^2 + I_s^2} \quad (2.8)$$

$$R_r = \frac{V_s I_s + V_c I_c}{I_c^2 + I_s^2} \quad (2.9)$$

En los algoritmos basados en modelos del sistema se estiman directamente los parámetros  $R$  y  $L$  de la impedancia aparente, lo que sirve para la determinación de la distancia a la falla.

Para tomar la decisión de operación del relevador se requiere determinar si el cortocircuito está dentro de su alcance. En los algoritmos basados en modelos de las señales esto puede hacerse determinando si el punto extremo de la impedancia aparente está dentro de o fuera de la característica de operación del relevador (ver Figura 2.6(a)). En los algoritmos basados en modelos del sistema puede utilizarse el mismo criterio, pero la característica debe representarse en un sistema de coordenadas  $R$ - $L$ , compatible con los parámetros estimados por el algoritmo (Figura 2.6(b)).

En la Figura 2.6 puede apreciarse que el punto extremo de la impedancia aparente describe una trayectoria entre las condiciones de prefalla y de falla, que refleja la perturbación de las señales de entrada al relevador durante el estado transitorio asociado a la falla, y el

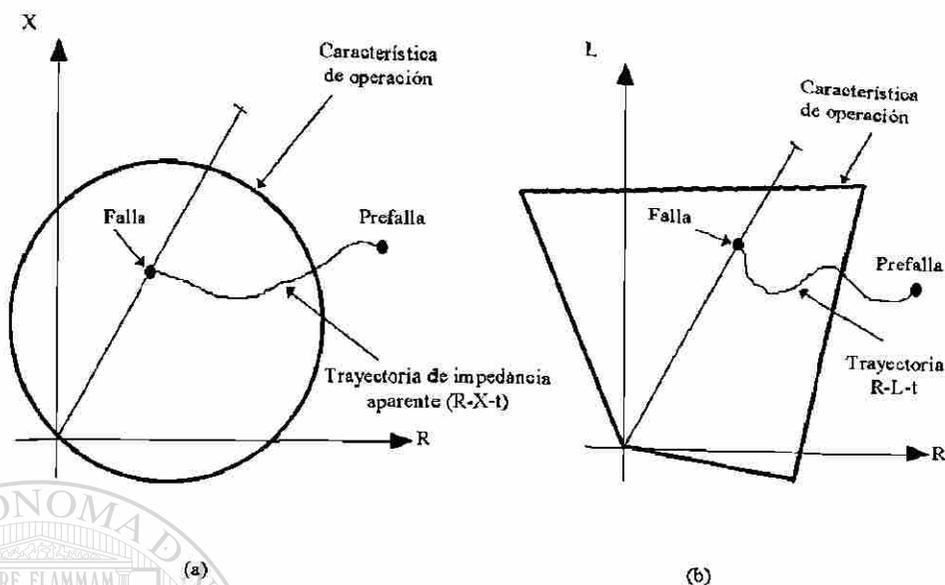


Figura 2.6 Determinación de la condición de operación de un relevador digital de distancia

efecto del cruce de la ventana de datos por el punto de discontinuidad de las señales de entrada.

Un aspecto importante es el referente a la utilización de los resultados del algoritmo para formar la señal de disparo del relevador. Si el algoritmo rechazara totalmente las componentes transitorias de las señales de entrada, la señal de disparo podría emitirse desde la primera vez que el punto extremo de la impedancia aparente penetra en la característica de operación del relevador, pero hasta el momento no existen algoritmos con tal comportamiento. Por tanto, si se utiliza este criterio de disparo, el relevador tiene un sobrealcance transitorio exactamente igual al error de estimación del algoritmo. Se requiere, por tanto, un cierto procesamiento de los resultados del algoritmo para la formación de la señal de disparo. Este procesamiento posterior constituye una etapa más de filtrado del algoritmo, e incide directamente en su respuesta transitoria. Cuanto más eficiente sea el filtrado analógico y digital de las señales de entrada, menos filtrado posterior se requiere, y viceversa. Esta problemática será tratada en un trabajo futuro.

Otro aspecto de interés es el referente a los tipos de características en el plano complejo de impedancia que pueden lograrse en los relevadores digitales de distancia. En las

variantes analizadas anteriormente existe una gran libertad de selección de características, pues estas se representan en el algoritmo a partir de las ecuaciones que las describen geoméricamente. Como un ejemplo, en la Figura 2.6 se representan características de tipos circular y poligonal, que son las más utilizadas en relevadores de distancia. En particular, en relevadores digitales es posible lograr una gran flexibilidad en la forma de la característica poligonal, de modo que se adapte a las condiciones de la línea protegida y del sistema eléctrico de potencia.

En algunos relevadores digitales de distancia los estimados fasoriales de voltaje y corriente no se utilizan para calcular una impedancia aparente, sino que se sustituyen en ecuaciones clásicas de relevadores de distancia analógicos. Por ejemplo, puede hacerse digitalmente la comparación de fase o de amplitud de dos señales, formadas de acuerdo con la Tabla 2.1, para obtener diferentes tipos de relevadores de distancia. En esta variante de relevador digital de distancia la característica de operación en el plano complejo de impedancia es inherente, pues depende de la naturaleza de las señales  $\underline{E}_1$  y  $\underline{E}_2$  y del tipo de comparación (de fase o de amplitud) que se haga con ellas.

### **2.5.2 Medición de la distancia en el lazo de falla**

Los algoritmos que se presentaron en la sección anterior son monofásicos, pues utilizan sólo un voltaje y una corriente. En una línea de transmisión trifásica pueden ocurrir diez tipos de cortocircuitos diferentes, y el relevador tiene que calcular correctamente la distancia a la falla, con independencia de su tipo. Una solución clásica a este problema consiste en que el relevador procese la información correspondiente al lazo de falla. En relevadores analógicos de distancia es necesario para ello formar las señales de entrada apropiadas al elemento de medición mediante conexiones externas, de manera que al menos uno de los seis elementos básicos (tres de fase y tres de tierra) mida correctamente la distancia a la falla. En relevadores digitales de distancia las señales de entrada son los tres voltajes de fase y las tres corrientes de fase; no es necesario en este caso formar señales de entrada mediante conexiones externas al relevador, ya que el procesamiento correspondiente al lazo de falla se logra por software.

En los algoritmos basados en modelos de las señales se forman estimados fasoriales de los voltajes y las corrientes; con estos fasores se puede calcular la impedancia de secuencia positiva  $Z_{L1}$  de la sección de línea comprendida hasta la falla, aplicando la ecuación apropiada según el tipo de falla (ver Tabla 2.2).

En realidad el cálculo de  $Z_{L1}$  a partir de este método no es exacto, ya que no considera el efecto de fuente intermedia (inyección de corriente de cortocircuito en un punto intermedio entre el relevador y la falla) ni la impedancia de falla. Esta impedancia incluye el efecto de contribución desde el extremo opuesto de la línea protegida. Estos errores en la medición de distancia son clásicos, y no pueden evitarse con mediciones en un solo extremo de la línea; para su eliminación es necesario incluir en el cálculo información de tiempo real proveniente de otros puntos del sistema, lo que demanda canales de comunicación de gran capacidad. El efecto de la resistencia de arco se reduce mediante una selección adecuada de la forma de la característica del relevador en el plano complejo de impedancia.

En los algoritmos basados en modelos del sistema se estiman directamente los valores aparentes de inductancia y resistencia de la línea, por lo que se requiere un procesamiento previo de las muestras para formar las señales correspondientes al lazo de falla. Las ecuaciones correspondientes a la muestra  $k$  son del tipo de:

Cortocircuito a-b:

$$v_k = v_{a_k} - v_{b_k} \quad (2.10)$$

$$i_k = i_{a_k} - i_{b_k} \quad (2.11)$$

Cortocircuito a-t:

$$v_k = v_{a_k} \quad (2.12)$$

$$i_k = i_{a_k} + k_o i_{o_k} \quad (2.13)$$

En (2.13) se considera que  $k_o$  es real, lo que equivale a suponer que los ángulos de  $Z_{L0}$ , y  $Z_{L1}$  son iguales. La ecuación (2.13) puede modificarse para considerar el caso en que este coeficiente es complejo. También es posible incluir en esa ecuación un término que tiene en cuenta el efecto de acoplamiento magnético mutuo entre líneas adyacentes.

### 2.5.3 Algoritmos basados en la ejecución de todas las mediciones de distancia

En estos algoritmos se realizan los seis cálculos de distancia a la falla cada vez que entra una nueva muestra, se comprueba la condición de operación para cada valor estimado (comparándolo con la característica de operación en el plano complejo), y se forma la señal de disparo en caso necesario, mediante un algoritmo de post-procesamiento.

Este método es equivalente a los esquemas clásicos de protección de distancia compuestos por elementos monofásicos que realizan en paralelo las funciones de protección de fase y tierra. La diferencia consiste en que en el relevador digital la tarea debe hacerse secuencialmente en un solo procesador (si no existe multiprocesamiento) durante el intervalo entre muestras, lo que demanda un gran rendimiento computacional.

Es importante considerar que los cálculos de distancia que se hacen utilizando magnitudes del lazo de falla son correctos, pero los que involucran magnitudes de las fases no falladas dan resultados incorrectos. Así por ejemplo, para fallas trifásicas los seis cálculos son correctos, pero para una falla bifásica a tierra hay tres cálculos correctos y tres incorrectos. No obstante ello, la decisión de disparo se conforma a partir de los resultados correctos, que representan los menores valores de impedancia, y son los primeros en penetrar en la zona de operación del relevador. En los resultados incorrectos el error es por exceso, de modo que las impedancias calculadas tienen valores grandes, y no determinan la operación.

### 2.5.4 Algoritmos basados en la selección de las fases falladas

Un método para reducir la carga computacional del procesador consiste en hacer una determinación previa del tipo de falla y, en dependencia del resultado, hacer el cálculo de distancia para el lazo de falla. Este método es el equivalente digital de los relevadores de distancia conmutados, en que un selector de tipo de falla inicia las conmutaciones necesarias para aplicar a un elemento de medición único las señales de entrada correspondientes al tipo de falla.

El análisis del tipo de falla puede hacerse por la detección de cambios en los valores instantáneos de las corrientes, los voltajes, o ambos. En el caso de las corrientes es

conveniente trabajar con las magnitudes incrementales o de falla  $\Delta I$ , que se obtienen de restar la corriente de prefalla a la corriente total de cortocircuito.

El proceso de selección del tipo de falla introduce un retardo de tiempo previo a la ejecución del cálculo de distancia, lo que afecta la velocidad de operación del relevador. Este es el precio que se paga por la reducción de la carga computacional con respecto al método basado en el cálculo de todas las distancias. De hecho, esta es también una desventaja de los relevadores analógicos de distancia conmutados.

Los algoritmos de selección del tipo de falla dan buenos resultados para la mayor parte de los cortocircuitos, en que hay cambios pronunciados en las corrientes y voltajes de las fases falladas. En aquellos cortocircuitos en los que esos cambios no son apreciables, el algoritmo puede fallar. Para estos casos es recomendable incluir en el programa cierta lógica, que inicie el cálculo de la distancia para todos los lazos de falla cuando ha transcurrido cierto tiempo y no se tiene identificado el tipo de cortocircuito. Esto introduce un retardo adicional, que se suma al tiempo perdido en el intento de clasificar la falla, por lo que el tiempo de operación aumenta considerablemente. Sin embargo, este caso se presenta solamente para fallas lejanas o de alta impedancia, de valores de corriente reducidos, que por lo general no comprometen la estabilidad del sistema.

En estos algoritmos por lo general se incluyen también funciones de detección de fallas, de modo que el programa se ejecute solamente cuando hay un cortocircuito; el resto del tiempo el procesador puede estar realizando otras tareas, como las de medición y control. También es necesario prever los criterios de interrupción del proceso de cálculo, para los casos de cortocircuitos eliminados por acción de otras protecciones.

### **2.5.5 Algoritmos basados en ecuaciones para mediciones polifásicas**

Existen relevadores analógicos polifásicos de distancia que basan su funcionamiento en la determinación del cumplimiento de un conjunto de ecuaciones fasoriales, válidas para todos los tipos de fallas. Estas ecuaciones incluyen una característica de operación inherente, generalmente de tipo circular. La versión digital de estos relevadores consiste en estimar los fasores de voltaje y corriente por alguno de los algoritmos basados en modelos de las señales,

y sustituir estos valores en las ecuaciones correspondientes. La velocidad y precisión del relevador están dadas por las características del algoritmo de identificación de parámetros. Estos algoritmos presentan una carga computacional menor que los basados en el cálculo de la distancia para todos los lazos de falla.

Se ha propuesto también [18,45] un algoritmo de componentes simétricas para protección de distancia, que en un solo cálculo determina un indicador de la distancia eléctrica a la falla. Este algoritmo demanda más capacidad de cómputo que el basado en la selección del tipo de falla, pero es más rápido. La característica en el plano complejo es circular, y está determinada en forma inherente por la ecuación básica del algoritmo, lo que constituye una limitación práctica. Otros algoritmos relacionados con componentes simétricas responden a magnitudes de secuencia negativa [62] o cero [49].

## 2.6 ARQUITECTURA DE UN RELEVADOR DIGITAL DE DISTANCIA

La arquitectura de un relevador digital de distancia se muestra mediante el diagrama de bloques de la Figura 2.7. Al relevador llegan señales analógicas provenientes de los transductores primarios de corriente y potencial, y señales discretas, que reflejan el estado de interruptores, cuchillas y otros relevadores. Esas señales reciben un procesamiento en los subsistemas de entradas analógicas y de entradas discretas, respectivamente, antes de ser aplicadas a la microcomputadora, que constituye el elemento principal del relevador. Las señales analógicas pasan adicionalmente por un proceso de conversión análogo-digital (interfaz A/D) antes de entrar a la unidad central de procesamiento de la microcomputadora. Las señales discretas de salida del relevador reciben procesamiento en el subsistema de salidas discretas, que generalmente incluye relevadores electromecánicos auxiliares para proveerlo de salidas de tipo contacto. El relevador realiza también la función de señalización de su operación y de su estado funcional mediante elementos de señalización (generalmente de tipo LED) visibles en su exterior. La mayoría de los relevadores digitales dispone también de capacidad de comunicación con otros equipos digitales, mediante puertos de tipo serie y paralelo.

El subsistema de señales analógicas de un relevador digital tiene las funciones siguientes:

- a) Acondicionar las señales de voltaje y corriente provenientes de los transductores primarios a voltajes adecuados para la conversión análogo-digital.
- b) Brindar aislamiento eléctrico a los circuitos electrónicos del relevador con respecto a los circuitos de entrada.
- c) Proteger al relevador contra sobrevoltajes transitorios inducidos en los conductores de entrada por switcheos o descargas atmosféricas y otros procesos transitorios en el sistema primario o en los circuitos secundarios del esquema de protección.
- d) Realizar el filtrado analógico pasabajos o filtrado *anti-aliasing* de las señales analógicas de entrada.

El subsistema de entradas discretas tiene las funciones de acondicionar las señales para su aplicación al procesador (lo que puede incluir una fuente de alimentación auxiliar para censar el estado de los contactos), proveer el aislamiento eléctrico necesario entre las entradas y los circuitos electrónicos, y proteger al relevador contra sobrevoltajes transitorios.

En la interfaz análogo-digital se llevan a cabo los procesos de muestreo y conversión análogo-digital de las señales analógicas. El reloj de muestreo (Figura 2.8) genera pulsos de corta duración y de una cierta frecuencia, que marcan los instantes de muestreo; en cada intervalo se hace la conversión del valor instantáneo de la señal analógica a una palabra digital, que queda disponible para el procesador.

En realidad se hace más de una conversión en cada muestreo, ya que el relevador de distancia tiene varias señales analógicas de entrada (típicamente tres voltajes y tres corrientes); existen diferentes alternativas para realizar estas conversiones. Una es el multiplexado analógico de las señales de entrada y su aplicación secuencial a un convertidor análogo-digital (Figura 2.8(a)); si se desea que las muestras sean simultáneas, el proceso de conversión y transmisión de cada señal al procesador debe de ser muy rápido. Una segunda opción es hacer el muestreo de cada señal por separado en forma simultánea, y retener los valores de las muestras para su conversión y transmisión al procesador con velocidad relativamente baja

(Figura 2.8(b)). Esta es la alternativa más utilizada en la actualidad. Una tercera variante es utilizar convertidores análogo-digitales independientes en los distintos canales de entrada (Figura 2.8(c)), lo que implica un esquema más costoso.

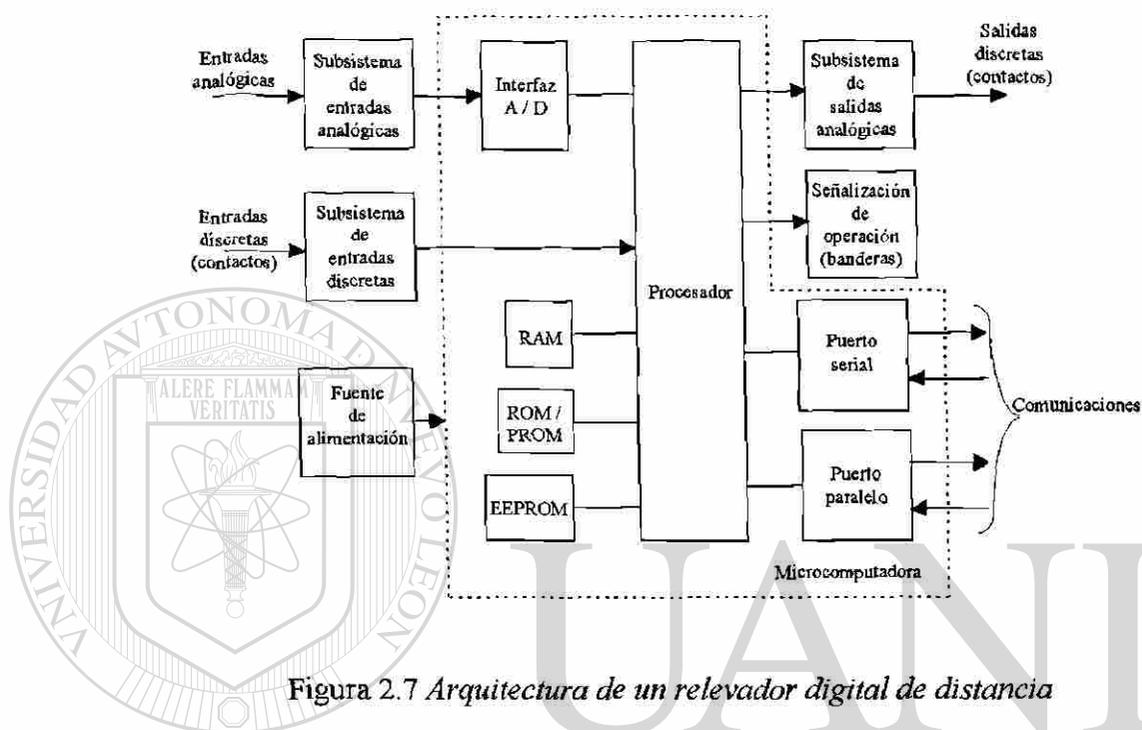


Figura 2.7 Arquitectura de un relevador digital de distancia

El procesador del relevador digital (Figura 2.7) es el encargado de ejecutar los programas de protección, controlar diversas funciones de tiempo, y realizar tareas de autodiagnóstico y de comunicación con los periféricos. En el relevador se requieren distintos tipos de memorias; la memoria de acceso aleatorio (RAM) es necesaria como buffer para almacenar temporalmente los valores de las muestras de entrada, acumular resultados intermedios de los programas de protección, y almacenar datos a ser guardados posteriormente en memoria no volátil. Los programas del relevador se guardan en memorias de lectura solamente, de tipos no programable (ROM) o programables (PROM), y se ejecutan directamente desde allí (en algunas ocasiones), o se cargan inicialmente a memorias RAM para su ejecución posterior. Los parámetros de ajuste del relevador y otros datos importantes que no varían con gran frecuencia se almacenan en memorias tipo PROM borrables (EPROM) o eléctricamente borrables (EEPROM).

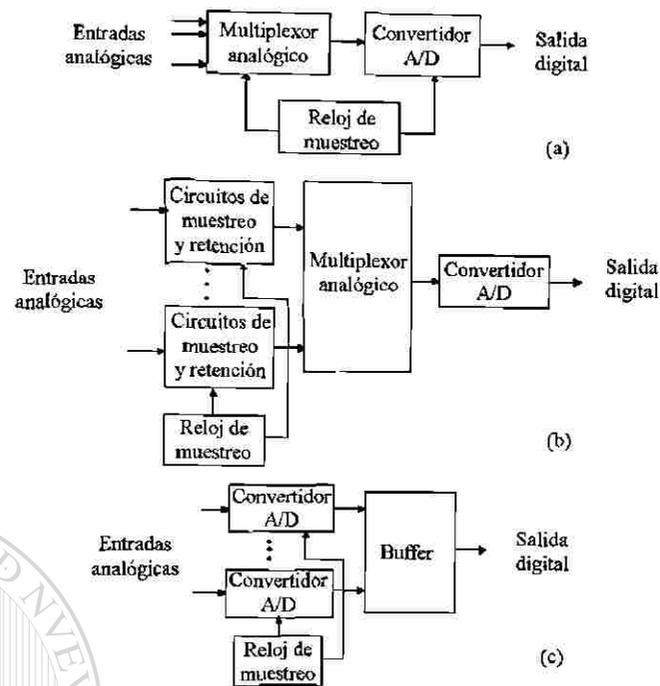


Figura 2.8 Alternativas para el proceso de muestreo y conversión analógico-digital en un relevador de distancia

Un aspecto importante de un relevador digital es su capacidad de comunicación. Las interfaces de comunicación serie (Figura 2.7) permiten el intercambio de información remota fuera de línea con el relevador para tareas de asignación de valores de parámetros de ajuste y de lectura de registro de fallas o de datos de ajustes, entre otras. Para el intercambio de información de tiempo real es necesario disponer de una interfaz de comunicación paralela.

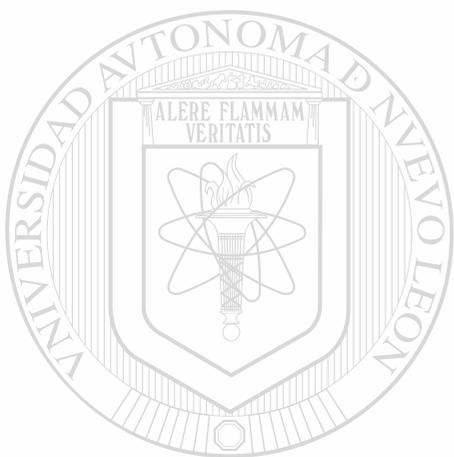
El subsistema de salidas discretas (Figura 2.7), procesa la información de un puerto paralelo de salida del procesador, consistente en una palabra digital en que cada bit puede ser utilizado para definir el estado de un contacto de salida. Debe existir acoplamiento óptico entre este puerto y el relevador auxiliar o tiristor de salida del relevador.

El relevador digital debe contar con una fuente de alimentación independiente (Figura 2.7), generalmente de tipo conmutado, que puede conectarse a la batería de acumuladores de la subestación, y producir los voltajes de corriente directa necesarios para los circuitos del relevador (valores típicos de 5V y  $\pm 15V$ ).

## 2.7 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. Los relevadores de distancia pueden estimar la distancia eléctrica hasta el punto de cortocircuito por dos métodos: a) medición de una impedancia aparente, dada por el cociente voltaje/corriente; b) estimación directa de los parámetros de la línea fallada.
2. Los relevadores analógicos de distancia se basan en la comparación de amplitud o de fase de dos o más señales eléctricas. La comparación de dos señales permite obtener características de operación circulares o lineales en el plano complejo de impedancia. Para obtener características elípticas es necesario utilizar un comparador de amplitud de tres señales de entrada. Las características poligonales pueden obtenerse con esquemas de varios relevadores, con varios comparadores de fase de dos señales de entrada, o con un comparador de fase de más de dos señales de entrada.
3. Los esquemas trifásicos analógicos de protección de distancia pueden conformarse con relevadores monofásicos (un mínimo de seis), o con uno o dos relevadores trifásicos. Los relevadores trifásicos de distancia pueden obtenerse mediante: a) utilización de un selector de tipo de falla y un elemento monofásico de medición de distancia; b) comparación de fase o de amplitud de dos señales, que incluyen magnitudes totales y componentes simétricas de voltaje y corriente; c) comparación de fase de más de dos señales, que incluyen magnitudes totales y componentes simétricas de voltaje y corriente.
4. 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).
5. 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.

6. 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. Los métodos (b) y (c) se desarrollaron como consecuencia de la limitada capacidad de los primeros procesadores digitales. Los procesadores actuales permiten utilizar el método (a), que es superior a los restantes en velocidad de operación y selectividad.



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

# CAPITULO 3

## FILTRADO DE SEÑALES PARA PROTECCIÓN DE DISTANCIA

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Las señales de entrada a los relevadores de protección están contaminadas con diferentes tipos de ruidos, que hacen necesario un filtrado adecuado para extraer la información útil. En los relevadores electromecánicos el filtrado se logra en forma inherente, dada la inercia de su respuesta y el retardo de tiempo resultante. La mayor velocidad de operación de los relevadores estáticos hace necesario considerar explícitamente el filtrado en el diseño del relevador; en los relevadores estáticos analógicos el filtrado es necesariamente analógico, en los digitales pueden combinarse variantes analógicas y digitales de filtrado de señales.

Los relevadores digitales tienen una alta velocidad de operación y son aplicables a sistemas eléctricos de gran complejidad en los que los disturbios originan señales ruidosas, en presencia de las cuales el relevador debe discriminar correctamente el tipo y la localización de la falla. Esto impone requerimientos muy elevados a los filtros analógicos y digitales en el relevador.

En este capítulo se analiza el problema del filtrado digital de señales para relevadores de distancia. Se caracterizan las señales de entrada a los relevadores, se presentan brevemente los problemas que el efecto *aliasing* puede introducir en el muestreo de las señales y su posible solución mediante el filtro *anti-aliasing*, y se describen los algoritmos de filtrado digital objeto de estudio en el presente trabajo.

### 3.2 SEÑALES DE ENTRADA A LOS RELEVADORES DE PROTECCIÓN

Las fuentes de ruido de las señales de entrada a los relevadores son el sistema protegido y los diferentes elementos del esquema de protección [76]. La presencia de inductancia serie en el sistema genera componentes aperiódicas de naturaleza exponencial en la corriente y, en menor medida, en el voltaje, con constantes de tiempo del orden de decenas y hasta cientos de milisegundos.

El efecto capacitivo paralelo da lugar a oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia, que pueden ser hasta de unos 10 kHz para redes modeladas con parámetros concentrados, y del orden de decenas y cientos de kHz para líneas que se comportan como redes con parámetros distribuidos. La compensación serie capacitiva en líneas de transmisión puede provocar oscilaciones de frecuencias inferiores a la del sistema (60 Hz), pero cercanas a ella para niveles altos de compensación. Una forma aproximada para determinar el valor de la frecuencia de las componentes generadas por la compensación serie capacitiva [76], es:

$$f_{osc} \cong \sqrt{X_{com}}$$

donde  $f_{osc}$  es la frecuencia de la oscilación producida por la compensación serie capacitiva, expresada en por unidad con respecto a la frecuencia del sistema;  $X_{com}$  es la reactancia capacitiva de compensación, expresada en por unidad con respecto a la reactancia de la línea. Así por ejemplo, para una línea que tenga un 50% de compensación serie (es decir,  $X_C = 1/2 X_L$ ), la frecuencia de oscilación será del orden del 70% ( $\sqrt{0.5} = 0.7071$ ) de la frecuencia del sistema; la cercanía entre estos valores complica considerablemente el problema de filtrado.

Fuentes de armónicas en el sistema primario pueden ser cargas de naturaleza no-lineal, tales como equipos electrónicos de potencia, transformadores de potencia y la resistencia del arco en las fallas, entre otras.

Entre los elementos del esquema de protección, los transformadores de corriente y de potencial son una fuente importante de error. Pueden aportar componentes transitorias aperiódicas (exponenciales) y oscilatorias, así como armónicas, a las señales de entrada a los relevadores. Adicionalmente, los divisores de potencial capacitivos originan componentes

transitorias de baja frecuencia de naturaleza sobreamortiguada, que se asemejan a las componentes aperiódicas exponenciales.

Por otro lado, el procesamiento analógico de información que se lleva a cabo en un relevador digital es otra fuente de error. En este aspecto contribuyen los transductores internos de corriente y potencial, el filtro *anti-aliasing* y el proceso de conversión analógico-digital de las señales.

Estas fuentes de error tienen para el relevador un carácter estocástico, por lo que el filtrado digital de señales para funciones de protección debe analizarse como un proceso de estimación de parámetros de las señales de entrada al relevador [44,50].

### 3.3 REQUERIMIENTOS DE FILTRADO DE SEÑALES EN LOS RELEVADORES DE DISTANCIA

Los requisitos a cumplir por los filtros para relevadores de protección dependen del principio de protección y del área de aplicación.

En relevadores de onda viajera [18,22,40] las componentes de la frecuencia del sistema son la interferencia, y las componentes transitorias son la información. Estas señales se obtienen haciendo uso de filtros pasa-altos, que permiten el paso de las componentes de alta frecuencia y rechazan las componentes de baja frecuencia. El desarrollo de relevadores digitales de onda viajera ha estado limitado por el hecho de que se requieren frecuencias de muestreo muy altas, lo que implica la necesidad de procesadores de alta capacidad de cálculo.

En la mayoría de los relevadores las componentes de frecuencia del sistema son la información, y cualquier otra componente es una interferencia [76]. Existen casos de relevadores que utilizan ciertas armónicas como información adicional; tal es el caso de la protección diferencial de transformadores con retención por armónicas [9].

Los relevadores de distancia miden valores de impedancia, la cual está definida a un valor de frecuencia dado (en nuestro caso 60 Hz); por esta razón, los filtros para los relevadores de distancia deben preservar solamente las componentes de frecuencia fundamental.

El filtrado de los relevadores de sobrecorriente debe también preservar la componente fundamental y rechazar las componentes restantes por dos razones primordiales: a) el comportamiento del sistema de potencia se modela a la frecuencia fundamental en los programas de análisis de fallas; b) los relevadores tienen que coordinar; si determinados relevadores miden componentes diferentes de la corriente de cortocircuito, y si se ajustan en base a su comportamiento a la frecuencia fundamental, no existe garantía de que estos relevadores conserven la coordinación en todas las condiciones de operación posibles.

### 3.4 MUESTREO DE SEÑALES

La información de entrada a los relevadores digitales es analógica, y debe ser muestreada y convertida a digital para su ulterior procesamiento. Existen diferentes métodos de muestreo de señales analógicas que se han utilizado en relevadores digitales [44,50,84]; entre ellos se pueden mencionar: a) tomar muestras con espaciamiento uniforme durante todo el ciclo de la señal (ver Figura 3.1), siendo esta variante la más utilizada en relevadores digitales; b) muestrear con alta frecuencia durante parte del ciclo, detener el muestreo para procesar los datos, y reanudarlo posteriormente; c) muestrear con baja frecuencia en régimen normal del sistema, y conmutar a una frecuencia mayor en caso de falla.

En la variante de muestreo con espaciamiento uniforme durante todo el ciclo de la señal existen dos alternativas: muestreo uniforme en tiempo o en ángulo. En el muestreo uniforme en tiempo el intervalo de tiempo entre muestras  $\Delta t$  es constante, es decir, la frecuencia de muestreo  $f_m$  es constante; también se conoce como muestreo asincrónico, y es el más utilizado hasta el momento (ver Figura 3.1(a)). En el muestreo uniforme en ángulo es constante el ángulo de separación entre muestras  $\theta = \omega_o \Delta t$ , donde  $\omega_o$  es la frecuencia angular de la señal (Figura 3.1(b)); en este caso el muestreo está sincronizado con el cruce por cero de la señal, lo que implica detectar ese cruce por cero. De lo anterior resulta que, si varía la frecuencia  $\omega_o$  de la señal, es necesario modificar el valor de  $\Delta t$  y, por lo tanto, el de  $f_m$ . Este inconveniente práctico reduce la aplicación del muestreo constante en ángulo o muestreo sincrónico a aquellos casos en que la naturaleza del problema lo requiere.

Un concepto importante en el muestreo de señales es el de *ventana de datos*, que es el intervalo limitado de observación de la señal [59,64]. Debido a que el contenido espectral de una señal sólo puede determinarse perfectamente sobre un intervalo infinito de tiempo, la ventana limita la resolución espectral en el dominio de la frecuencia. Desde el punto de vista del procesamiento digital, en cada momento solamente existe la porción del evento contenido en la ventana de observación. Si la ventana no es lo suficientemente grande como para conformar una imagen adecuada del proceso, el resultado puede ser erróneo.

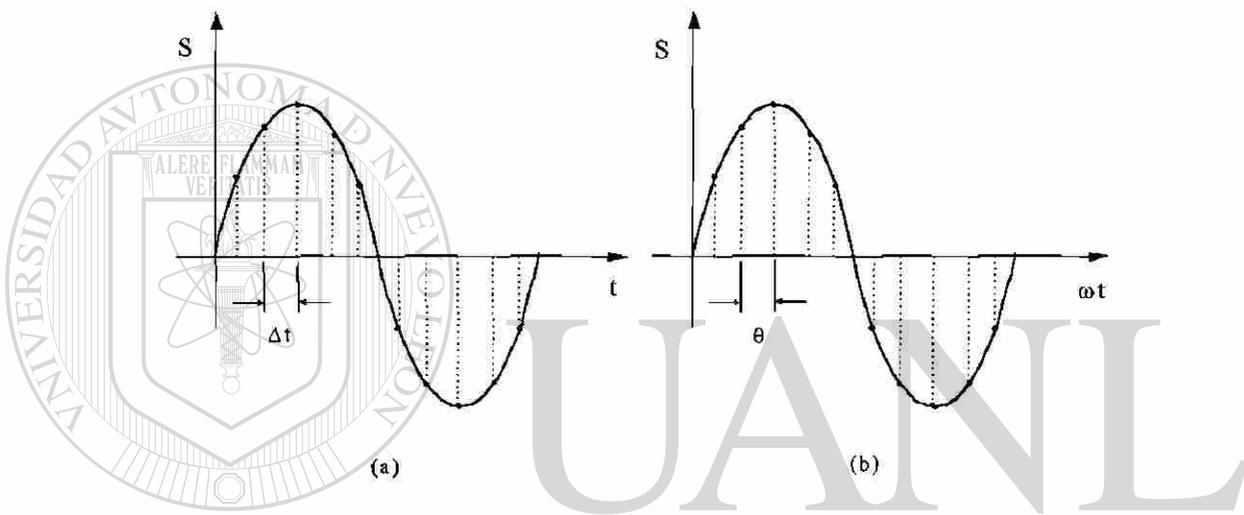


Figura 3.1 Muestreo de señales analógicas

En la Figura 3.2 [78] se ilustra el concepto de ventana de datos. Se representa una ventana de un cuarto de ciclo de longitud, equivalente a tres muestras para una frecuencia de muestreo de 12 muestras por ciclo, aplicada a una señal de voltaje. La señal tiene una discontinuidad, ocasionada por la presencia de una falla; se considera que la señal es limpia, es decir, no presenta ningún tipo de contaminación en el estado de falla, con el fin de concentrar la atención en el concepto de ventana de datos.

Se puede observar (Figura 3.2) que la ventana A contiene solamente datos de prefalla y la ventana D está llena con puros datos de falla; por el contrario, las ventanas B y C contienen datos de prefalla y falla simultáneamente. Una decisión tomada con las ventanas A y D da resultados correctos, pero los resultados correspondientes a las ventanas B y C carecen de significado. Cuando la ventana de datos está cruzando por el punto de discontinuidad de la

señal provocado por la falla, el filtro está en un estado transitorio, en que todavía tiene presente la información de prefalla, y ya está procesando información del estado de falla. Esto demuestra la necesidad de un método para detectar que la ventana de datos está cruzando por el punto de discontinuidad y evitar que el relevador tome una decisión de disparo basada en un cálculo incorrecto. Del análisis anterior se deduce que, para tomar una decisión de disparo, el relevador debe esperar como mínimo un tiempo igual al de la longitud de ventana; esto conduce a la conclusión de que, cuanto más pequeña sea una ventana de datos, más rápidamente se llenará con datos que corresponden al estado de falla, con lo que se pueden tomar decisiones de disparo en menor tiempo.

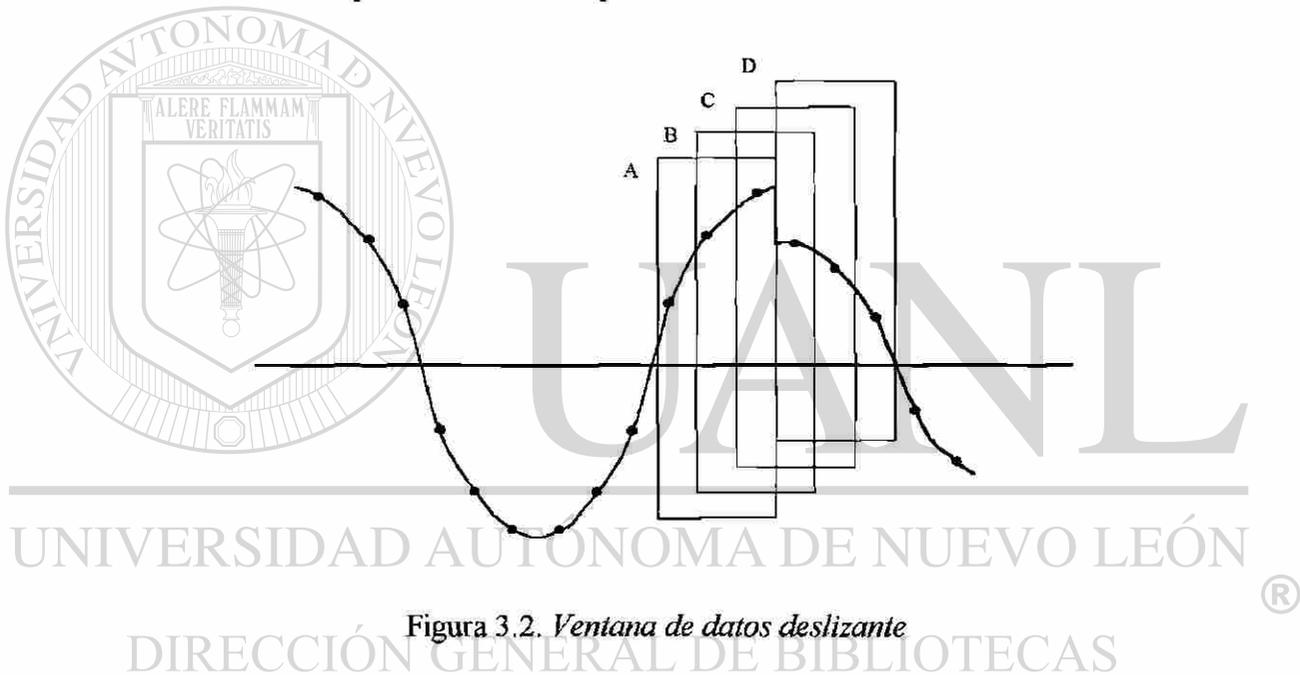


Figura 3.2. *Ventana de datos deslizante*

Sin embargo, como se vio en la sección 3.2, las señales de entrada a los relevadores durante fallas presentan diferentes tipos de ruidos y, como se demostrará en los Capítulos 4 y 6, la capacidad de un algoritmo para rechazar las señales de frecuencia no fundamental es función de la longitud de la ventana de datos. Es decir, un algoritmo de ventana corta cruza rápidamente por el punto de discontinuidad, pero su respuesta en el estado de falla puede demorar mucho en converger a los valores correctos por efecto del ruido presente. Esto es una manifestación de la relación de naturaleza inversa que existe entre velocidad y precisión en el procesamiento de información, que se refleja también en los relevadores de protección.

En general, la reducción de la longitud de la ventana de datos aumenta la velocidad de operación del relevador, pero sacrifica su precisión y, en consecuencia, deteriora su respuesta ante señales contaminadas con ruido. 1

El efecto de la ventana de datos sobre el espectro de frecuencia de la señal está dado por el hecho de que ese espectro es la convolución del espectro verdadero de la señal con la transformada de Fourier de la función de ventana. En la Figura 3.3(a) se representa gráficamente el efecto de observar una señal sinusoidal de frecuencia  $f_0$  (su espectro real es un impulso en  $f=f_0$ ) a través de una ventana rectangular de longitud  $T_v$ , el espectro presenta un lóbulo principal, de ancho  $2/T_v$ , y lóbulos laterales de amplitudes progresivamente decrecientes. La reconstrucción de la señal sinusoidal a partir de ese espectro es tanto más exacta, cuanto más estrecho sea el lóbulo principal, y cuanto menores sean los lóbulos laterales. En la Figura 3.3(b) se puede observar que la disminución de la longitud de ventana empeora la resolución, pues se ensancha el lóbulo principal y crecen las amplitudes de los lóbulos laterales. Este resultado es una manifestación del principio de incertidumbre de la teoría de información ( $\Delta t \Delta f > 1$ ), según el cual la observación de un fenómeno a través de una ventana finita  $\Delta t$  limita la información espectral obtenible a  $\Delta f = 1/\Delta t$  [59,64].

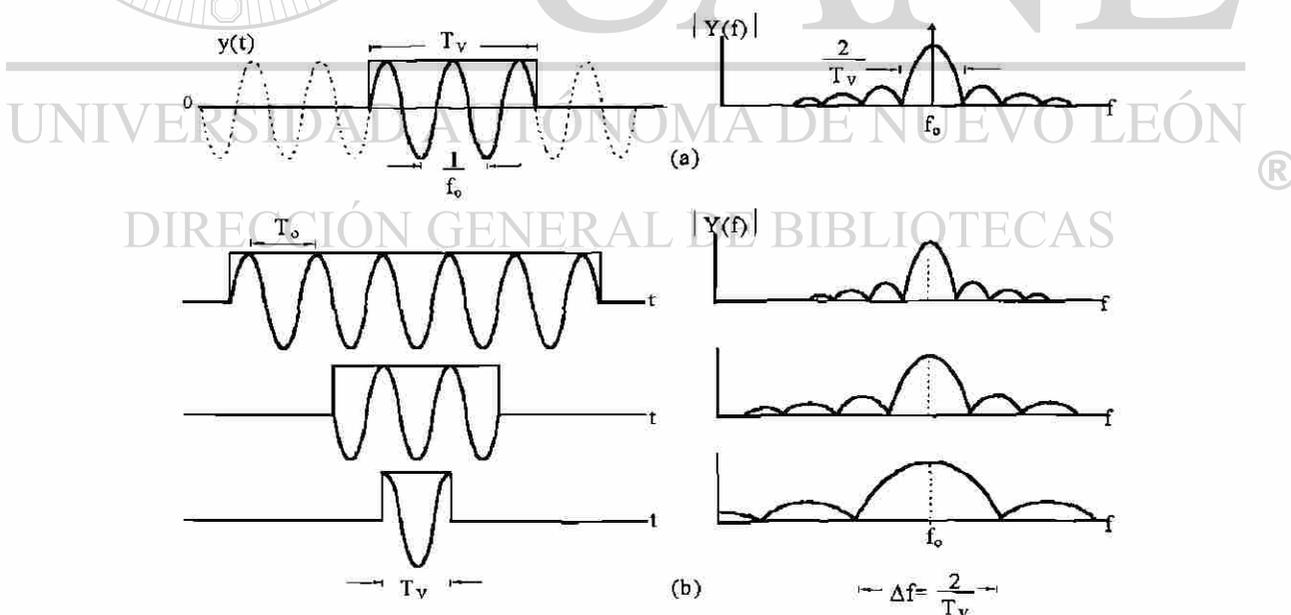


Figura 3.3 Efecto de la ventana de datos sobre el espectro de la señal observada

### 3.5 FILTRADO ANALÓGICO ANTI-ALIASING

El proceso de transformación de una señal del dominio analógico al dominio digital, requiere un muestreo a intervalos discretos de tiempo, lo cual limita el intervalo de frecuencia de la información espectral que puede ser determinada. La selección de la frecuencia de muestreo debe hacerse en base al espectro de frecuencia de la señal analógica, ya que la componente de frecuencia más alta que se puede identificar corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo, que es la denominada frecuencia de Nyquist [59,64].

La limitación de las componentes que pueden ser identificadas para una frecuencia de muestreo dada, implica la necesidad de un filtrado analógico previo (filtrado *anti-aliasing*) que elimine las componentes de frecuencias iguales o superiores a la de Nyquist, para evitar errores de estimación. Las componentes de ruido de alta frecuencia que no sean eliminadas por filtrado previo, dan lugar a un efecto conocido como efecto *aliasing*, que es la causa de esos errores.

En la Figura 3.4 [62] se presentan los conceptos básicos del efecto *aliasing*. En la Figura 3.4(a) se muestra una señal analógica de frecuencia fundamental  $f_o$  en el tiempo y su espectro de frecuencia; a partir de la representación de la señal en uno de los dominios, puede obtenerse la correspondiente al otro dominio. Esto significa que la señal puede ser completamente reconstruida en el dominio del tiempo si se dispone de la información espectral en el dominio de la frecuencia.

Cuando la señal es muestreada (Figura 3.4(b)), en su espectro de frecuencia aparecen réplicas (*alias*) del espectro original, para los valores de frecuencia:  $f_m \pm f_o$ ,  $2f_m \pm f_o$ ,  $3f_m \pm f_o$ , ... (en la Figura 3.4(b) se muestra solamente la réplica correspondiente a  $f_m - f_o$ ). En esta situación aún es posible reconstruir la señal a partir de su espectro de frecuencia; para ello es necesario utilizar un filtro pasa-bajos, con una frecuencia de corte comprendida entre  $f_o$  y  $f_m - f_o$ , de modo que se eliminen las réplicas del espectro y quede solamente el espectro original.

La disminución de la frecuencia de muestreo (ver Figura 3.4(c) acerca la réplica al espectro original, y puede llegarse al caso en que se traslapen (Figura 3.4 (d)), lo que ocurre para:

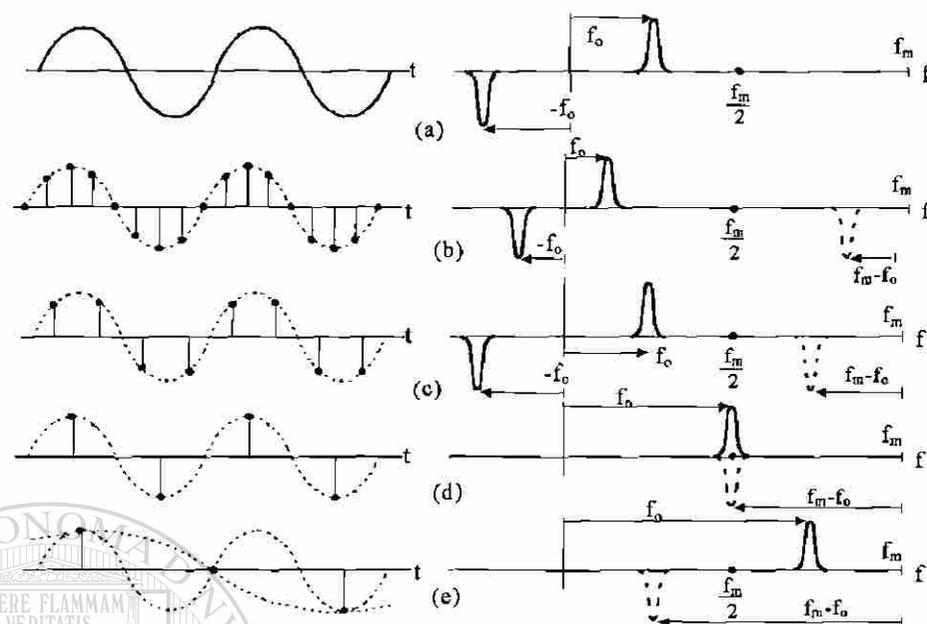


Figura 3.4 Ilustración del efecto aliasing

$$f_o = f_m - f_o$$

$$f_m = 2f_o$$

En esta condición ya no es posible recuperar por filtrado la señal original, pues su espectro resulta distorsionado por efecto de la réplica; en esto consiste el efecto denominado *aliasing*. Para una frecuencia de muestreo aún más baja (Figura 3.4(c)), la réplica penetra en el intervalo de frecuencia fundamental  $[-f_o < f < f_o]$ , y la señal recuperada por filtrado es errónea; en este caso una señal ficticia de frecuencia  $f_m - f_o < f_o$  (correspondiente a la réplica del espectro de la señal continua original) puede también ajustarse a los valores de las muestras (ver Figura 3.4(e)).

Para evitar el efecto *aliasing* en el muestreo de señales es necesario seguir dos reglas básicas: a) la frecuencia de muestreo  $f_m$  debe ser como mínimo el doble de la frecuencia más alta que se desea identificar en la señal; b) las componentes de frecuencias superiores a  $f_m/2$  presentes en la señal (que constituyen ruido y pueden provocar efecto *aliasing*) deben ser eliminadas por un filtro pasa-bajos (filtro *anti-aliasing*) antes del muestreo.

### 3.6 FILTRADO DIGITAL

El filtrado digital puede ser tratado como un proceso de estimación de parámetros [44, 50], en que a partir de las muestras de las señales se forman estimados de determinados parámetros. En el caso de las funciones de protección digital, un microprocesador ejecuta algoritmos de filtrado sobre las muestras de los voltajes y/o corrientes para producir estimados de los parámetros de interés para esas funciones.

Los algoritmos de filtrado digital para protección pueden ser clasificados en dos categorías: a) algoritmos basados en modelos de las señales de entrada (voltajes o corrientes); b) algoritmos basados en modelos del sistema protegido. En los primeros, el parámetro de interés para protección está contenido en la descripción de la señal. Los parámetros a estimar pueden ser: el valor máximo o eficaz de una corriente sinusoidal para protección de sobrecorriente; la componente de frecuencia fundamental de los fasores de voltaje y corriente para relevadores de distancia; las magnitudes de armónicas en la forma de onda de la corriente para función de retención en la protección diferencial de transformadores; la frecuencia fundamental de una señal periódica para un relevador de frecuencia. Los algoritmos del segundo tipo se basan en el modelo R-L serie de la línea fallada y estiman los parámetros R y L. Para ello se resuelve un sistema de ecuaciones formadas a partir de la ecuación diferencial lineal de primer orden de la línea.

Los filtros digitales para estimación de parámetros pueden dividirse en dos tipos: a) filtros no recursivos o de respuesta finita al impulso (FIR), cuya señal de salida depende de una historia finita en tiempo de la señal de entrada; b) filtros recursivos o de respuesta infinita al impulso (IIR), cuya salida depende de toda la historia previa de la señal de entrada. La variante digital da la opción de seleccionar entre filtrado de respuesta finita al impulso y filtrado de respuesta infinita al impulso, mientras que los filtros analógicos están limitados al filtrado IIR.

Los filtros FIR tienen ventajas sobre los IIR en la aplicación a funciones de protección por dos razones:

1. Los filtros FIR olvidan rápidamente las condiciones de prefalla, y trabajan en el análisis de las señales correspondientes a la falla. Una vez que el filtro está lleno de datos de falla, sus fasores estimados de voltaje y corriente de falla no son afectados por los datos de prefalla.
2. Los filtros FIR tienen ceros naturales en su respuesta a la frecuencia, los que se pueden colocar por diseño donde sea más conveniente, es decir en la frecuencia cero (componente de corriente directa) y las armónicas; con esta propiedad se pueden retener las armónicas deseadas y rechazar las restantes sin grandes dificultades.

El estudio realizado en este trabajo está encaminado al análisis de los algoritmos de filtrado digital para protección de distancia basados en modelos de las señales de entrada, que es en esencia un filtrado en la frecuencia. Se estudian solamente los filtros FIR, por sus ventajas para funciones de protección.

El filtrado en la frecuencia o de estimación de parámetros de señales eléctricas se basa en la función llamada convolución. Para un sistema lineal invariante en el tiempo y causal, la salida  $y(t)$  puede expresarse a partir de la señal de entrada  $x(t)$  y de una función  $g(\tau)$ , según:

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (3.1)$$

donde  $g(\tau)$  es la respuesta al impulso del sistema lineal, equivalente a su señal de salida para una función tipo impulso unitario aplicada a su entrada. La función impulso unitario es aquella que es igual a cero para todo  $t$ , excepto para  $t=0$ , en que su valor tiende a infinito, y cuya integral entre  $-\infty$  y  $+\infty$  tiene valor unitario.

El problema clásico del filtrado lineal de señales consiste en determinar la respuesta al impulso  $g(\tau)$  necesaria en el filtro, para que la señal de salida  $y(t)$  se aproxime lo más posible a la componente de frecuencia de  $x(t)$  que se desea obtener. En filtros analógicos existen limitaciones para lograr la función  $g(\tau)$  requerida en algunos casos.

El filtrado digital FIR se basa en la aproximación discreta de la convolución como:

$$y_n = \sum_{k=1}^K a_k x_{n-k} \quad (3.2)$$

donde  $K$  es el valor del número total de muestras procesadas y  $a_k$  es el conjunto de los coeficientes del filtro, que representan los valores de su respuesta al impulso  $g(t)$  correspondientes a los instantes de muestreo.

La ecuación (3.2) permite calcular el valor instantáneo discreto de la señal filtrada  $y_n$  a partir de los últimos  $K$  valores de la señal de entrada, lo cual constituye una ventana de  $K$  muestras de longitud. La ventana de datos es deslizante, ya que cada vez que entra una nueva muestra se desecha la más antigua, y se calcula un nuevo valor de la señal de salida (ver Figura 3.2).

Los tipos de filtros FIR que se han desarrollado para funciones de protección digital son los de Fourier [12,16,26,57] (los más difundidos), los de Walsh [15,19,31,76], y los de correlación [44,50,52,76], también conocidos como recursivos de Fourier. Los filtros de mínimos cuadrados [13,30,74] y los de Kalman [35,37,38,39,43,48,69,71,72] no han tenido aplicación práctica hasta el momento. El presente trabajo está dedicado a los filtros de Fourier y a los filtros de Walsh, los cuales se describen a continuación.

### 3.7 ALGORITMOS DE FOURIER

Los algoritmos de Fourier para el filtrado digital [57] se basan en un caso particular de (3.1), en el cual la función  $g(\tau)$  toma la forma de una exponencial de exponente imaginario. Así por ejemplo, para la obtención de la componente fundamental de  $x(t)$  se tiene:

$$y(t) = \int_0^t x(t - \tau) e^{j\omega_0 \tau} d\tau \quad (3.3)$$

Desarrollando (3.3) por medio de la identidad de Euler, se pueden obtener las componentes ortogonales del fasor que representan a  $y(t)$  (componente fundamental de  $x(t)$ ), como:

$$Y_c = \int_0^T x(t) \cos(\omega_0 t) dt \quad (3.4)$$

$$Y_s = \int_0^T x(t) \text{sen}(\omega_0 t) dt \quad (3.5)$$

donde  $T$  es el período de observación de la señal de entrada, que debe ser un múltiplo del período de la frecuencia fundamental  $\omega_0$ .

### 3.7.1 Filtro de Fourier

Las formas discretas de (3.4) y (3.5) constituyen el algoritmo de Fourier para el filtrado digital de la componente fundamental. Para una ventana de datos de un ciclo y un número par  $K$  de muestras por ciclo, se obtiene:

$$Y_c^{(i)} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K x_k \cos(k\theta) \quad (3.6)$$

$$Y_s^{(i)} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K x_k \sen(k\theta) \quad (3.7)$$

donde  $\theta$  es el ángulo de frecuencia fundamental entre muestras ( $\theta = \omega_0 \Delta t$ ), e  $i$  es el número de orden de la muestra que caracteriza a la ventana de datos cuya información se ha procesado.

El módulo y el ángulo del fasor correspondiente a la ventana de datos centrada en la muestra  $i$  están dados por:

$$|Y^{(i)}| = \sqrt{[Y_c^{(i)}]^2 + [Y_s^{(i)}]^2} \quad (3.8)$$

$$\varphi^{(i)} = \arctan \frac{Y_s^{(i)}}{Y_c^{(i)}} = \arctan \left( \frac{Y_s}{Y_c} \right) - \theta i \quad (3.9)$$

Es decir, el fasor calculado tiene la magnitud correcta, pero gira a medida que la ventana de datos se desplaza con respecto a la señal. Esta rotación del fasor no afecta en relevadores de una señal de entrada, donde sólo interesa la magnitud, o en los que responden al cociente de dos fasores, como en los relevadores de distancia. En ciertas aplicaciones, sin embargo, puede ser necesario corregir la rotación.

En general, con una ventana de datos de un ciclo y  $K$  muestras por ciclo (siendo  $K$  par) es posible determinar por Fourier un total de  $K/2-1$  armónicas. Las componentes ortogonales del fasor correspondiente a la  $m$ -ésima armónica están dadas por:

$$Y_c^{(i)}(m) = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K x_k \cos(mk\theta) \quad m = 1, 2, \dots, \frac{K}{2} - 1 \quad (3.10)$$

$$Y_s^{(i)}(m) = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K x_k \sin(mk\theta) \quad m = 1, 2, \dots, \frac{K}{2} - 1 \quad (3.11)$$

Como puede apreciarse, el filtro de Fourier está formado por la combinación de dos filtros ortogonales (el Coseno y el Seno), en los que se forman por separado y simultáneamente las componentes real e imaginaria del fasor. Por ello, los cálculos realizados sobre muestras correspondientes a una ventana de datos dan como resultado inmediato las componentes del fasor resultante.

### 3.7.2 Filtro Coseno

Otra alternativa para calcular el fasor es determinar sus componentes real e imaginaria en forma de dos salidas de un filtro simple defasadas un cuarto de ciclo. De esta forma, el fasor correspondiente a una cierta ventana de datos está disponible un cuarto de ciclo después de completarse la información de esa ventana. El filtro Coseno es un filtro simple con respuesta al impulso unitario de carácter cosenoidal; por ejemplo, su versión de un ciclo está dada por (3.6). Se toman dos salidas del filtro defasadas un cuarto de ciclo (equivalente a 90°) para obtener las componentes ortogonales del fasor. Así, el fasor de la componente fundamental correspondiente a una ventana de un ciclo y K muestras por ciclo se obtiene de la forma:

$$|Y^{(i)}| = \sqrt{[Y_c^{(i)}]^2 + [Y_c^{(i-K/4)}]^2} \quad (3.12)$$

$$\varphi^{(i)} = \arctan \frac{Y_c^{(i-K/4)}}{Y_c^{(i)}} \quad (3.13)$$

### 3.7.3 Filtro Seno

El filtro Seno tiene una respuesta senoidal al impulso, y requiere, como en el caso del filtro Coseno, la formación de las componentes del fasor utilizando dos salidas defasadas un

cuarto de ciclo. El fasor estimado por este filtro para la ventana de un ciclo se representa mediante (3.14) y (3.15).

$$|Y^{(i)}| = \sqrt{[Y_s^{(i)}]^2 + [Y_s^{(i-K/4)}]^2} \quad (3.14)$$

$$\varphi^{(i)} = \arctan \frac{Y_s^{(i)}}{Y_s^{(i-K/4)}} \quad (3.15)$$

### 3.8 ALGORITMOS DE WALSH

Los algoritmos de Walsh [15,76] están basados en las funciones del mismo nombre, las cuales son conjuntos de  $N=2^n$  (donde  $n$  es un número entero) funciones ortogonales definidas en el intervalo  $[0,1]$ , que toman solamente los valores  $\pm 1$ . En la Figura 3.5 se representan las primeras ocho funciones de Walsh. En particular,  $w_2(t)$  es la función de Walsh tipo seno (SAL) y  $w_3(t)$  es la función tipo coseno (CAL).

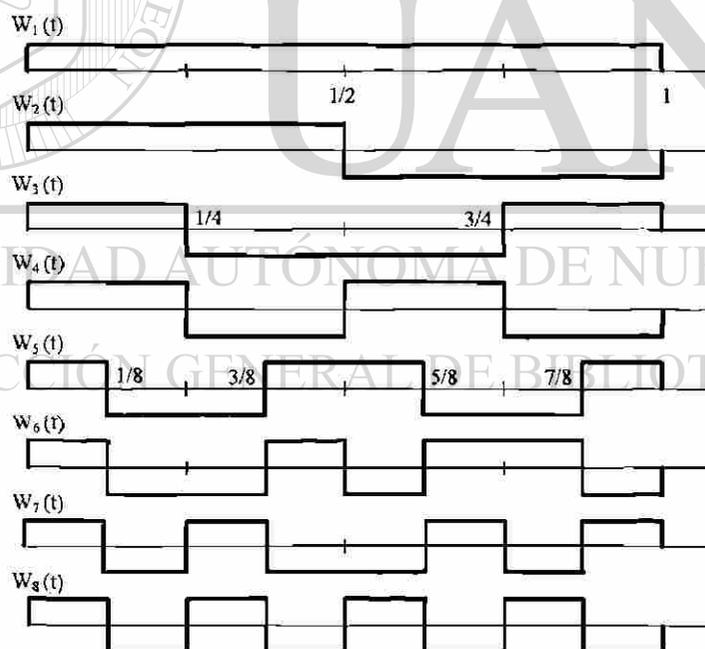


Figura 3.5 Funciones ortogonales de Walsh

### 3.8.1 Filtro de Walsh

La ortogonalidad del par SAL-CAL sugiere su utilización para calcular fasores en la misma forma que se generan con el par Seno-Coseno en el algoritmo de Fourier, es decir:

$$Y_{SAL}^{(i)} = \sum_{k=1}^K x_k w_{2k} \quad (3.16)$$

$$Y_{CAL}^{(i)} = \sum_{k=1}^K x_k w_{3k} \quad (3.17)$$

Un ejemplo del cálculo de las componentes SAL y CAL para cuatro muestras por ciclo se representa en (3.18) y (3.19):

$$Y_{SAL}^{(i)} = x_1^{(i)} + x_2^{(i)} - x_3^{(i)} - x_4^{(i)} \quad (3.18)$$

$$Y_{CAL}^{(i)} = x_1^{(i)} - x_2^{(i)} - x_3^{(i)} + x_4^{(i)} \quad (3.19)$$

Una ventaja de utilizar las funciones de Walsh para el filtrado de señales es que convierten las multiplicaciones por números irracionales de los filtros de Fourier en simples asignaciones de signos a los valores de las muestras, lo que reduce la carga computacional del procesador. Esa ventaja tiene hoy un valor relativo, dada la capacidad de los procesadores disponibles, pero el estudio de los algoritmos de Walsh sigue siendo importante para fines de comparación.

El cálculo del fasor de componente fundamental mediante el filtro de Walsh se hace a partir de:

$$Y^{(i)} = \sqrt{[Y_{CAL}^{(i)}]^2 + [Y_{SAL}^{(i)}]^2} \quad (3.20)$$

$$\varphi^{(i)} = \arctan \frac{Y_{CAL}^{(i)}}{Y_{SAL}^{(i)}} \quad (3.21)$$

### 3.8.2 Filtro CAL

La otra alternativa es utilizar un filtro simple CAL, y formar el fasor a partir de dos valores de salidas defasados un cuarto de ciclo:

$$Y^{(i)} = \sqrt{[Y_{CAL}^{(i)}]^2 + [Y_{CAL}^{(i-K/4)}]^2} \quad (3.22)$$

### 3.8.3 Filtro SAL

De igual forma se puede utilizar el filtro simple SAL y seguir el procedimiento anterior:

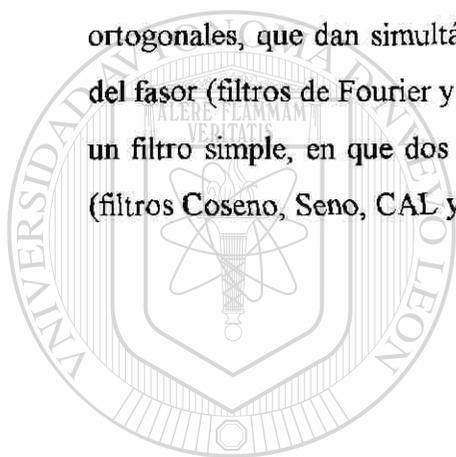
$$Y^{(i)} = \sqrt{[Y_{SAL}^{(i)}]^2 + [Y_{SAL}^{(i-K/4)}]^2} \quad (3.23)$$

## 3.9 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

1. 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.
2. La longitud de la ventana de datos tiene gran influencia en la velocidad y la resolución de los algoritmos de filtrado digital. En protección digital un algoritmo de ventana corta permite tomar la decisión de disparo en un tiempo reducido, pero su respuesta en el estado de falla puede demorar en converger a los valores correctos cuando hay componentes transitorias.
3. Las reglas de muestreo sin efecto *aliasing* son: a) muestrear con una frecuencia no menor que el doble de la frecuencia más alta que se desea identificar en la señal; b) eliminar con un filtrado previo pasa-bajos (*anti-aliasing*) las componentes de frecuencias superiores a la mitad de la frecuencia de muestreo.
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 la

frecuencia) o en modelos del sistema protegido; los primeros han encontrado mayor aplicación hasta el momento.

5. Los tipos de filtros en la 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.
6. En los algoritmos de Fourier y de Walsh existen dos alternativas para formar los fasores de las componentes estimadas de la señal. Una de ellas consiste en utilizar un par de filtros ortogonales, que dan simultáneamente y por separado las componentes real e imaginaria del fasor (filtros de Fourier y de Walsh propiamente dichos). La otra alternativa se basa en un filtro simple, en que dos salidas defasadas  $90^\circ$  constituyen las componentes del fasor (filtros Coseno, Seno, CAL y SAL).



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

# CAPÍTULO 4

## RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DE LOS FILTROS DIGITALES

### 4.1 INTRODUCCIÓN

Los filtros digitales deben ser evaluados en relación con sus comportamientos de estado estable y transitorio. La respuesta de estado estable es la correspondiente a una señal de entrada sinusoidal, y se puede evaluar haciendo una corrida de frecuencias al filtro. El resultado es una gráfica de respuesta a la frecuencia (variación de la ganancia y la fase), y permite evaluar al filtro en lo referente a las componentes de frecuencia que son admitidas y rechazadas. Este método es aplicable solamente a filtros invariantes en el tiempo, cuyos coeficientes son constantes; el filtro de Kalman tiene parámetros variables con el tiempo, por lo que su comportamiento de estado estable no es representable en una gráfica de respuesta a la frecuencia.

En este capítulo se utilizan las gráficas de respuesta a la frecuencia para evaluar la respuesta de estado estable de los diferentes filtros digitales estudiados, y se analiza el efecto de la frecuencia de muestreo, la longitud de ventana y las funciones de ponderación de ventana, sobre esa respuesta.

### 4.2 GRÁFICAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA

En la Figura 4.1 se presentan las gráficas de respuesta a la frecuencia (amplitud de la señal de salida como función de la frecuencia, normalizada con respecto a la frecuencia fundamental) de todos los filtros estudiados, para una ventana de datos de longitud igual a un

período de frecuencia fundamental (16.66667 ms), también denominada ventana de un ciclo; la frecuencia de muestreo es de 960 Hz (16 muestras por ciclo de frecuencia fundamental).

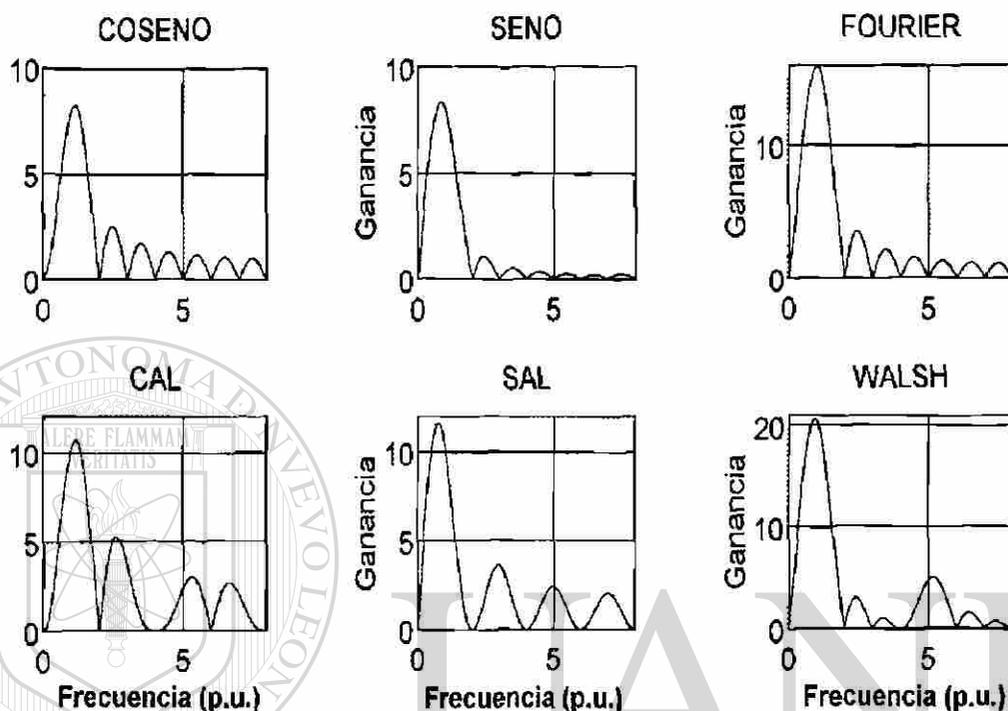


Figura 4.1 Gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros estudiados

En todos los filtros el lóbulo principal de la característica representa una banda de paso adecuada alrededor de la frecuencia fundamental, pero existen lóbulos laterales, debidos a la duración finita de la ventana de datos. En todos los casos la gráfica se inicia en el origen de coordenadas, es decir, el filtro elimina las componentes de frecuencia cero de las señales de entrada. Esta es una condición necesaria, pero no suficiente, para que el filtro rechace las componentes transitorias aperiódicas de naturaleza exponencial, como se verá más adelante. Los filtros Coseno, Seno y Fourier tienen ceros en todas las armónicas superiores, por lo que eliminan completamente las señales sinusoidales de esas frecuencias. Los filtros CAL y SAL eliminan solamente las armónicas pares, y permiten el paso de las impares, mientras que el filtro de Walsh sólo presenta una fuga en la quinta armónica. Los ceros de los lóbulos laterales son importantes para la respuesta del filtro a las componentes transitorias amortiguadas de las

señales de entrada; sin embargo las amplitudes de los lóbulos laterales también influyen en esa respuesta, como se demostrará posteriormente en el presente trabajo.

Se observa, además, que los filtros Coseno y CAL presentan una peculiaridad importante en su respuesta a la frecuencia, que es una forma aproximadamente parabólica en la región de la característica cercana a la frecuencia cero; los filtros restantes presentan un comportamiento lineal en esa zona de la gráfica de respuesta a la frecuencia. Esta forma parabólica es la representación de la propiedad de doble diferenciación, inherente en estos dos filtros, lo que les permite atenuar considerablemente las componentes aperiódicas exponenciales, las cuales pueden considerarse en forma aproximada como formadas por la superposición de una componente de corriente directa y una rampa decreciente. Este mejor rechazo a las componentes aperiódicas es importante, ya que se reduce considerablemente el efecto de la causa principal del sobrealcance transitorio en un relevador.

El filtro Seno, sin embargo, tiene la característica de que sus lóbulos laterales son de menor amplitud que los correspondientes al resto de los filtros. Esto es importante para lograr un buen rechazo a las componentes oscilatorias de alta frecuencia, que, por tener atenuación exponencial, se manifiestan como señales cuyas frecuencias no son múltiplos enteros de la fundamental.

Un factor adicional que puede afectar la característica de la respuesta a la frecuencia de los filtros digitales, es el efecto del filtrado analógico *anti-aliasing*, mostrado en la Figura 4.2. Se observa que el filtro analógico tiende a reducir la amplitud de los lóbulos laterales de la respuesta de todos los filtros, favoreciendo considerablemente el rechazo a las armónicas superiores. Esto beneficia principalmente al filtro Coseno, pues mejora su comportamiento ante estas componentes, sin afectar su buena respuesta ante componentes aperiódicas exponenciales. Este filtro ya se ha aplicado en relevadores digitales de distancia comerciales.

### 4.3 EFECTO DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO

La frecuencia de muestreo influye directamente en la resolución del algoritmo de filtrado digital, ya que de ella depende la máxima componente de frecuencia que puede ser

identificada por el algoritmo. En la Figura 4.3 se muestran gráficas de respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier para diferentes frecuencias de muestreo. En esta figura las respuestas a la frecuencia están representadas solamente hasta la máxima componente de frecuencia que se puede identificar, que corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo. Las gráficas se presentan en función de la frecuencia normalizada, es decir, en múltiplos (armónicas) de la frecuencia fundamental de la señal a ser filtrada (60 Hz).

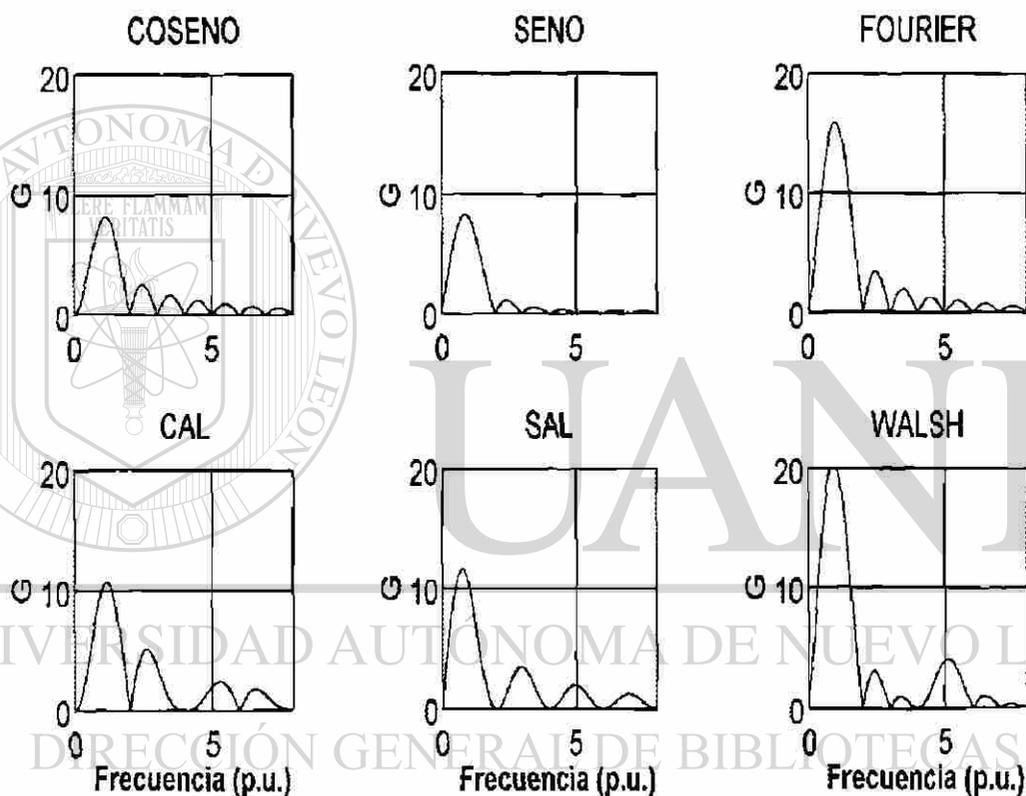


Figura 4.2 Gráficas de respuesta a la frecuencia de los filtros digitales considerando el efecto del filtrado analógico anti-aliasing

En la Figura 4.3 se observa que, para una frecuencia de muestreo de 240 Hz (cuatro muestras por ciclo), el algoritmo solamente puede admitir hasta la segunda armónica, indicando con ello una baja resolución algorítmica. El resto de las componentes de frecuencia, que no pueden ser consideradas por este algoritmo, pueden provocar grandes errores por el efecto *aliasing*, para evitar esto es necesario utilizar un filtro *anti-aliasing* con una frecuencia de corte del orden de 90 Hz. El incremento de la frecuencia de muestreo (ver Figura 4.3)

aumenta el orden de la armónica mayor que puede admitir el algoritmo, y permite tener una frecuencia de corte mayor en el filtro *anti-aliasing*, lo que reduce su retardo de tiempo.

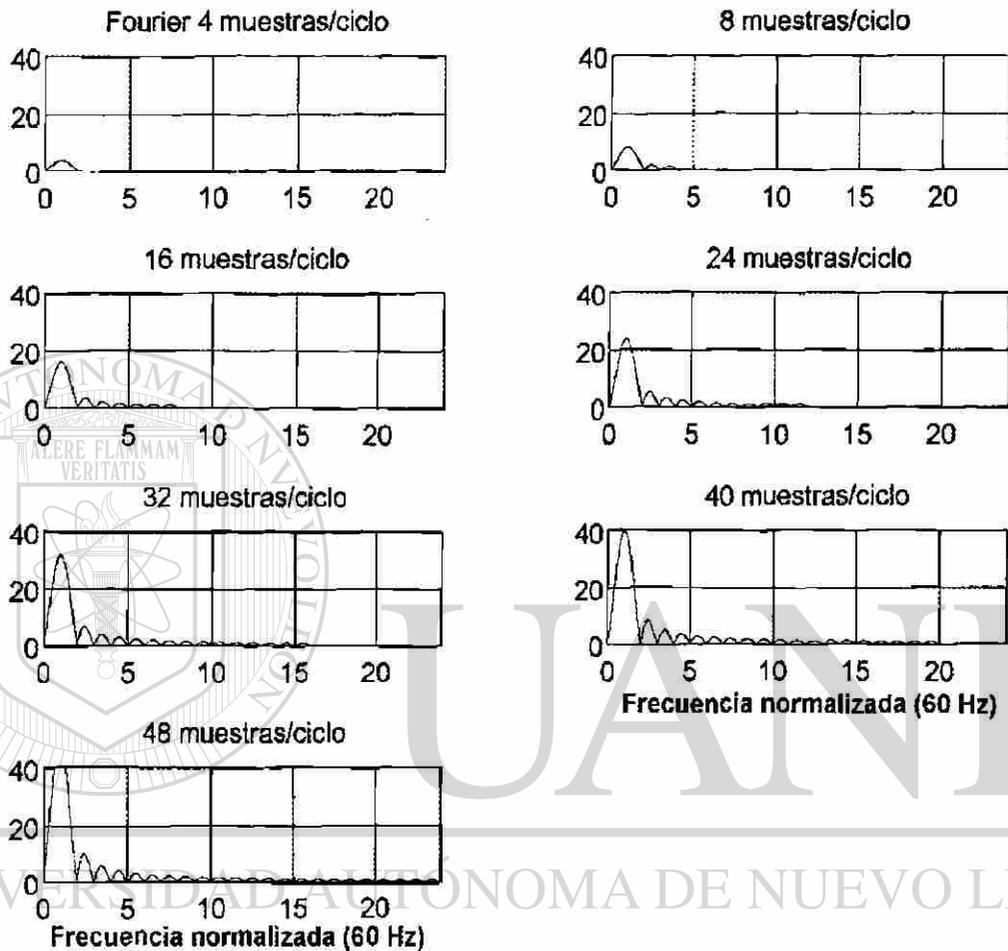


Figura 4.3 Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier para diferentes valores de frecuencia de muestreo, con ventana de un ciclo

La frecuencia de muestreo también afecta la amplitud del lóbulo principal de la característica de respuesta a la frecuencia, como se puede observar en la Figura 4.3. Para valores pequeños de la frecuencia de muestreo la ganancia del filtro a la frecuencia fundamental es reducida, lo que debe tenerse en cuenta al seleccionar las ganancias de otros elementos del relevador.

En la Figura 4.4 se presentan las gráficas de respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh para diferentes valores de la frecuencia de muestreo. Se puede observar que su

comportamiento es semejante al del filtro de Fourier. También se pone de manifiesto un aspecto negativo del filtro de Walsh, que es la presencia de fugas cada cuatro armónicas a partir de la frecuencia fundamental, es decir, permite el paso de las componentes quinta, novena, décimotercera, etc. Las gráficas de respuesta a la frecuencia de los restantes filtros (Coseno, Seno, CAL y SAL) tienen aproximadamente el mismo comportamiento anterior y se muestran en el Apéndice A.

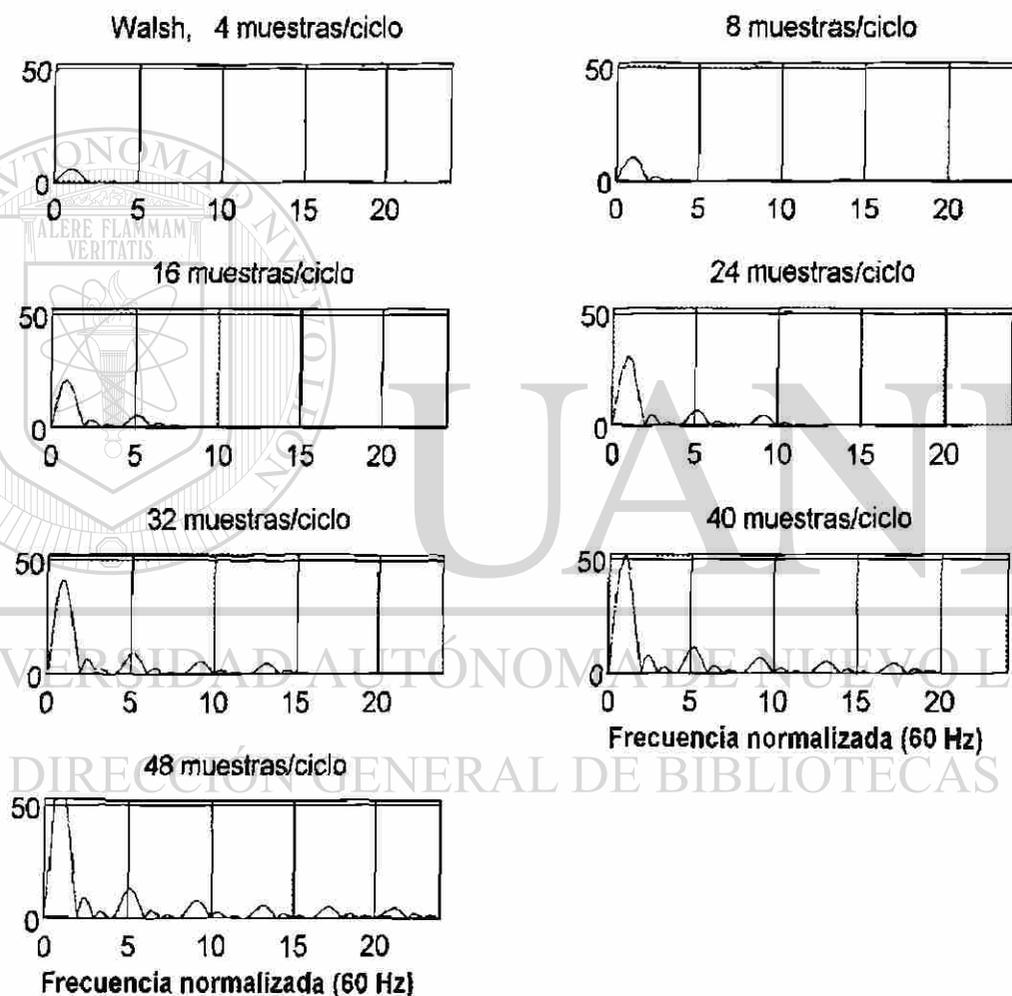


Figura 4.4 Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh para diferentes valores de frecuencia de muestreo, con ventana de un ciclo

Una observación importante es que la variación de la frecuencia de muestreo no modifica los ceros de las característica de respuesta a la frecuencia, por lo que no introduce modificaciones en las componentes de frecuencia que son rechazadas por los diferentes filtros.

De todo lo anterior puede suponerse que una frecuencia de muestreo alta es lo adecuado para un relevador digital; sin embargo, como ya se señaló en el Capítulo 3, a mayor frecuencia de muestreo, menor es el tiempo de que dispone el microprocesador para realizar todo el algoritmo de protección, y mayor debe ser su velocidad de procesamiento. Frecuencias de muestreo elevadas requieren procesadores de alto rendimiento, lo que impacta directamente en el costo del relevador.

#### 4.4 EFECTO DE LA LONGITUD DE VENTANA

Como se señaló en el Capítulo 3, la longitud de ventana influye directamente sobre la velocidad de operación del relevador, y sobre su respuesta de estado transitorio. Las ventanas cortas provocan una respuesta más rápida, pero más inexacta, que las ventanas largas, lo que se traduce en sobrealcance transitorio cuando las señales de entrada están contaminadas con ruido de naturaleza transitoria.

En la Figura 4.5 se muestra el efecto de la longitud de ventana sobre la gráfica de respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier, con una frecuencia de muestreo fija de 16 muestras por ciclo. Puede observarse que, para todas las longitudes de ventana, la gráfica de respuesta a la frecuencia tiene un lóbulo principal centrado en la frecuencia fundamental, lo que garantiza el paso de esta componente. Se aprecia también que la respuesta a la frecuencia del filtro con ventana de un ciclo presenta ceros en los múltiplos enteros de la frecuencia fundamental y en la componente de corriente directa, por lo que garantiza el rechazo a todas estas componentes. No obstante ello, como se señaló anteriormente, esto no significa que se pueda lograr un filtrado ideal de la componente aperiódica exponencial.

Otra observación importante es el hecho de que el lóbulo principal se hace más estrecho cuando la longitud de ventana aumenta; esto es importante cuando se trata de garantizar el rechazo a las componentes subarmónicas, como las generadas por la compensación serie capacitiva de la línea.

Para los filtros con ventanas de menos de un ciclo se pierden ceros en los tonos puros de frecuencia y en la componente de frecuencia cero; el filtro con ventana de medio ciclo retiene al menos la capacidad de rechazar las armónicas impares.

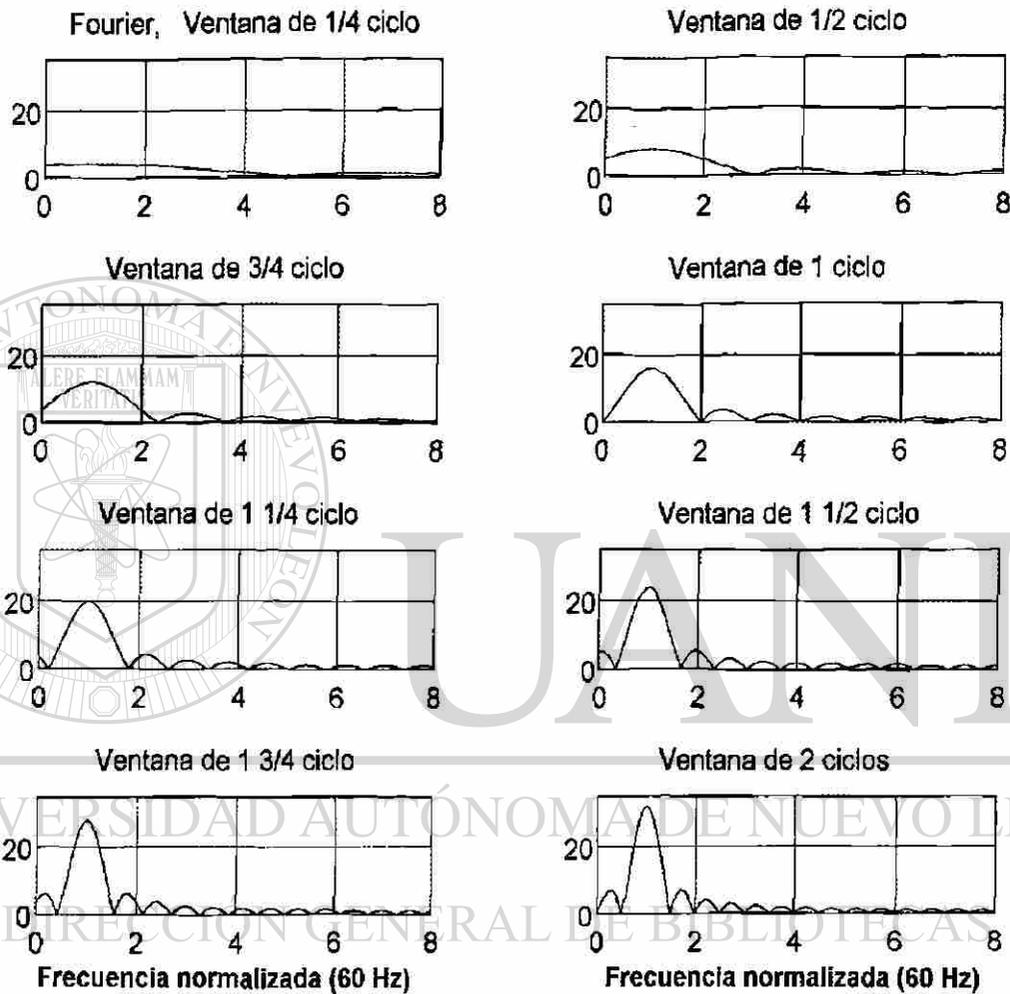


Figura 4.5 Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Fourier para diferentes longitudes de ventana y frecuencia de muestreo fija de 16 muestras por ciclo

Los filtros con ventanas de longitudes mayores que un ciclo presentan ceros para frecuencias interarmónicas en su respuesta a la frecuencia. Sin embargo, se puede observar que, para ventanas de longitudes de  $1\frac{1}{4}$  y  $1\frac{3}{4}$  ciclos, a pesar de que aparecen ceros adicionales, los ceros que existían en los tonos puros resultan desplazados, por lo que se

pierde la capacidad de rechazar estas componentes armónicas y la componente de corriente directa.

Los filtros con ventanas de longitudes múltiplos de medio ciclo ( $\frac{1}{2}$ , 1,  $1\frac{1}{2}$ , y 2 ciclos) presentan ceros en las armónicas impares, lo que garantiza el rechazo a estas componentes.

Para el filtro digital de Walsh (Figura 4.6), se observa un comportamiento similar al del filtro de Fourier; para longitudes de ventana de menos de un ciclo se pierden los ceros en las armónicas, mientras que, para ventanas de longitudes mayores que un ciclo, aparecen ceros en valores intermedios de frecuencia. Una observación importante referente a este tipo de filtro es que para ningún valor de longitud de la ventana de datos se logra eliminar de la respuesta a la frecuencia la fuga existente en la quinta armónica.

El análisis de la respuesta a la frecuencia de los filtros restantes (ver gráficas en el apéndice B) permite concluir que, para ventanas de longitudes de  $\frac{1}{4}$ ,  $\frac{3}{4}$ ,  $1\frac{1}{4}$  y  $1\frac{3}{4}$  ciclos, no existen ceros en las frecuencias armónicas para los filtros Coseno y Seno, mientras que se tienen ceros en las armónicas cuarta y octava para los filtros CAL y SAL.

En todos estos filtros se manifiesta también la propiedad de rechazo a las armónicas impares en todas las versiones con ventanas de longitudes múltiplos de medio ciclo. Los filtros Coseno y Seno con ventanas de longitudes de  $\frac{1}{2}$  y  $1\frac{1}{2}$  ciclos rechazan las armónicas impares, pero permiten el paso de las pares; el filtro CAL, por el contrario, rechaza las armónicas cuarta y octava y algunas interarmónicas, mientras que el filtro SAL rechaza solamente las armónicas pares y permite la fuga de las armónicas impares.

De las deducciones anteriores se puede observar que las longitudes de ventana que cumplen con los requerimientos de respuesta de estado estable para protección de distancia, son las de uno y dos ciclos. Sin embargo, otro factor que hay que tomar en cuenta para la elección de la longitud de ventana adecuada, es el retardo de tiempo en la respuesta final del relevador, que se reduce a una decisión de disparo; este segundo requerimiento hace aconsejable utilizar una ventana de un ciclo para protección de distancia. La decisión final debe tomarse considerando también la respuesta transitoria del filtro digital; en el Capítulo 6 se presenta el análisis de respuesta transitoria de los filtros evaluados.

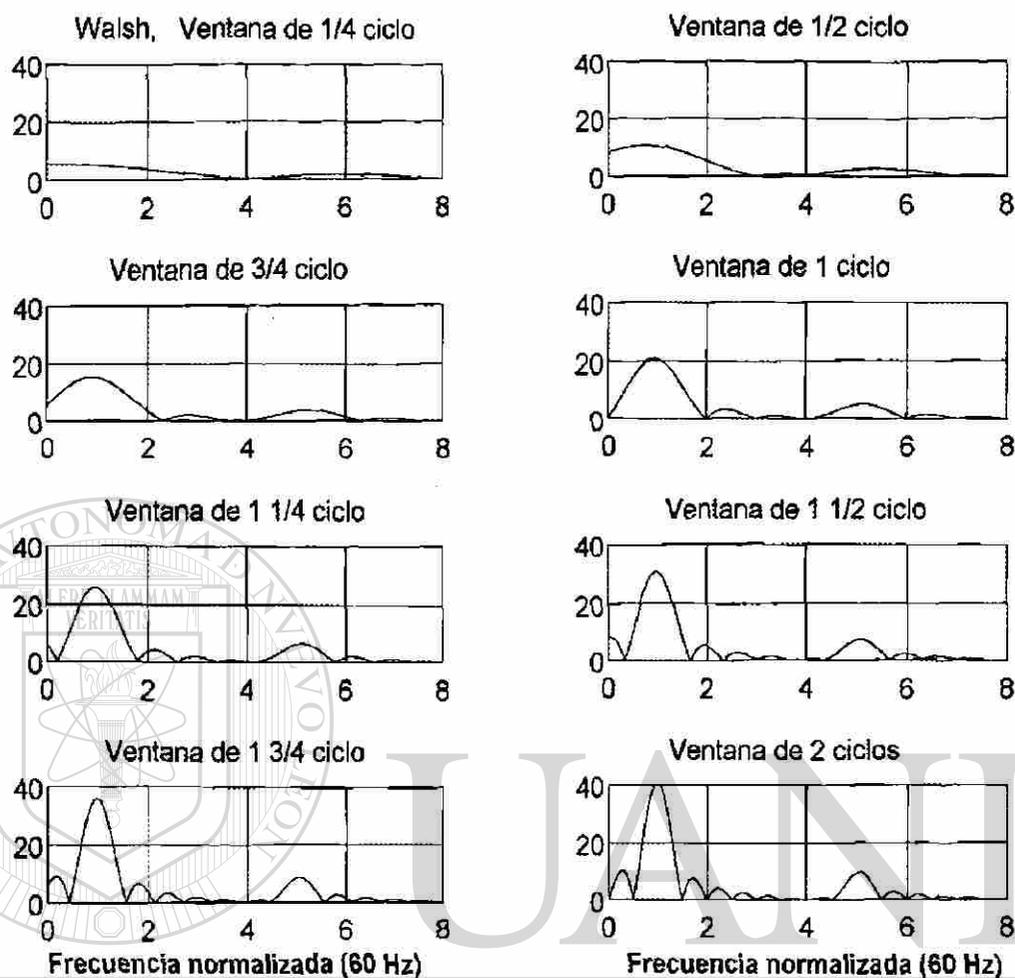


Figura 4.6 Respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh para diferentes longitudes de ventana y frecuencia de muestreo fija de 16 muestras por ciclo

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

#### 4.5 EFECTO DE LAS FUNCIONES DE PONDERACIÓN DE VENTANA

En el estudio realizado hasta aquí, se considera que los algoritmos de filtrado digital reciben las muestras de la ventana de datos sin modificación alguna; esto es equivalente a decir que se ha aplicado una ventana de datos de forma rectangular. En el procesamiento digital de señales existen las llamadas funciones de ponderación de ventana [59,64], las cuales son una forma de pesar las muestras dependiendo de su posición dentro de la ventana de datos, antes de ser aplicadas al algoritmo de filtrado digital.

A continuación se presentan las funciones de ponderación de ventana más utilizadas en el procesamiento digital de señales [64]. Los números entre paréntesis junto a la denominación de cada función indican la clave con que han sido designadas en su representación gráfica en la Figura 4.7, correspondientes a ventanas de un ciclo.

Rectangular (1)

$$\omega(n) = 1, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.1)$$

Bartlett o triangular (2)

$$\omega(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N-1}, & 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N-1}, & \frac{N-1}{2} \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Hanning (3)

$$\omega(n) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.3)$$

Hamming (4)

$$\omega(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.4)$$

Blackman (5)

$$\omega(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.5)$$

Piramidal (6)

$$\omega(n) = \begin{cases} 0.5, & n=0 \\ 1, & 1 \leq n \leq N-2 \\ 0.5, & n=N-1 \end{cases} \quad (4.6)$$

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  $0.533 < \omega_a < 1.200$

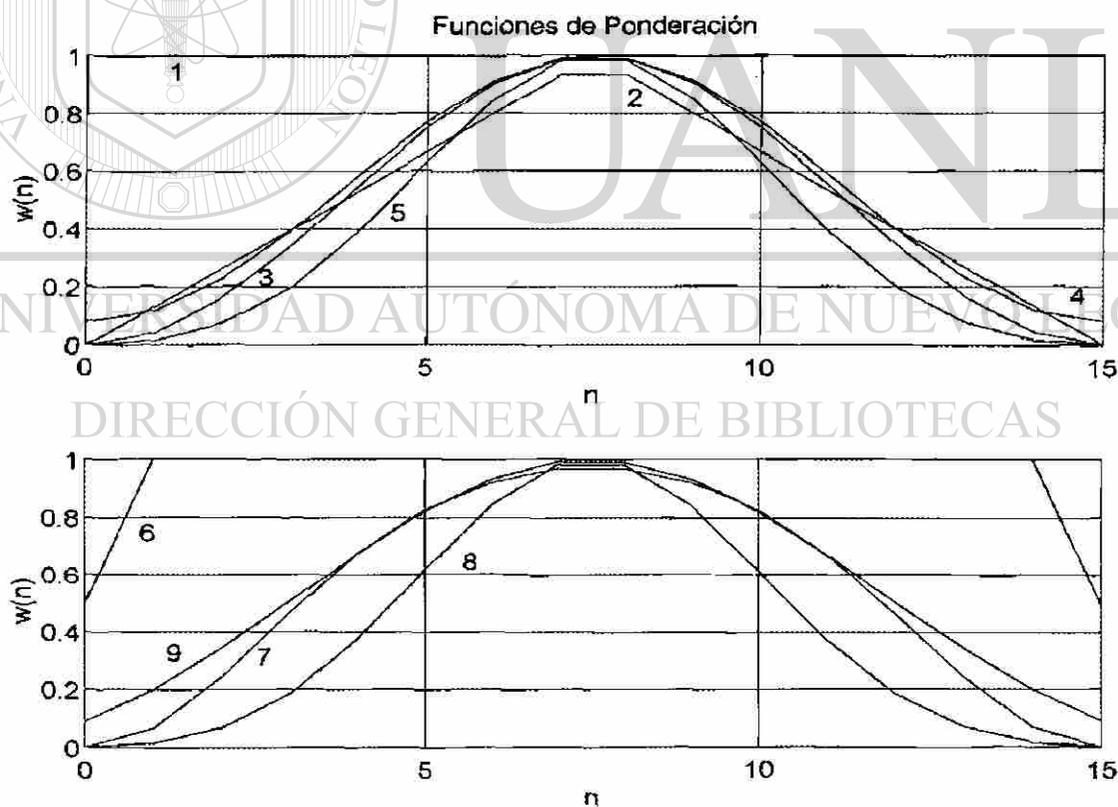


Figura 4.7 Funciones de ponderación para una ventana de datos de 16 muestras ( $N=16$ )

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  $\omega_a$ ; 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).

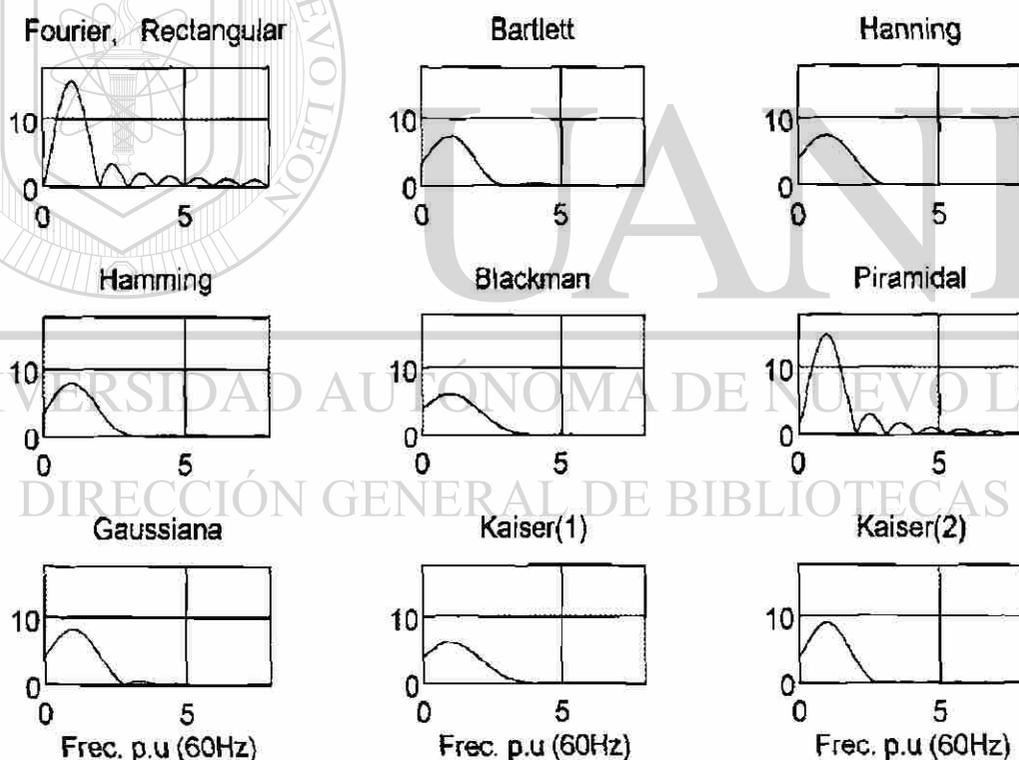


Figura 4.8 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la a la frecuencia del filtro digital de Fourier

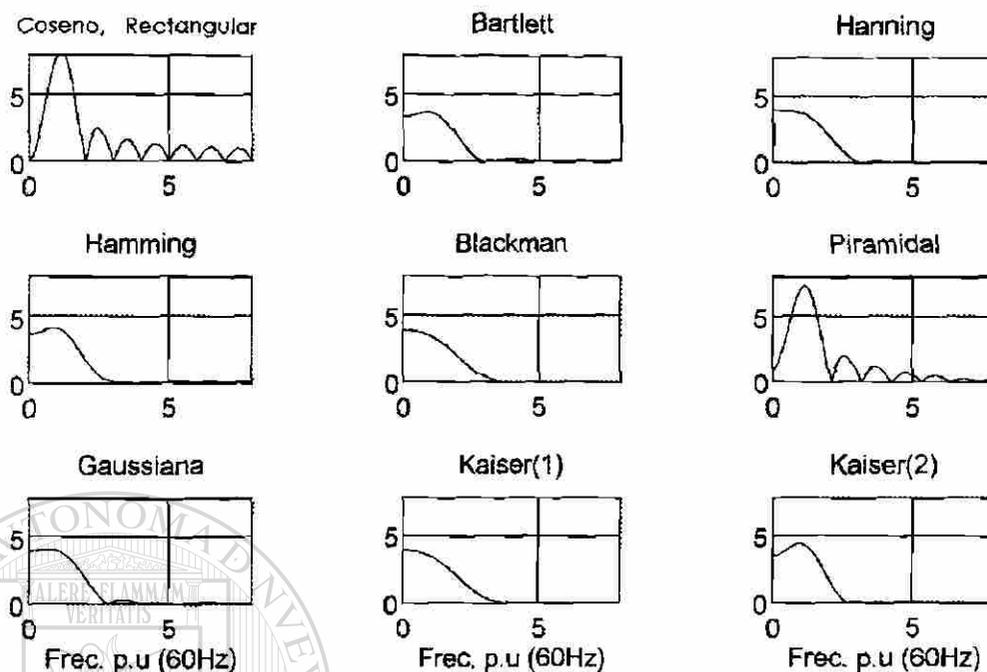


Figura 4.9 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Coseno

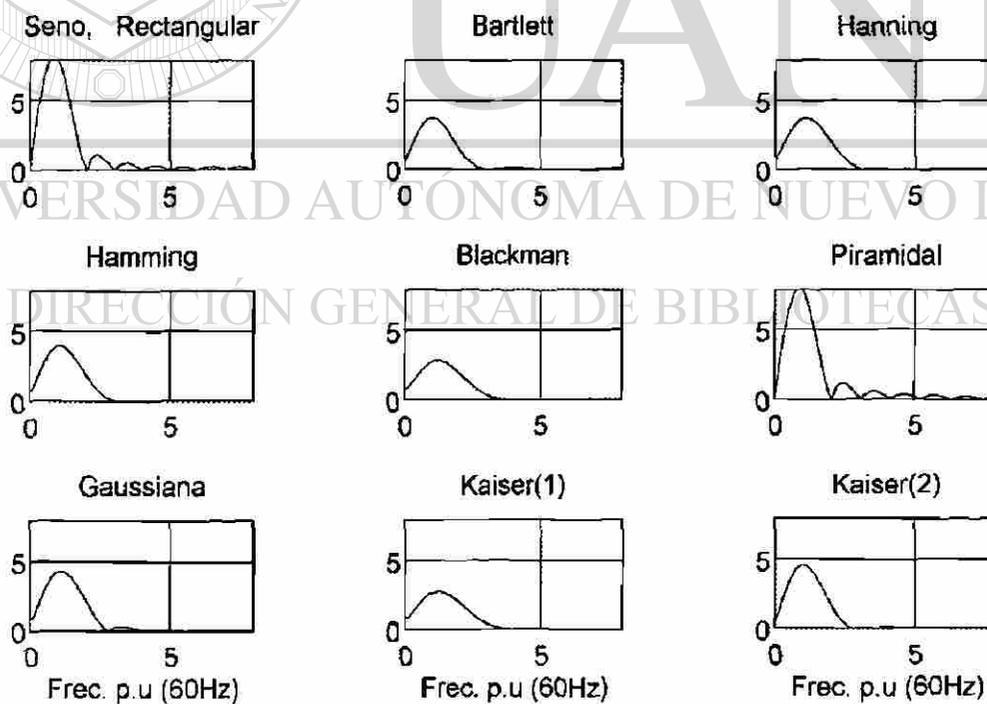


Figura 4.10 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo Seno

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.

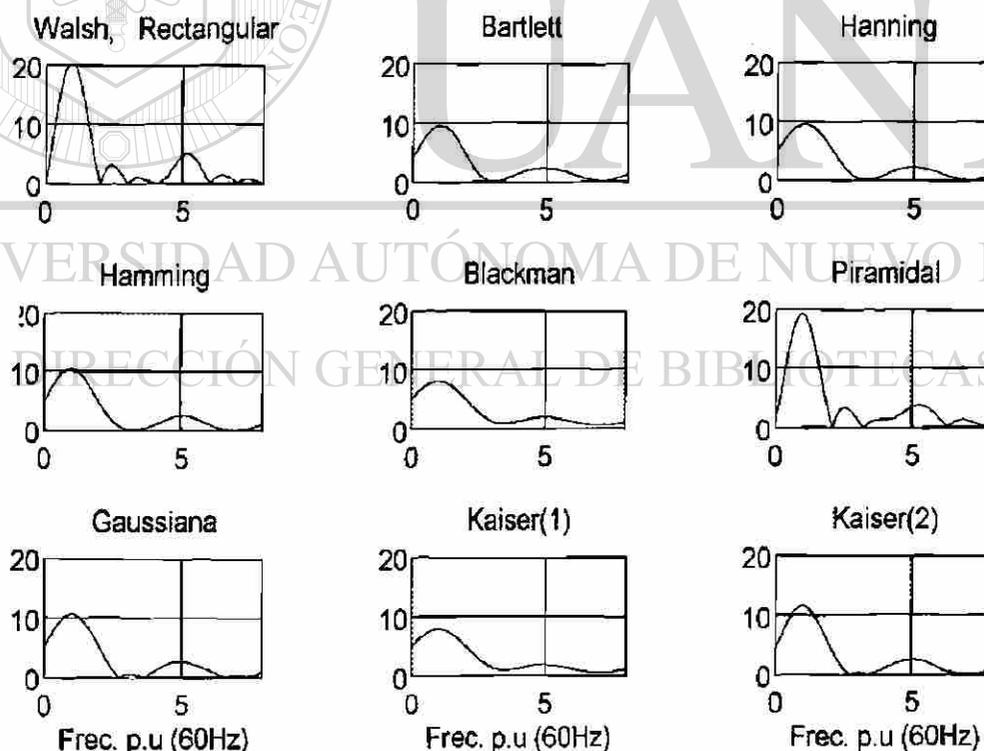


Figura 4.11 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital de Walsh

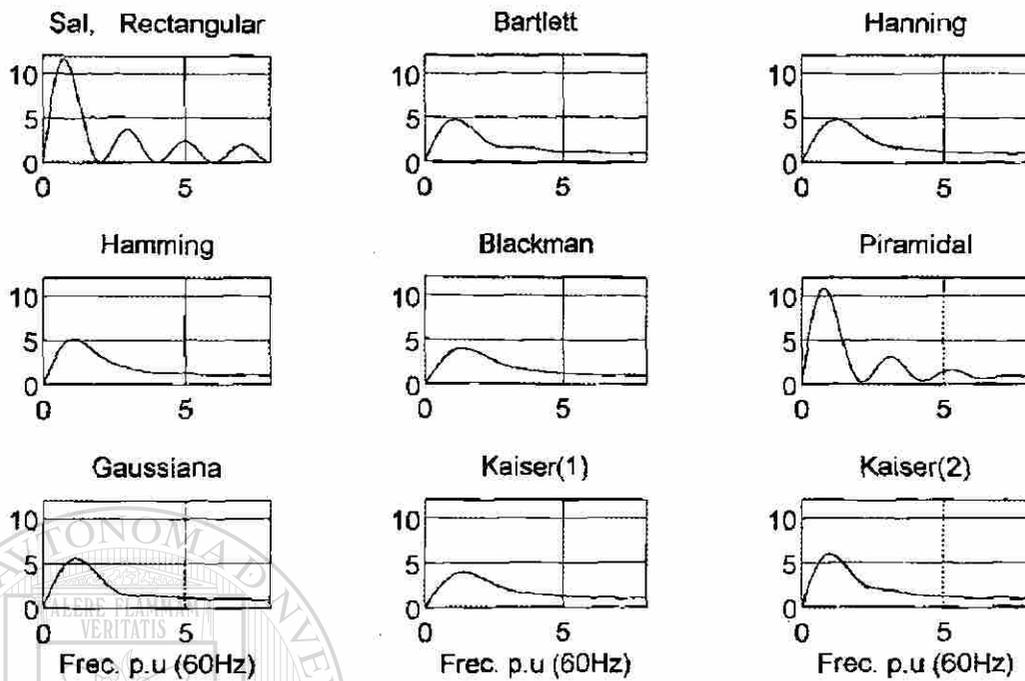


Figura 4.12 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo SAL

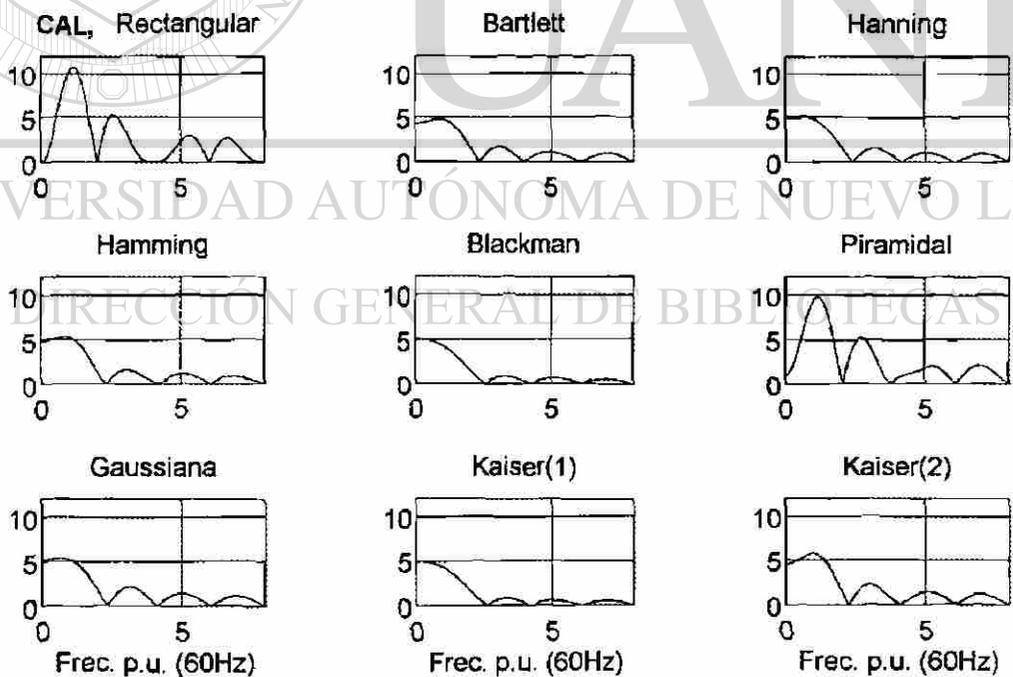


Figura 4.13 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta a la frecuencia del filtro digital tipo CAL

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.

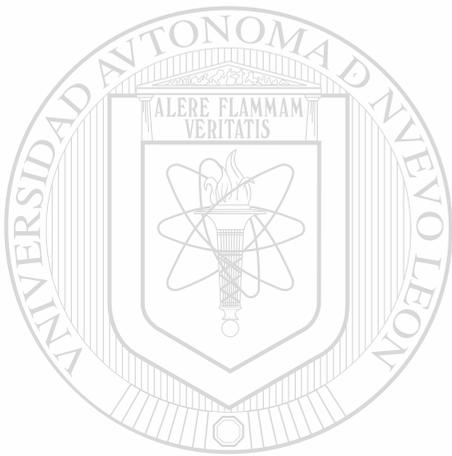
#### 4.6 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

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.



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

# ***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.

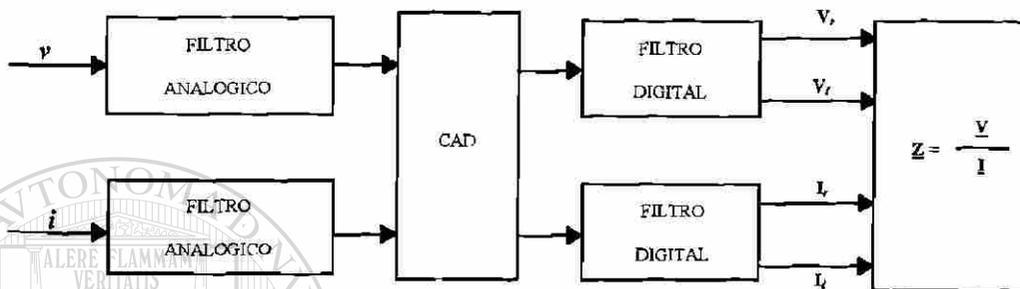


Figura 5.1 Sistema de evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros digitales

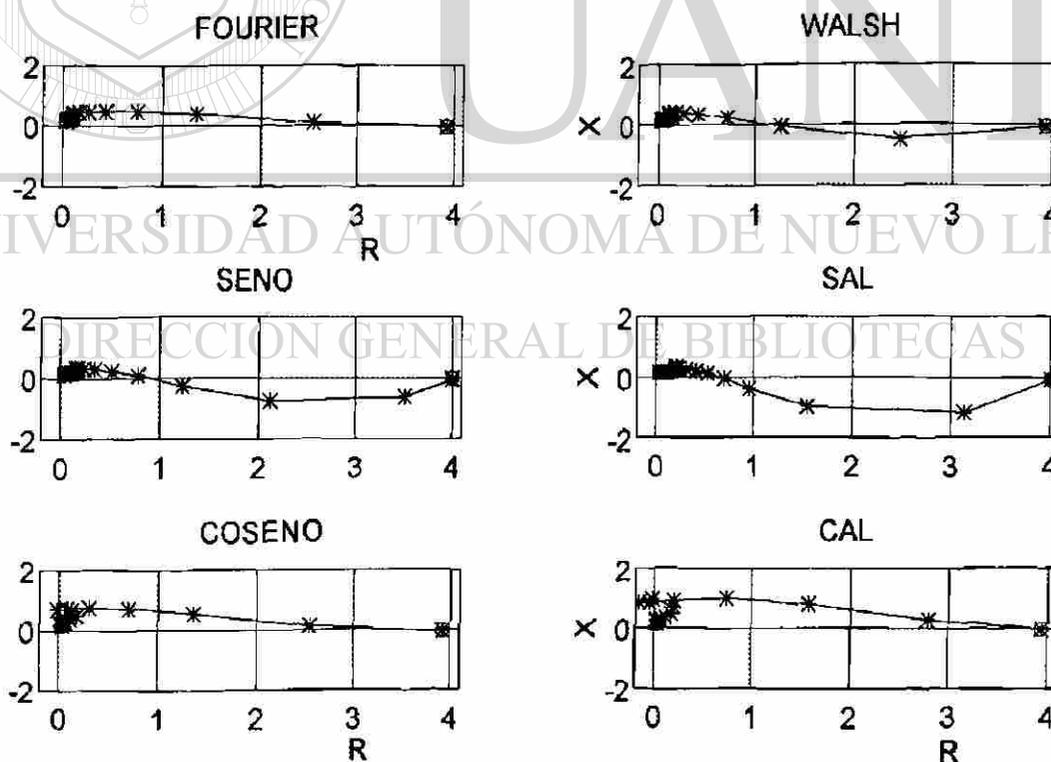


Figura 5.2 Ejemplos de trayectorias de impedancia aparente

### 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.

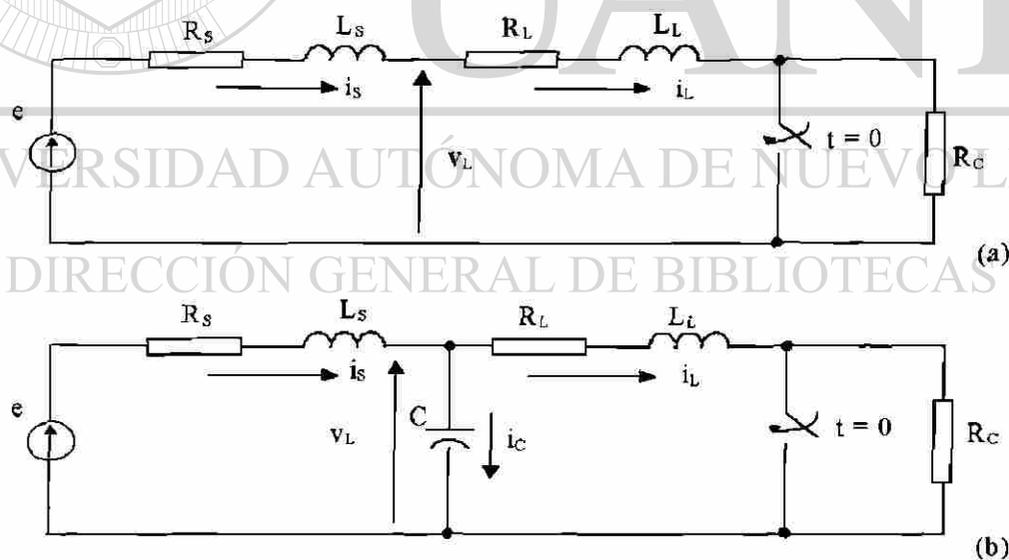


Figura 5.3 Modelos con parámetros concentrados del sistema primario:  
 (a) modelo como sistema de línea corta; (b) modelo como sistema de línea larga

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:

$$i = i_S = i_L$$

$$R = R_S + R_L$$

$$L = L_S + L_L$$

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  $L/R = L_I/R_L$ ). 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.

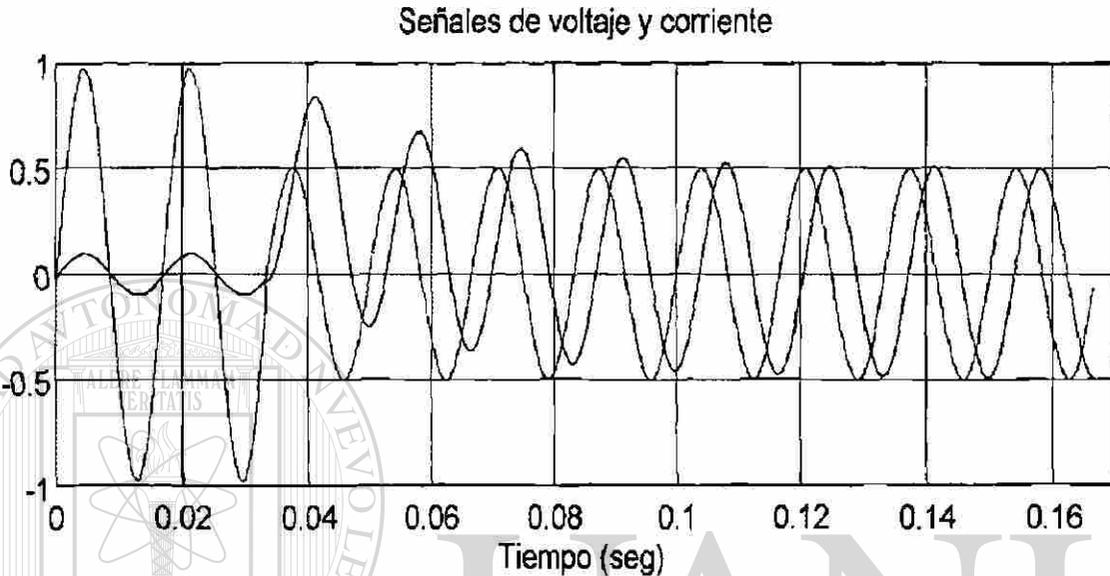


Figura 5.4 Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea corta con parámetros concentrados

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].

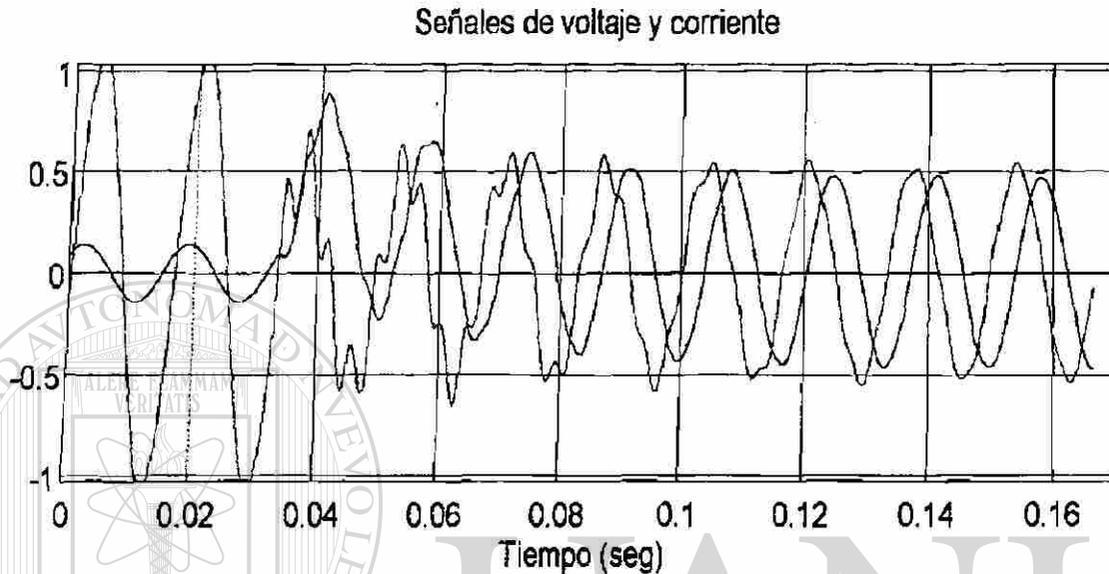


Figura 5.5 Señales de voltaje y corriente generadas por el sistema de línea larga con parámetros concentrados

#### 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.

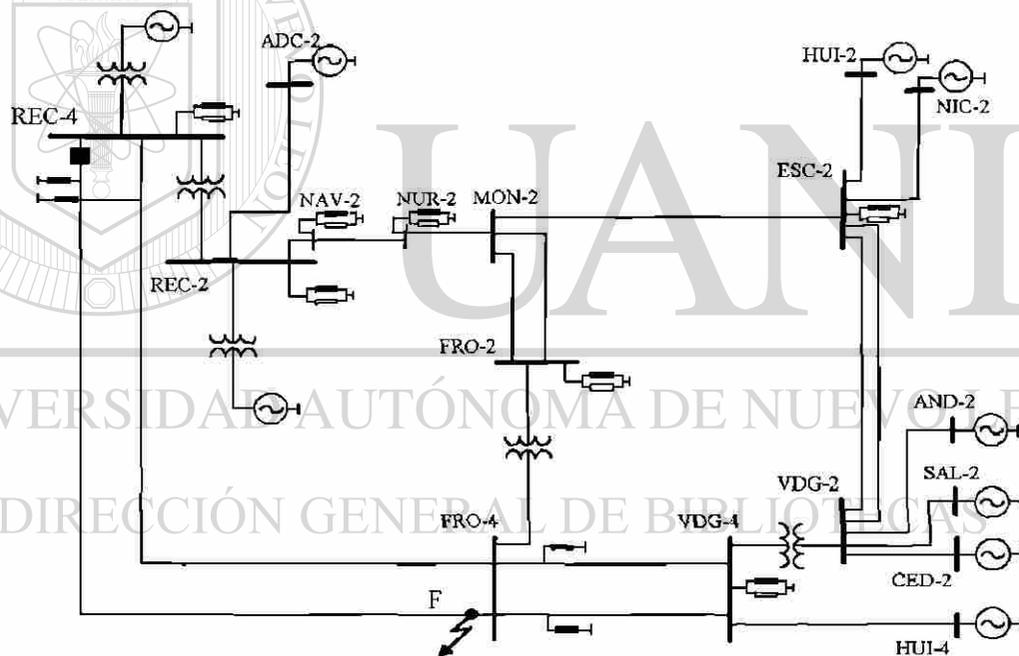


Figura 5.6 Sistema de prueba modelado en EMTP como red con parámetros distribuidos

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.

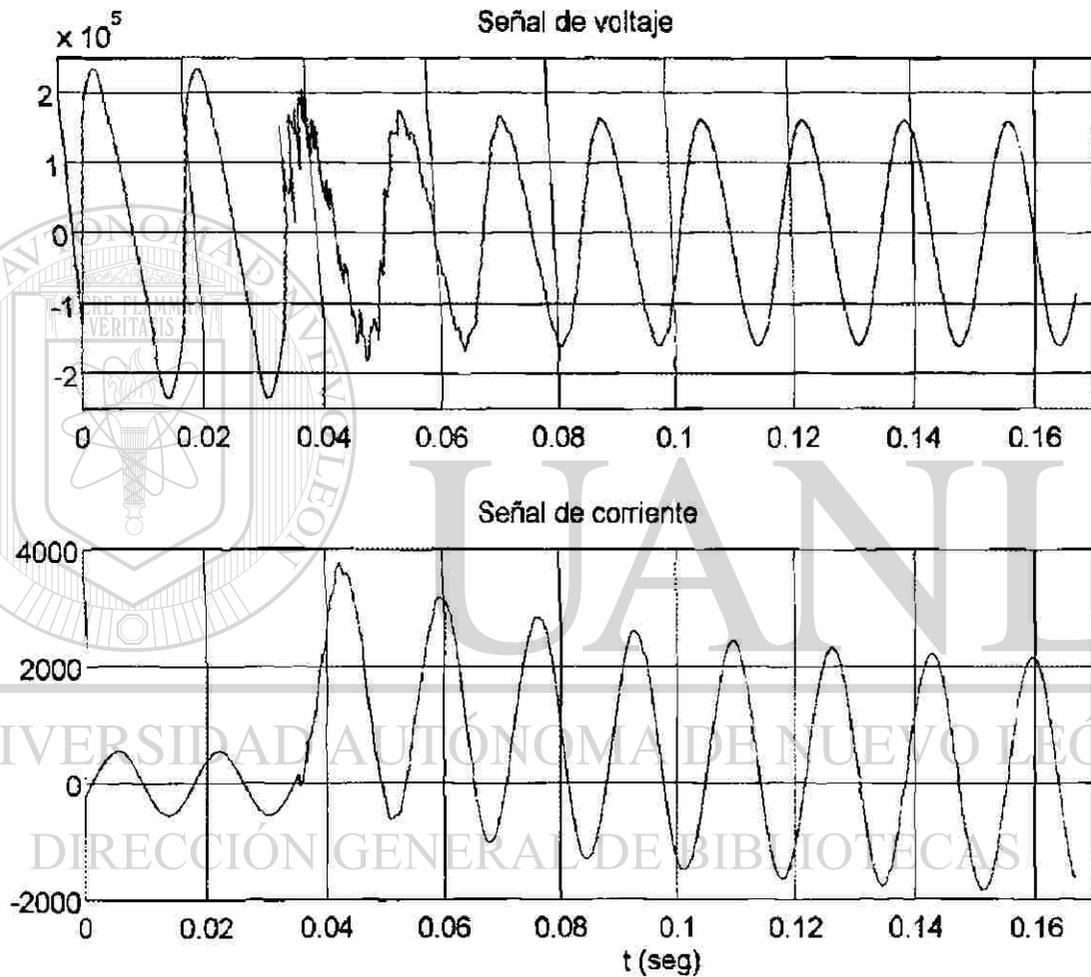


Figura 5.7 Señales de voltaje y corriente generadas mediante la simulación en EMTF del sistema de la Figura 5.6, vistas por el relevador

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

Línea	Nivel (kV)	R ( $\Omega$ /mi)	L (mH/mi)	C ( $\mu$ 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 ( $\Omega$ )	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.

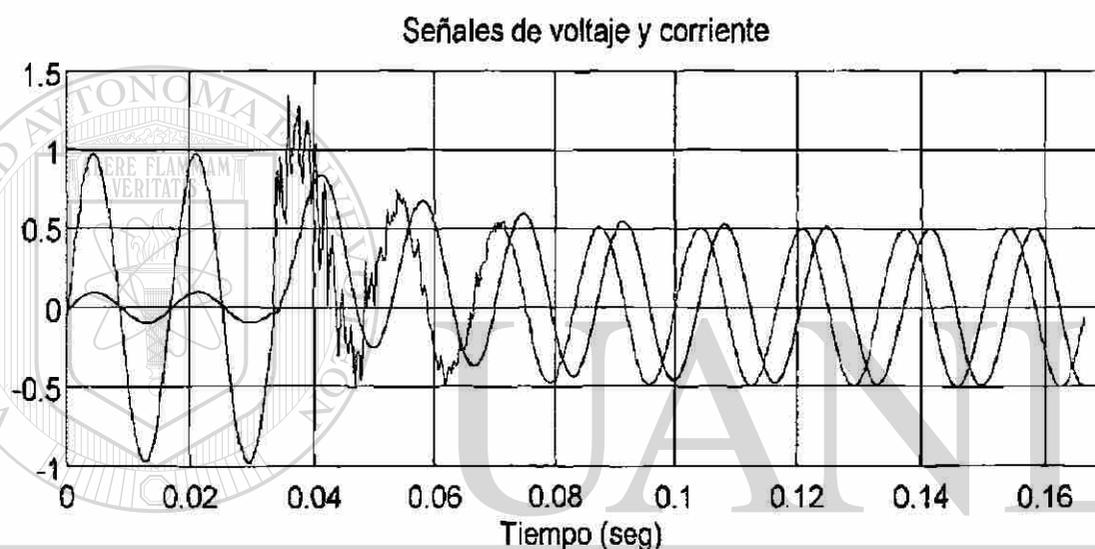


Figura 5.8 Señales de la Figura 5.4 con contaminación del voltaje por medio de ruido de naturaleza aleatoria

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  $Z_i$  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  $Z_i$ , según:

$$\varepsilon = \max \left[ \frac{|Z_i - Z_L|}{Z_L} \right] \quad (5.6)$$

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  $\varepsilon$  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  $\varepsilon$  calculado según (5.6) en el intervalo de valores de  $t_i$  correspondiente, para cada valor de frecuencia.

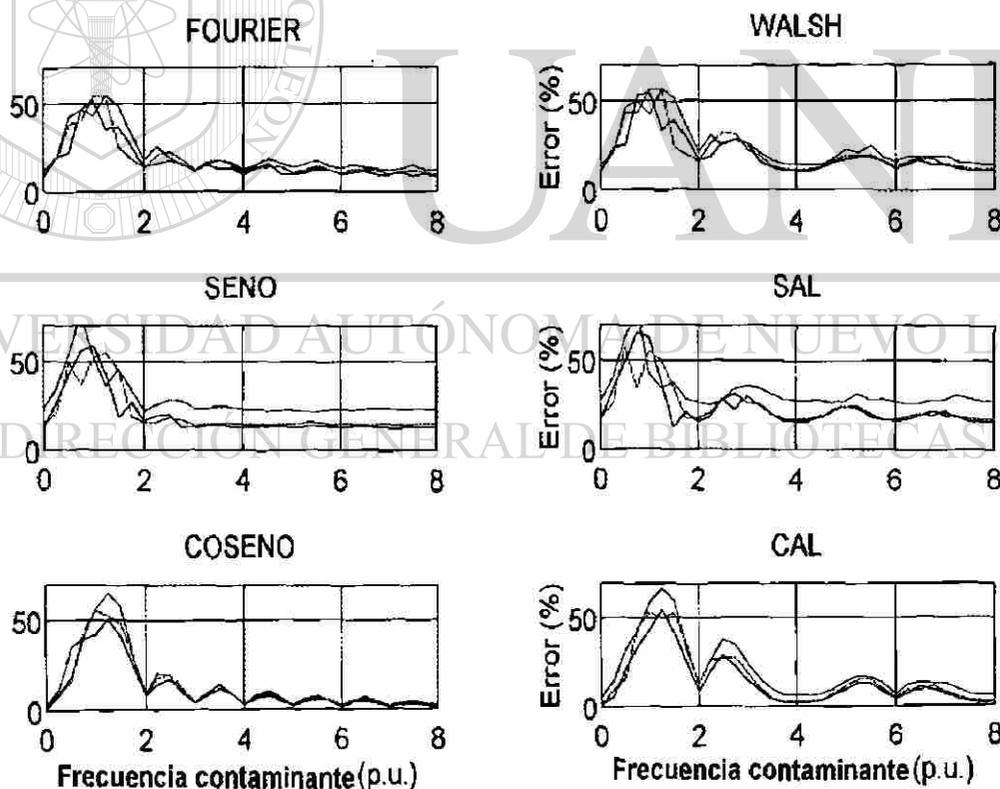
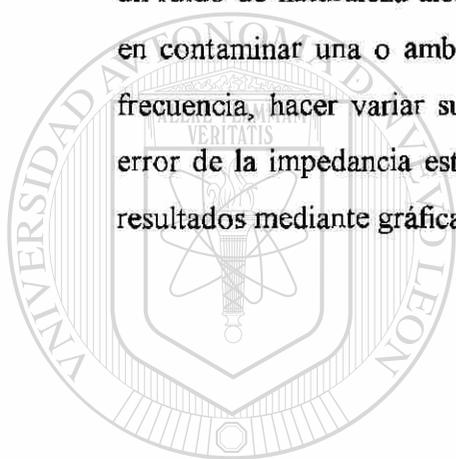


Figura 5.9 Gráficas error-frecuencia para una señal de corriente con componente aperiódica exponencial y una señal de voltaje con componente oscilatoria amortiguada de frecuencia variable

## 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.



# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

# 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)).

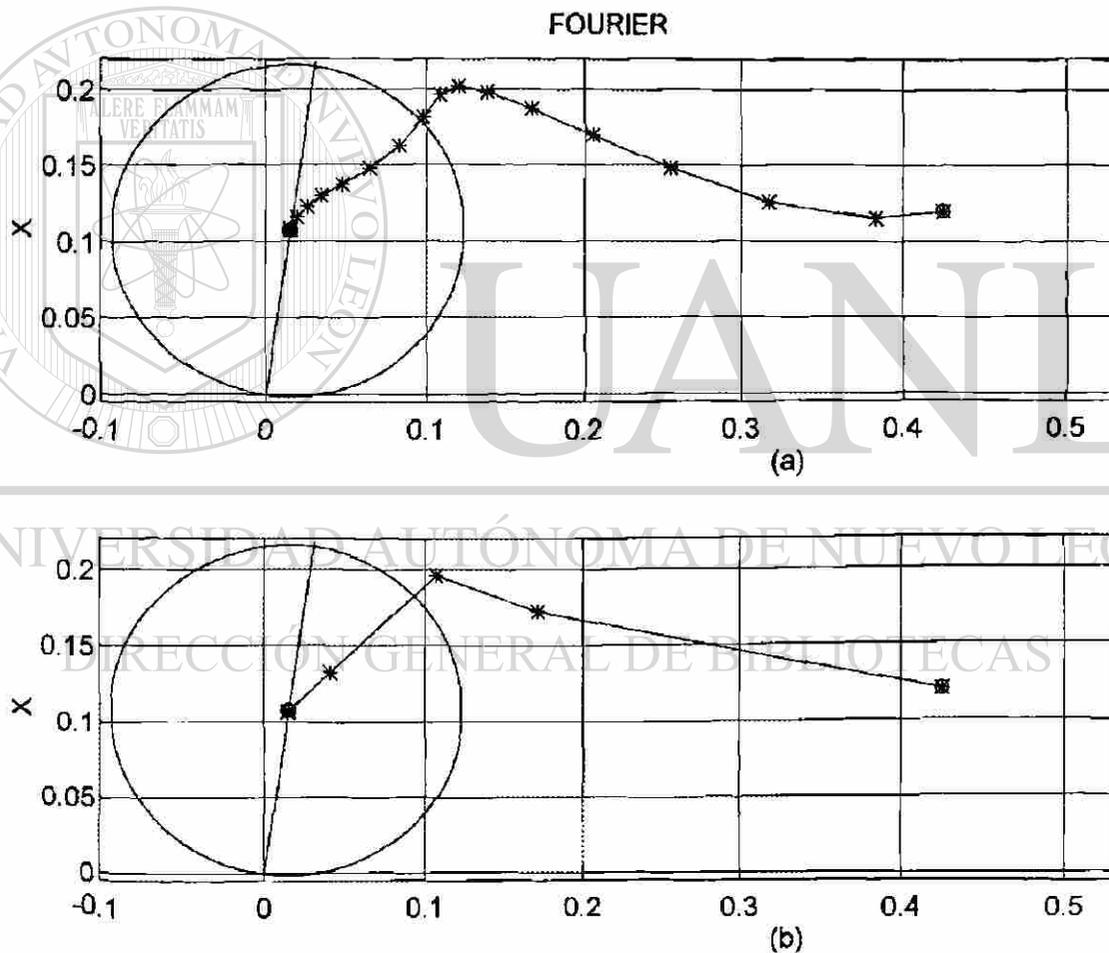


Figura 6.1 Trayectorias de impedancia para filtros de Fourier con señales de falla sin ruido y frecuencias de muestreo de 16 (a) y 4 (b) muestras por ciclo

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.

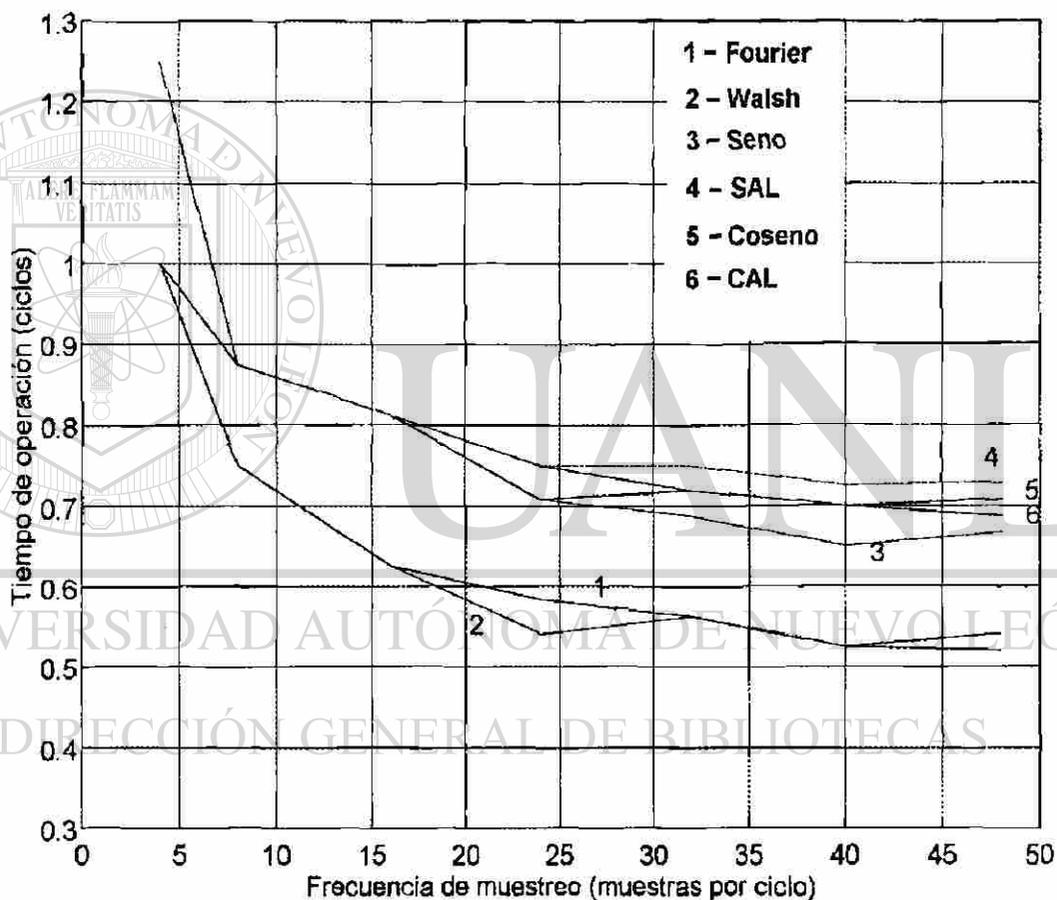


Figura 6.2 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (filtro *anti-aliasing* con  $f_c=90$  Hz)

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.

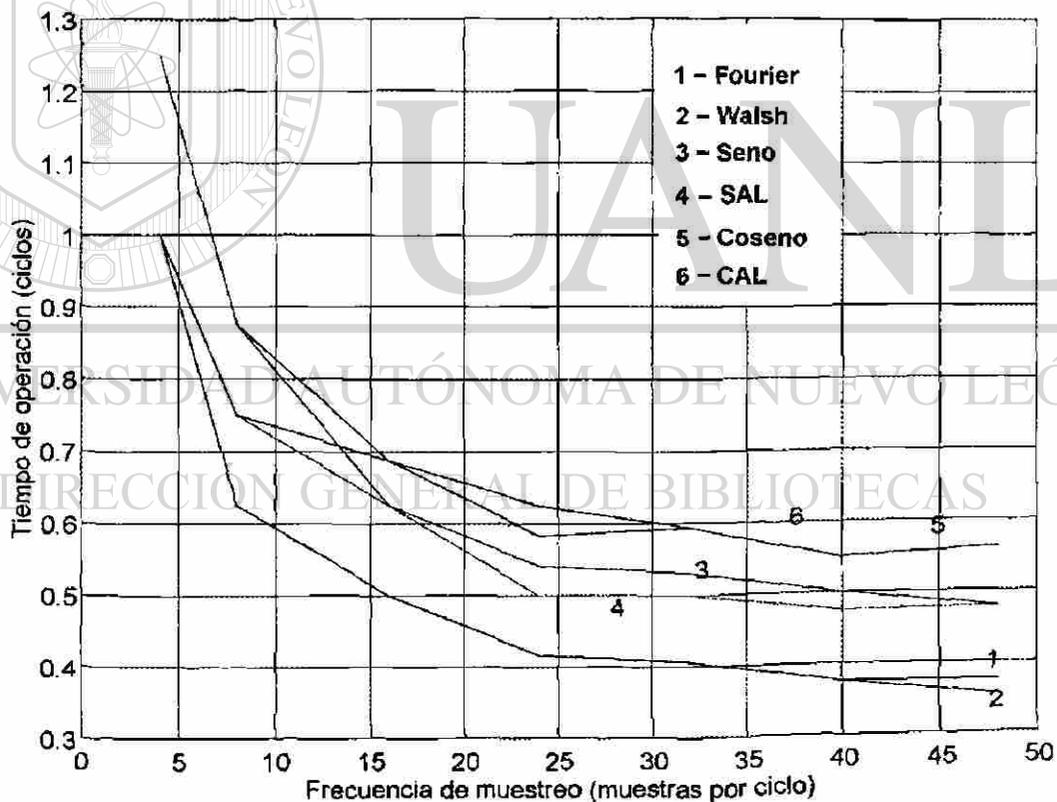


Figura 6.3 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre el tiempo de operación del relevador (característica de tiempo inverso),  $f_c = (0.75)(1/2)f_m$

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  $(4/16)(16.6667) \approx 4.16$  ms; con ventana de un ciclo (Figura 6.1(a)) la operación tiene lugar en la muestra 10, con tiempo de 10.42 ms.

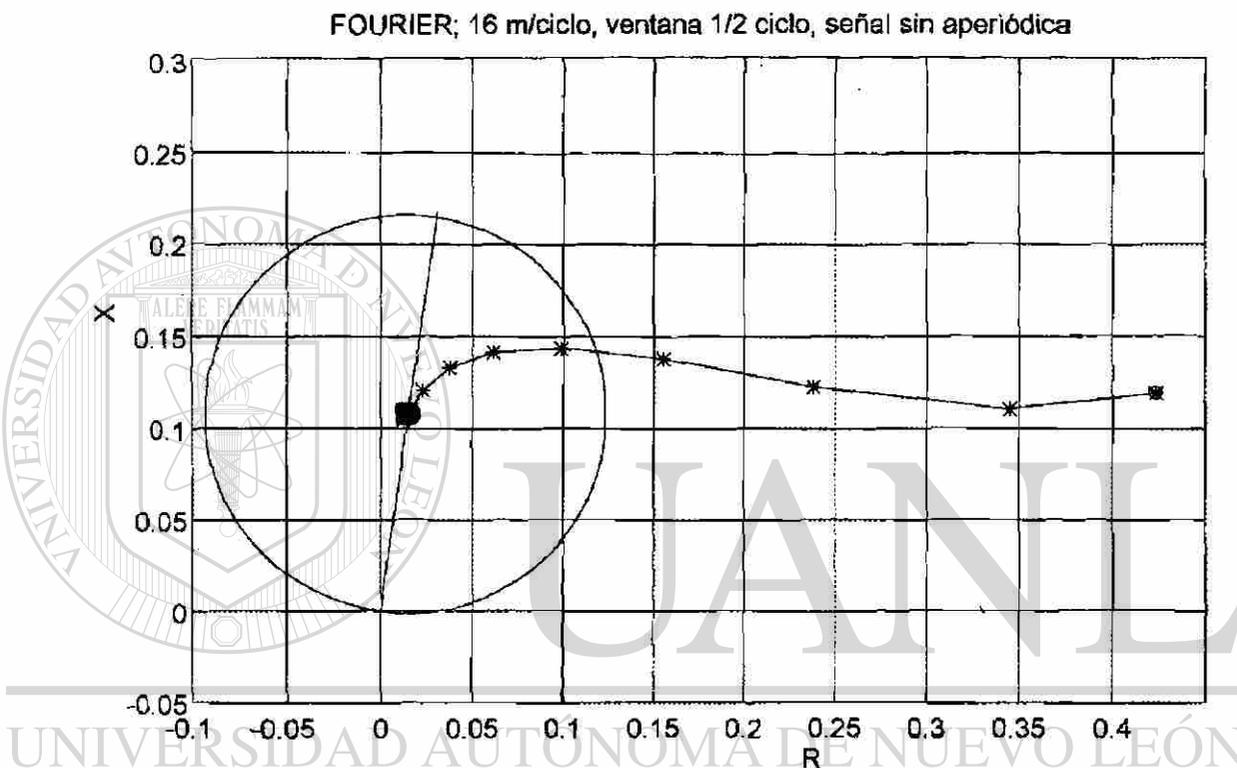


Figura 6.4 Trayectoria de impedancia para un filtro de Fourier de medio ciclo y 16 muestras por ciclo, con señales de falla sin ruido

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.

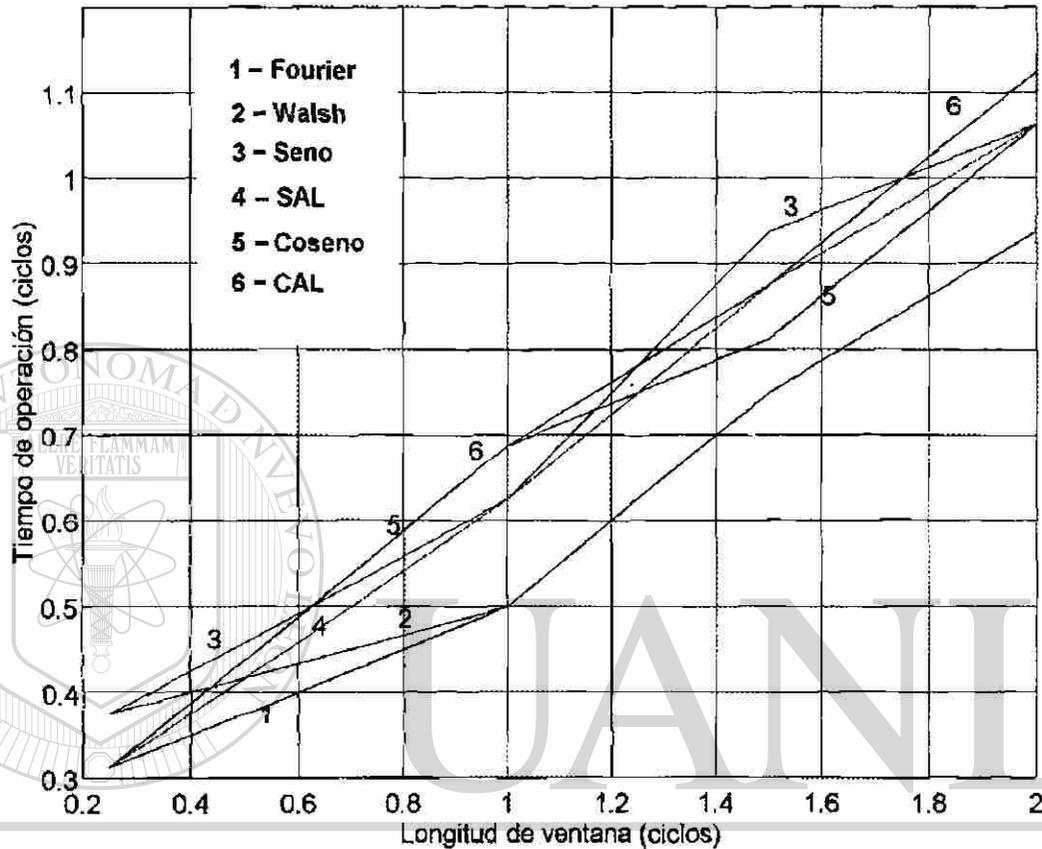


Figura 6.5 Efecto de la longitud de ventana de datos sobre el tiempo de operación del relevador

### 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.

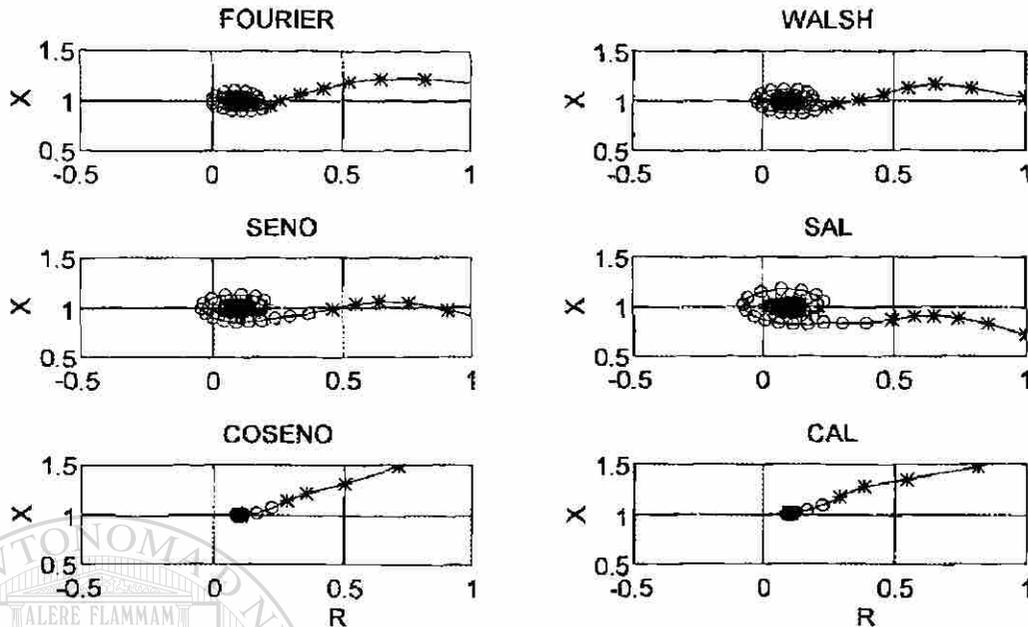


Figura 6.6 Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente

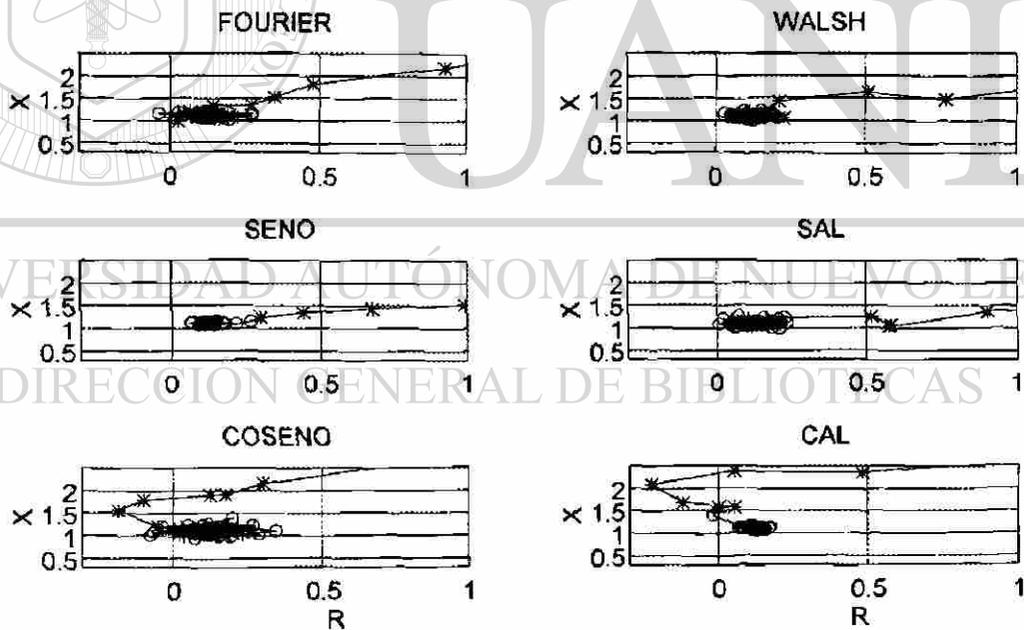


Figura 6.7 Trayectorias de impedancia para señales con oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje

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*.

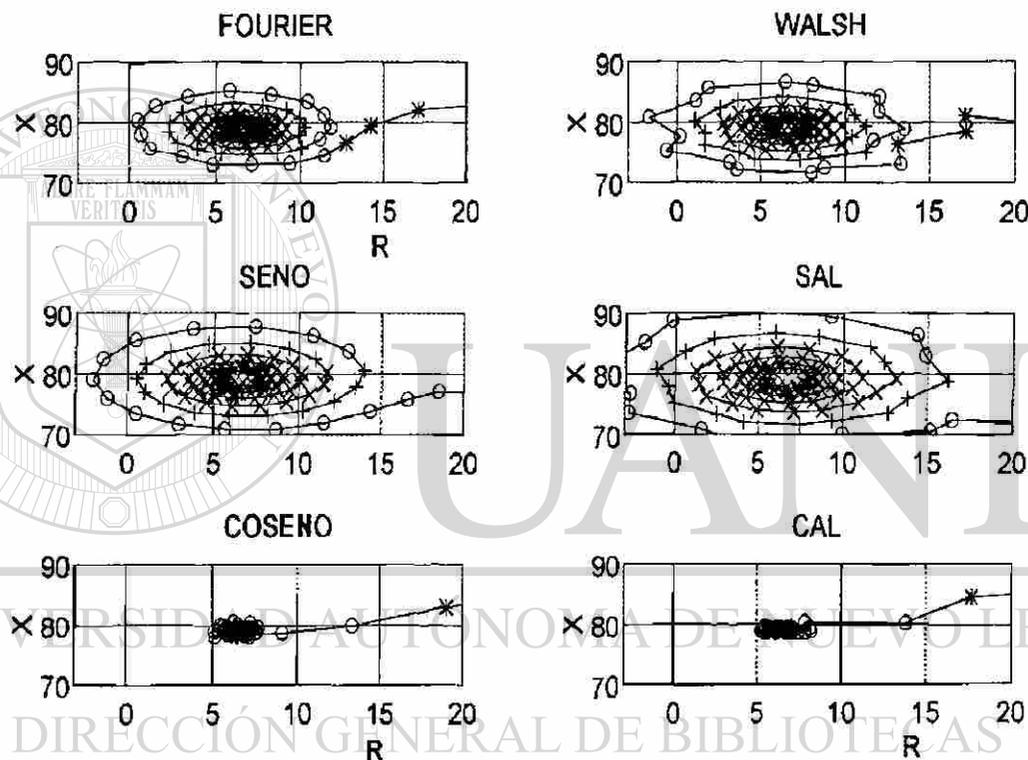


Figura 6.8 Trayectorias de impedancia para los filtros digitales ante las señales mostradas en la Figura 5.7

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.

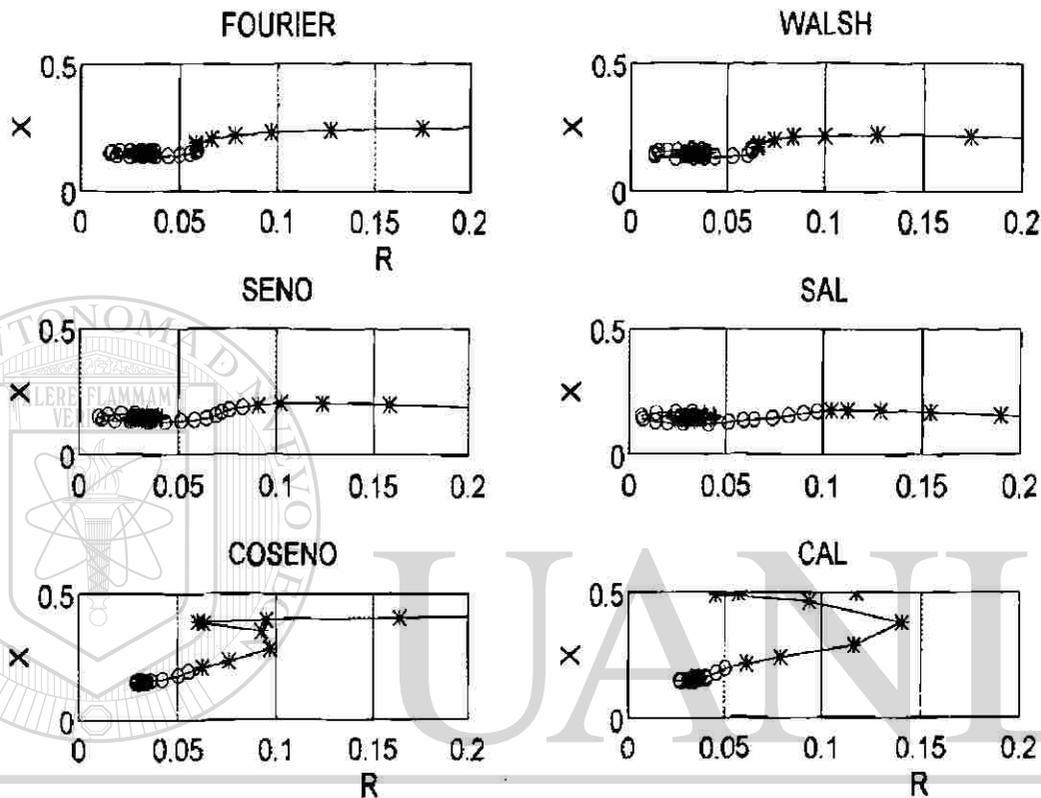


Figura 6.9 Trayectorias de impedancia para señales con componente aperiódica exponencial en la corriente y ruido de naturaleza aleatoria en el voltaje

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 ( $0 \leq \omega_b < 1$ ), 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 ( $\omega_b > 2$ ) 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.

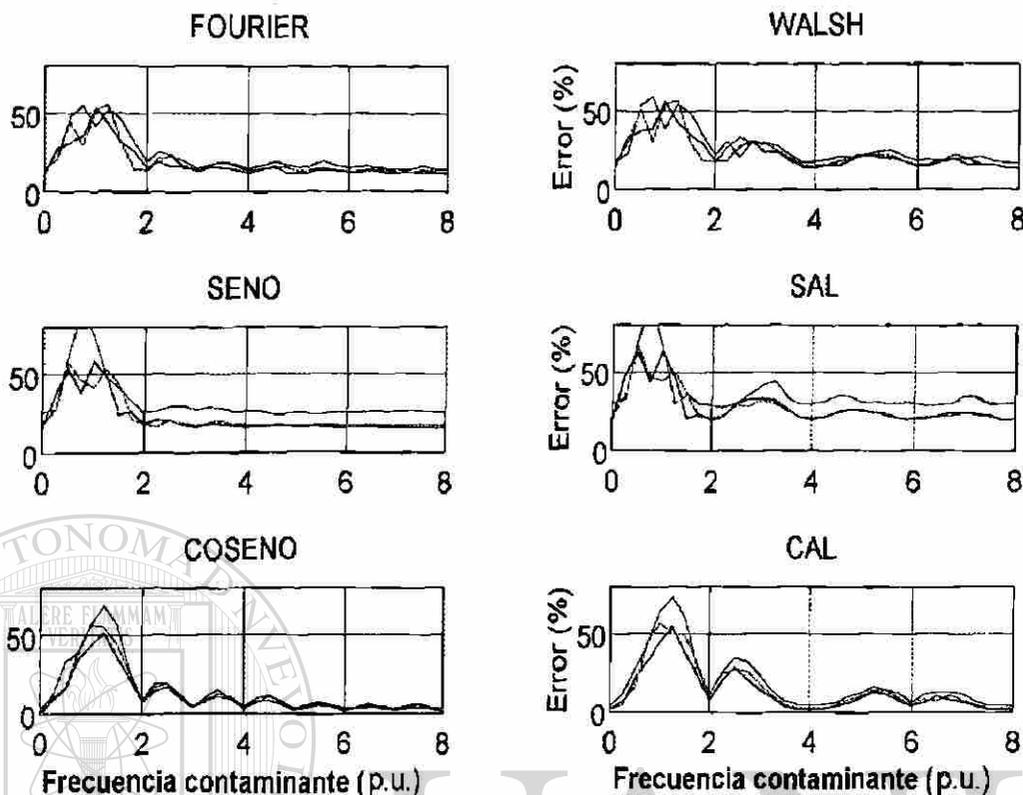


Figura 6.10 Gráficas error-frecuencia para un caso en que las señales de voltaje y de corriente presentan componentes aperiódicas exponenciales y componentes oscilatorias amortiguadas de frecuencia variable

### 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.

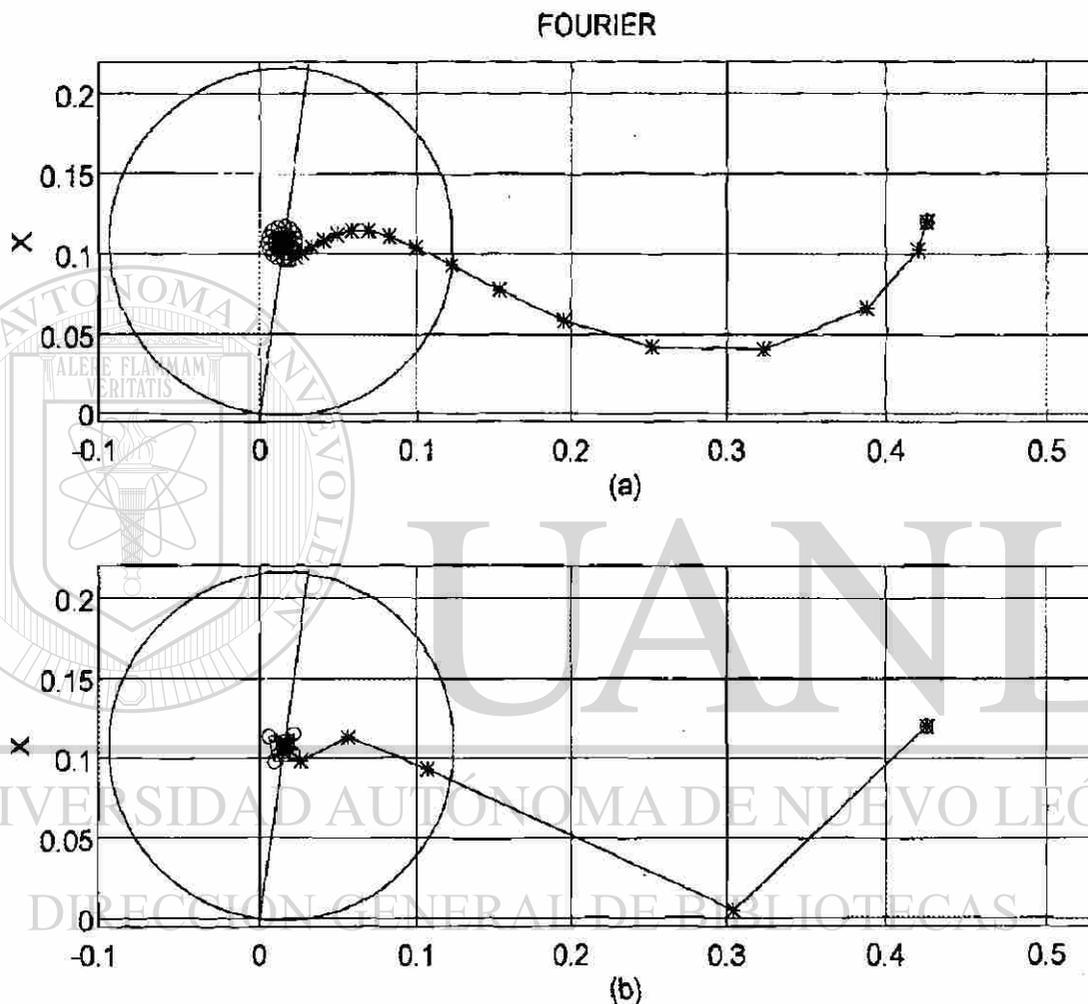


Figura 6.11 Trayectorias de impedancia para filtros de Fourier con señales contaminadas con componente aperiódica en la corriente, y frecuencias de muestreo de 16 (a) y 4 (b) muestras por ciclo

### 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.

FOURIER; 16 m/ciclo, ventana 1/2 ciclo, señal máxima aperiódica

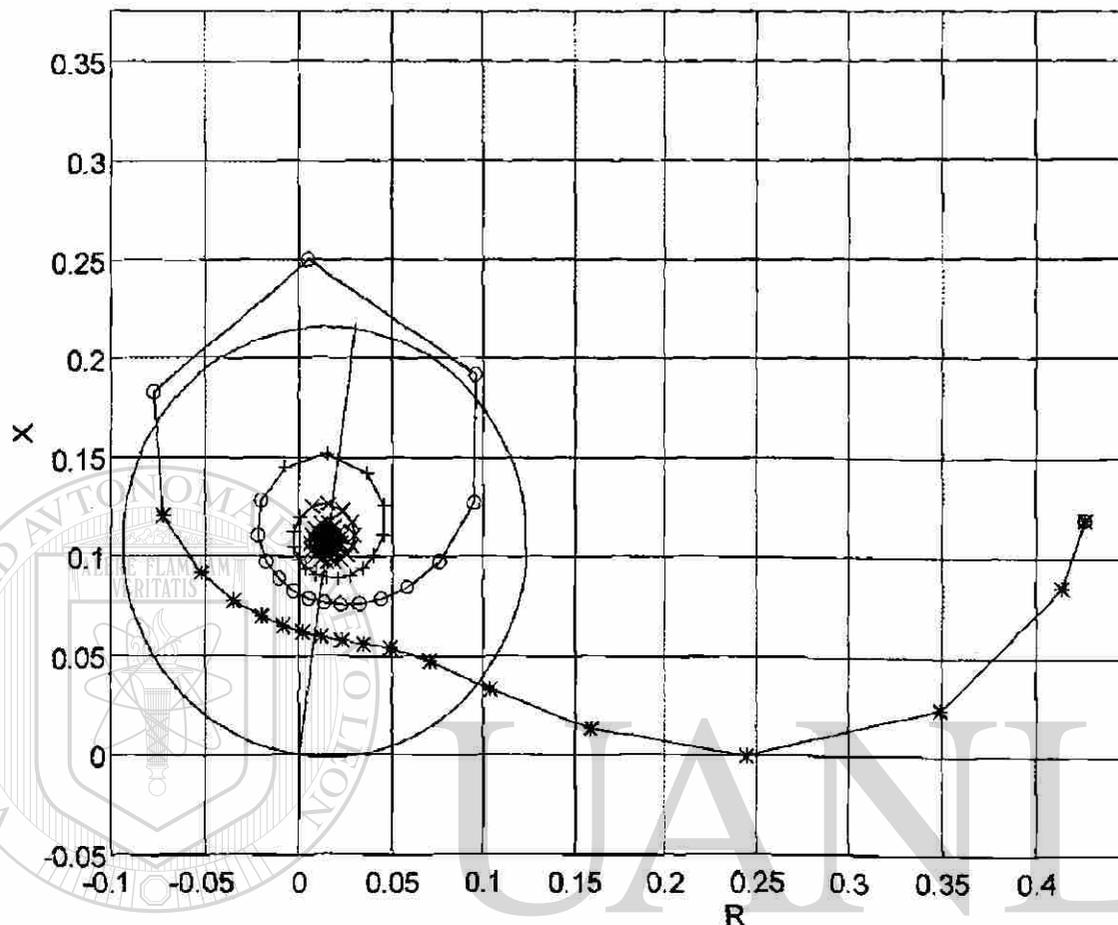


Figura 6.12 Trayectoria de impedancia para el filtro de Fourier con ventana de medio ciclo y con presencia de componente aperiódica en la corriente

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.

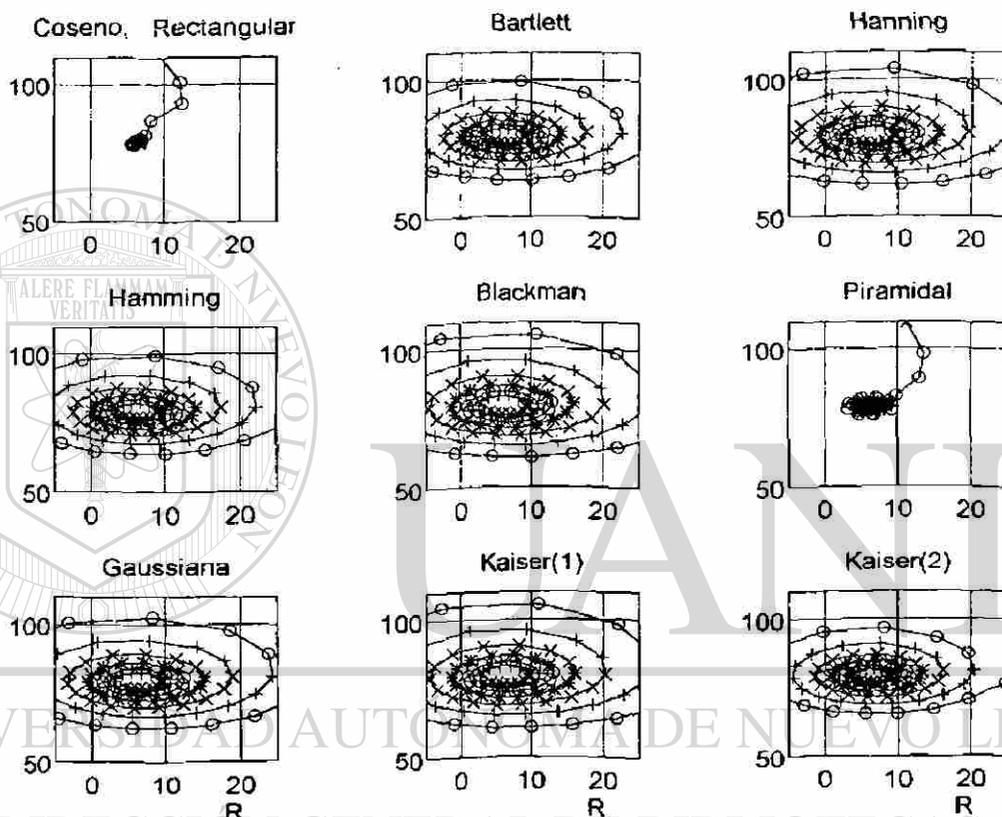


Figura 6.13 Trayectorias de impedancia para el filtro Coseno con diferentes funciones de ponderación, ante señales con componente aperiódica en la corriente y componente oscilatoria de alta frecuencia en el voltaje

#### 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.

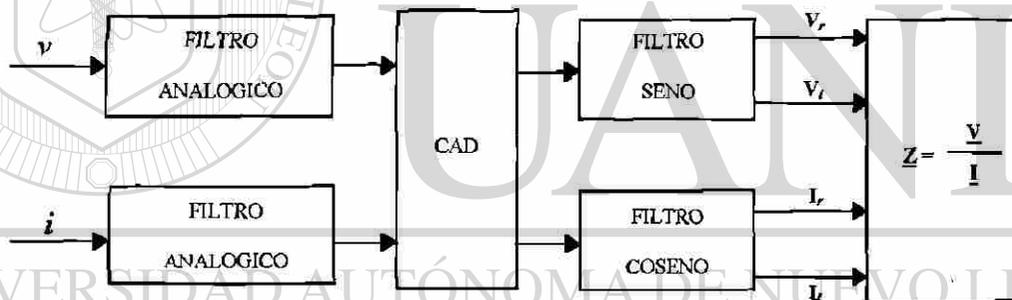


Figura 6.14 Estructura del filtro combinado Seno-Coseno

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.

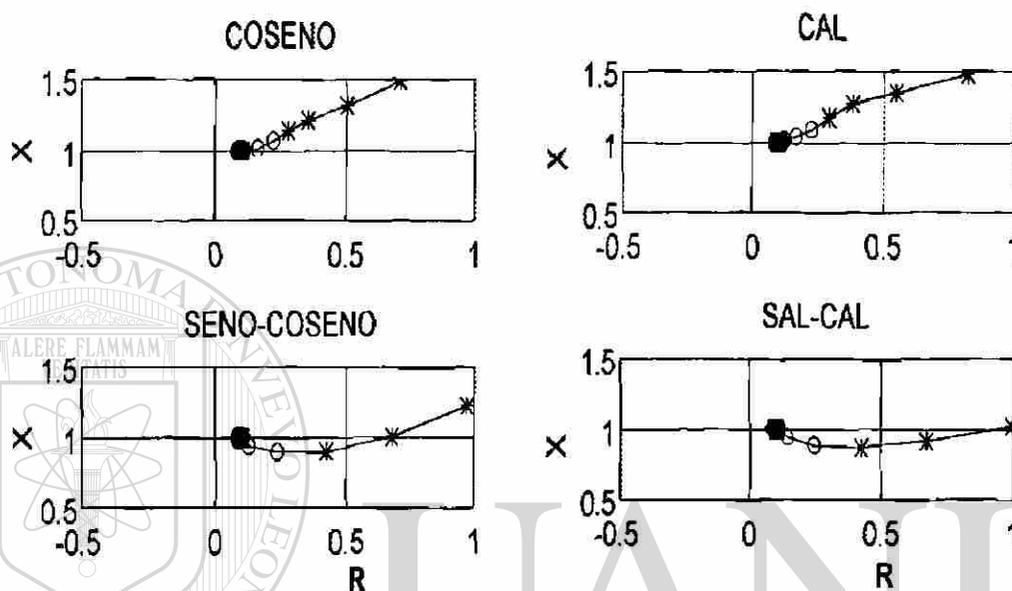


Figura 6.15 Efecto de la componente aperiódica exponencial en la corriente sobre la respuesta de los filtros combinados

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.

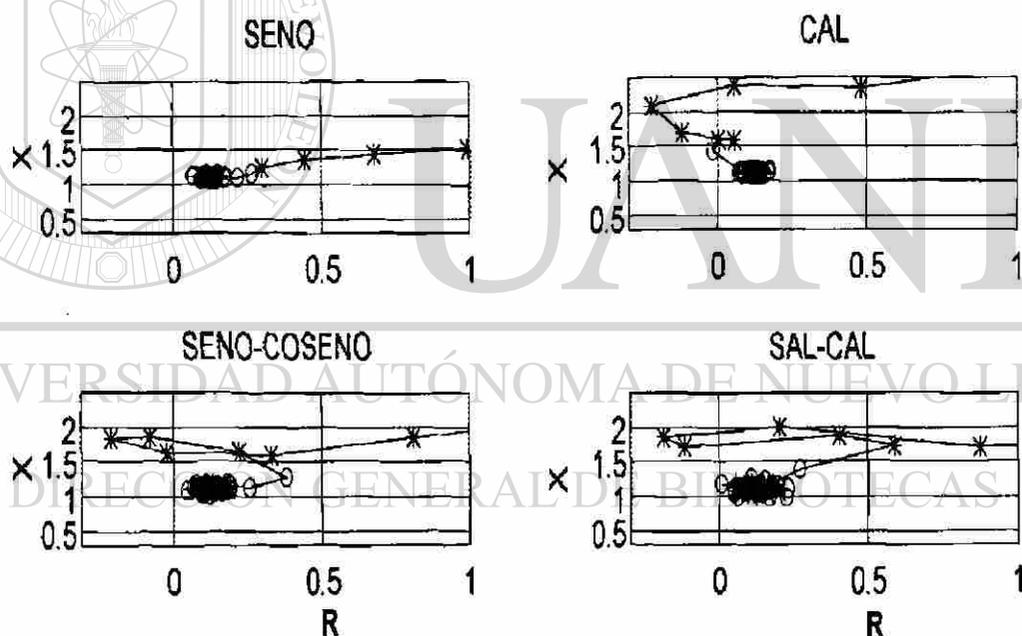


Figura 6.16 Efecto de las oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia en el voltaje sobre la respuesta de los filtros combinados

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.

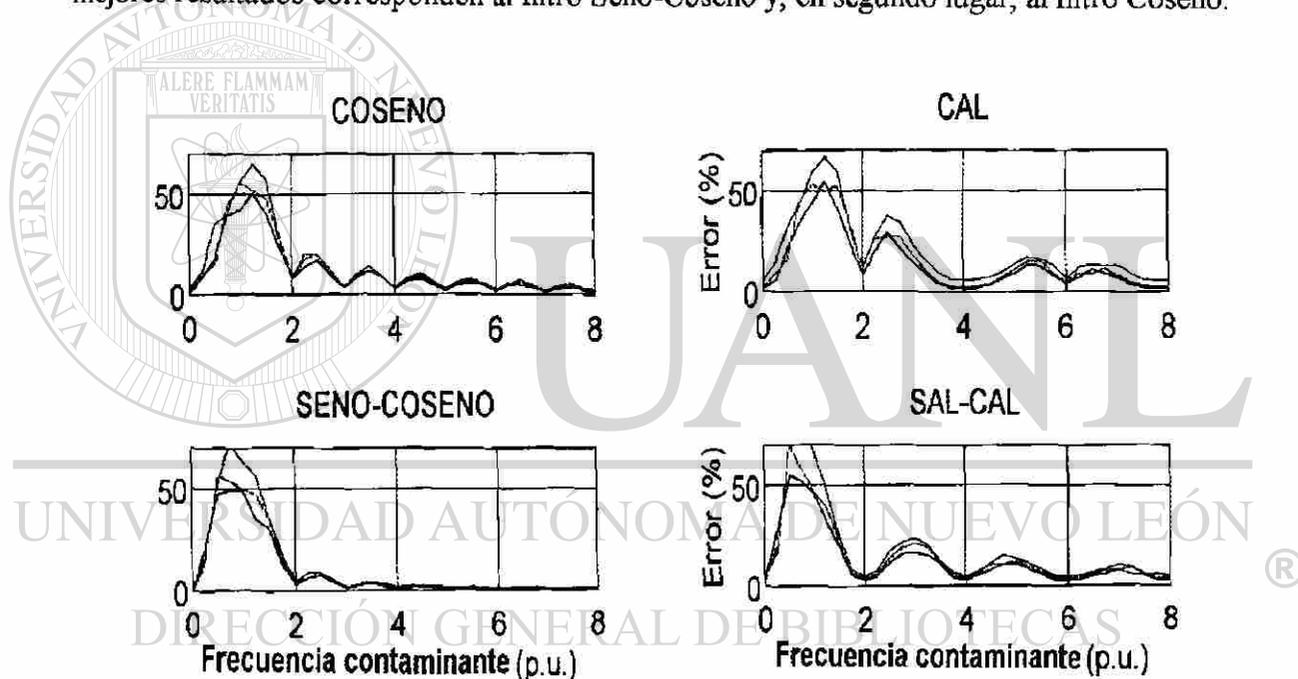


Figura 6.17 Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 5.9

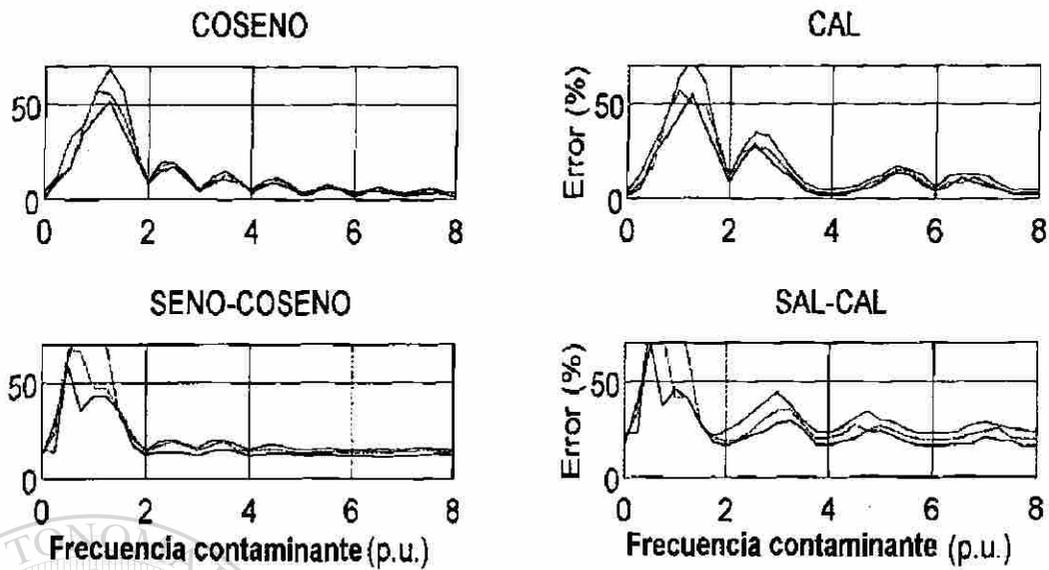


Figura 6.18 Gráficas error-frecuencia para las señales correspondientes a la Figura 6.10

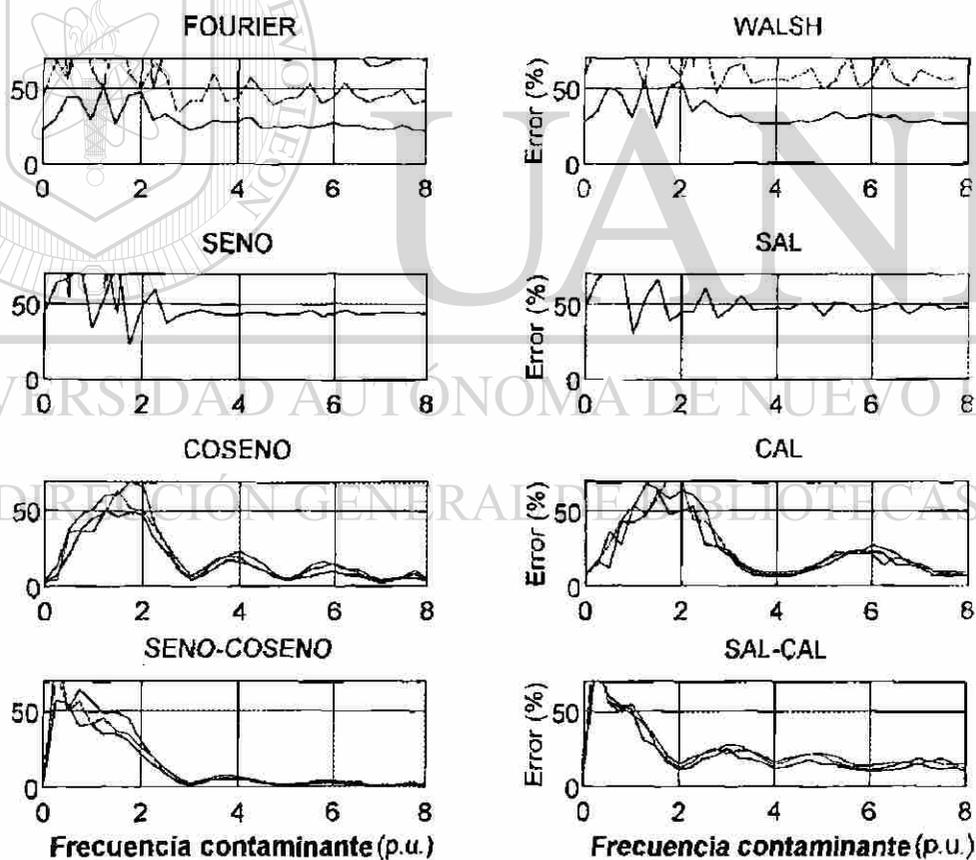


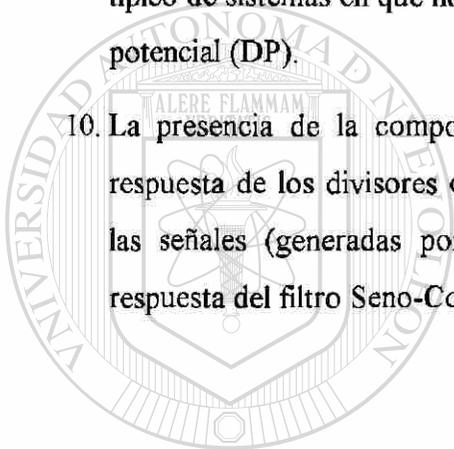
Figura 6.19 Gráficas error-frecuencia para filtros con ventana de medio ciclo, con señales que presentan componente aperiódica en la corriente y componente oscilatoria de frecuencia variable en el voltaje

## 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.



UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



# 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 <sup>®</sup> 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. Flechsig, 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," *Ingeniería 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, I.I.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," *19<sup>th</sup> 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**

UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

## APÉNDICE A

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

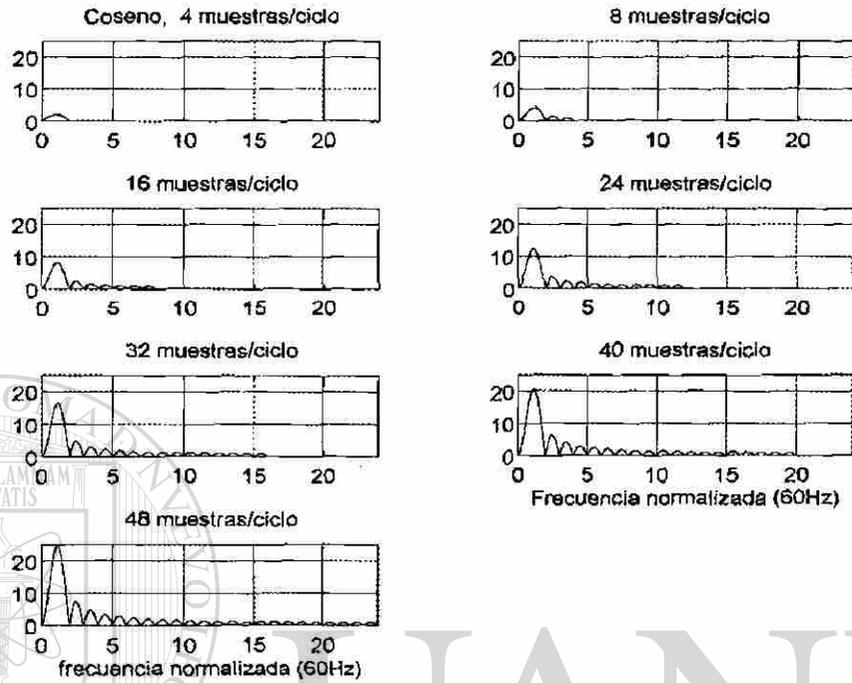


Figura A.1 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno

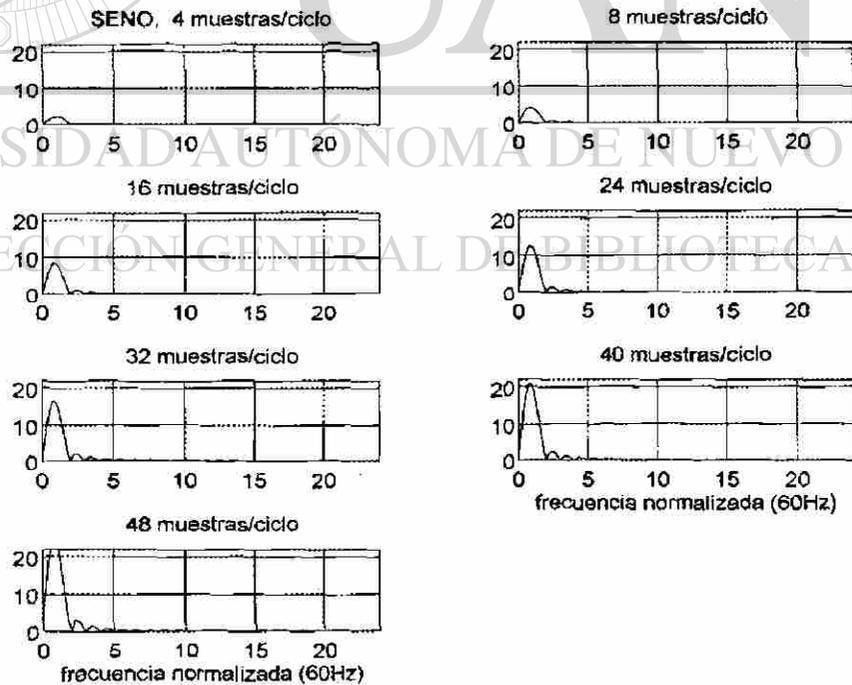


Figura A.2 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno

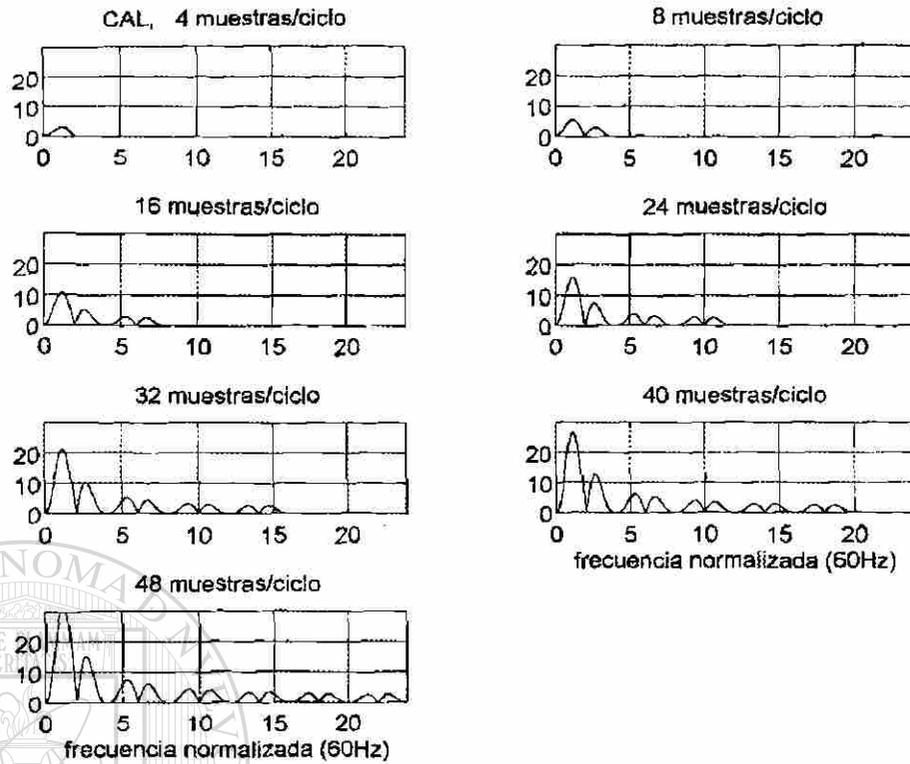


Figura A.3 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL.

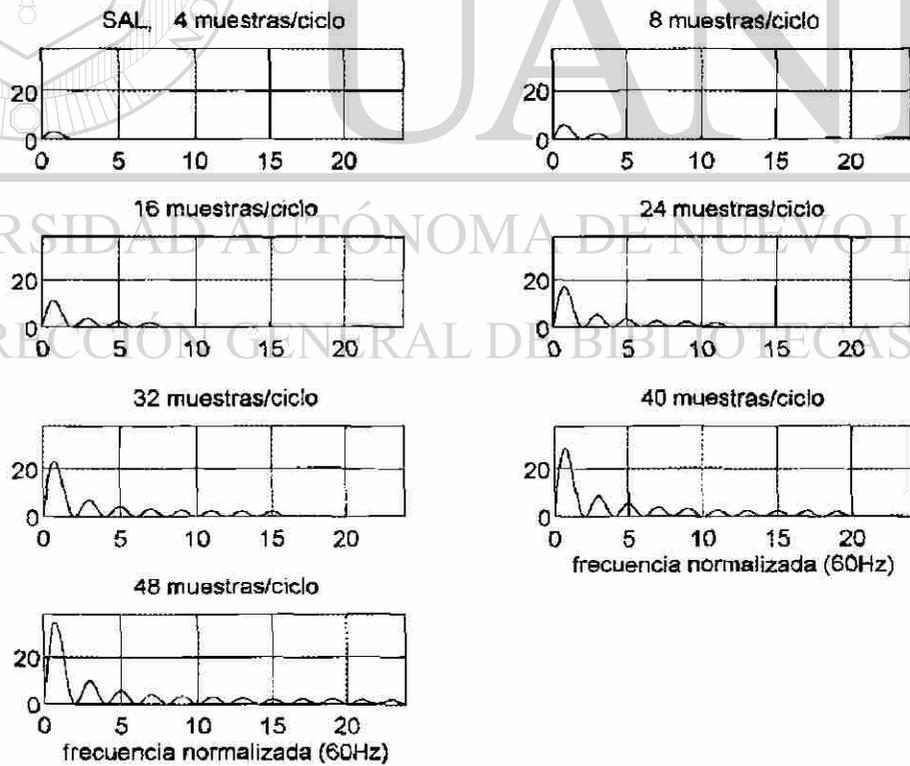


Figura A.4 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL.



**APÉNDICE B**

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

UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

## APÉNDICE B

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

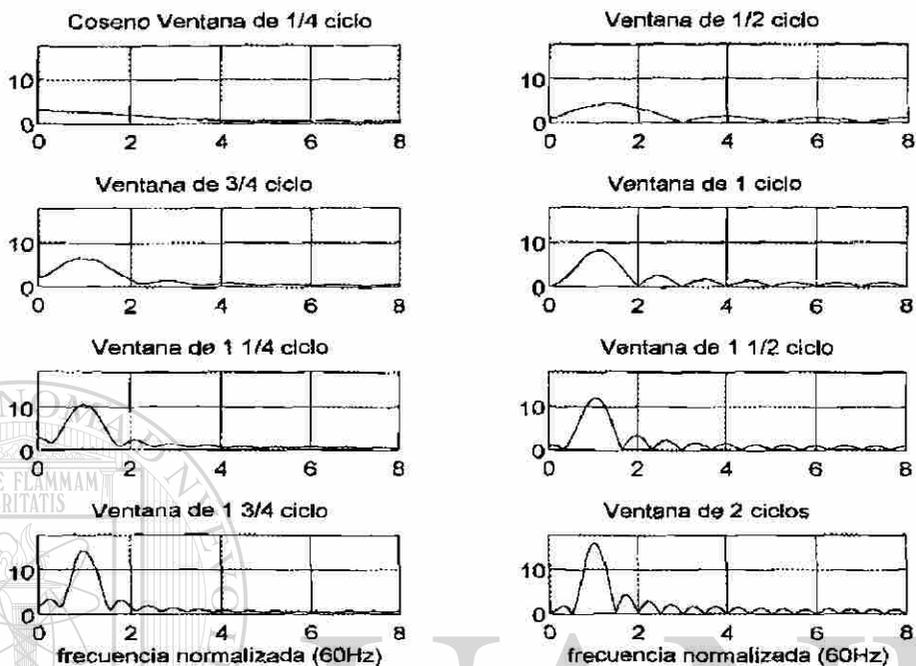


Figura B.1 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Coseno

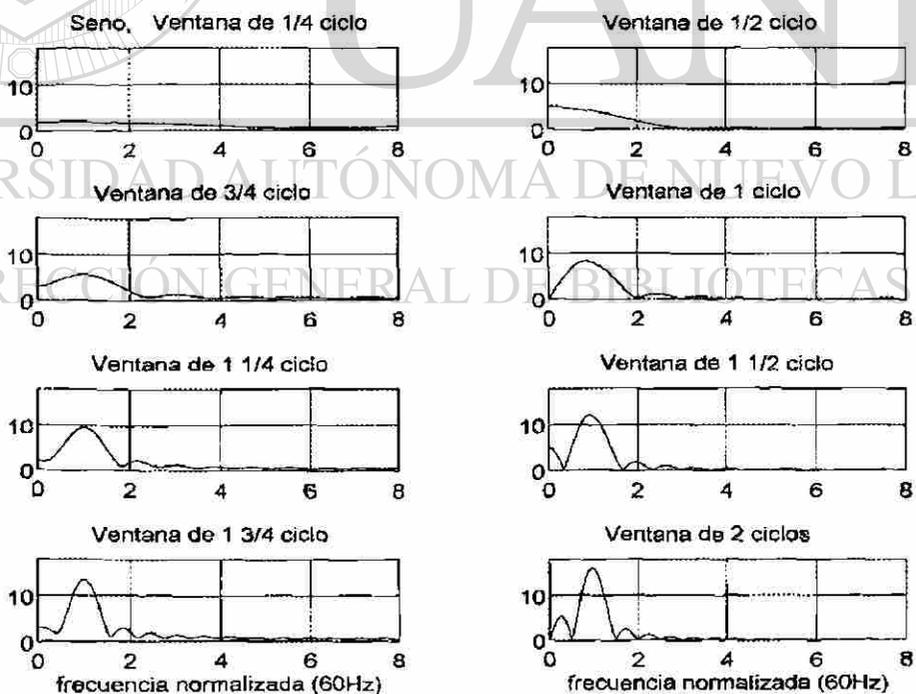


Figura B.2 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro Seno

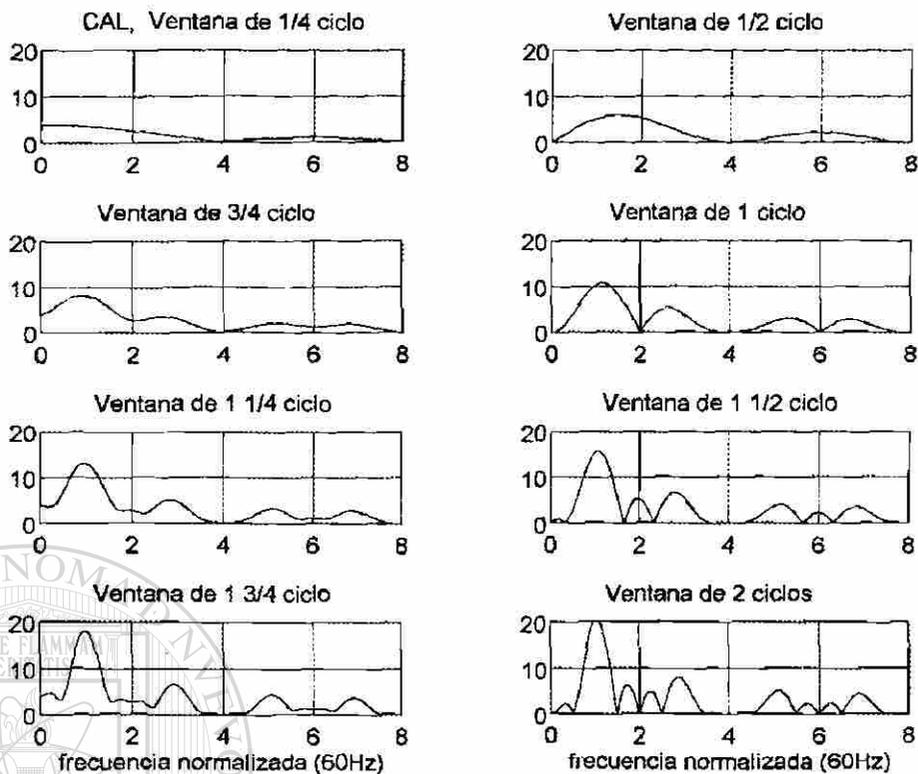


Figura B.3 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro CAL

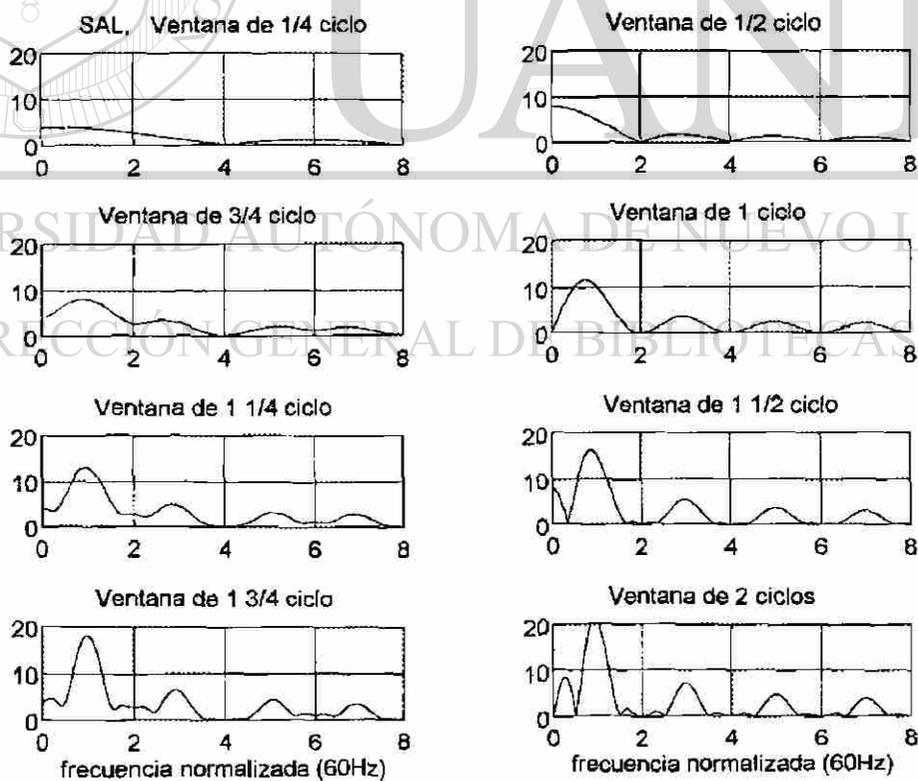


Figura B.4 Efecto de la longitud de la ventana de datos sobre la respuesta de estado estable del filtro SAL



APÉNDICE C

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

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



## APÉNDICE C

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

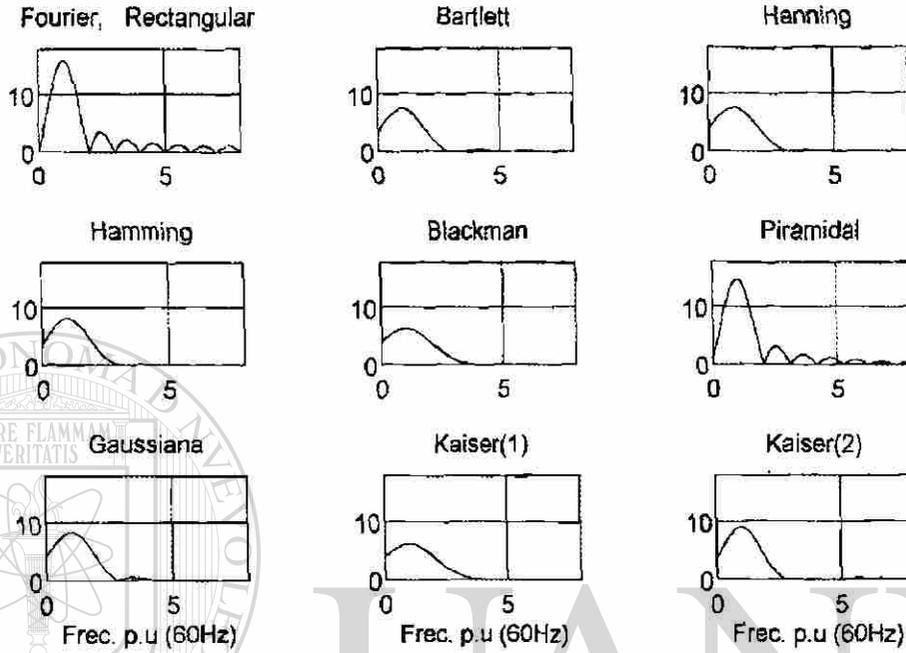


Figura C.1 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtros de Fourier

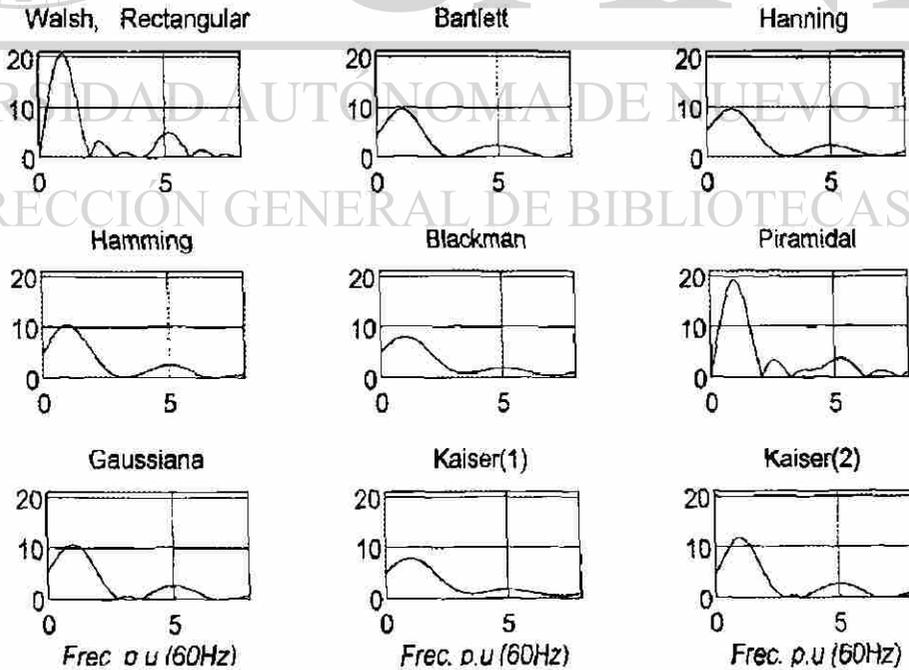


Figura C.2 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro de Walsh

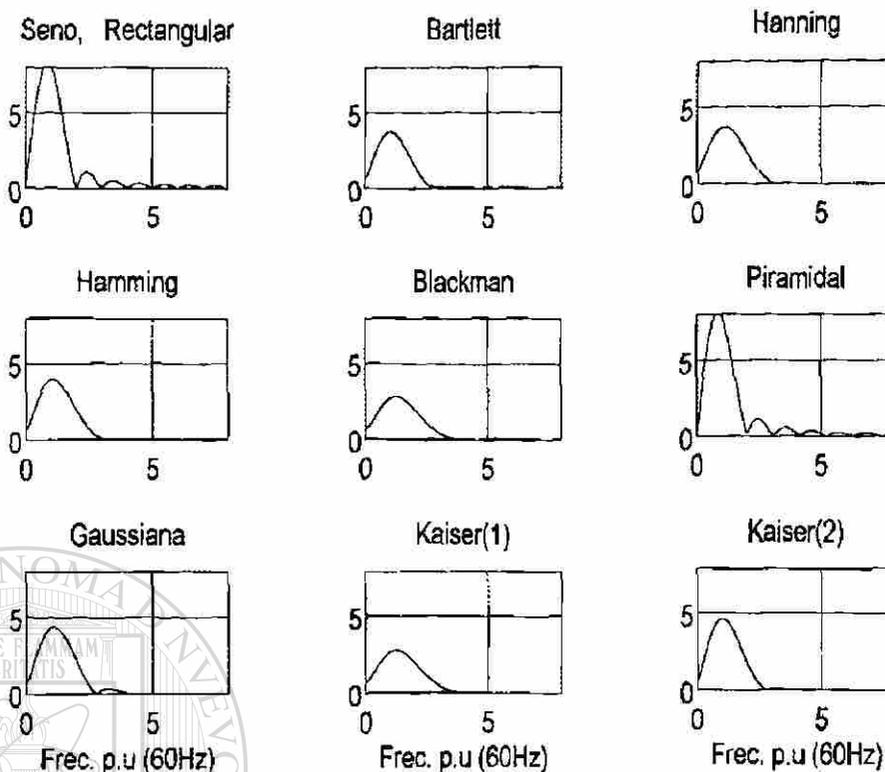


Figura C.3 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro Seno

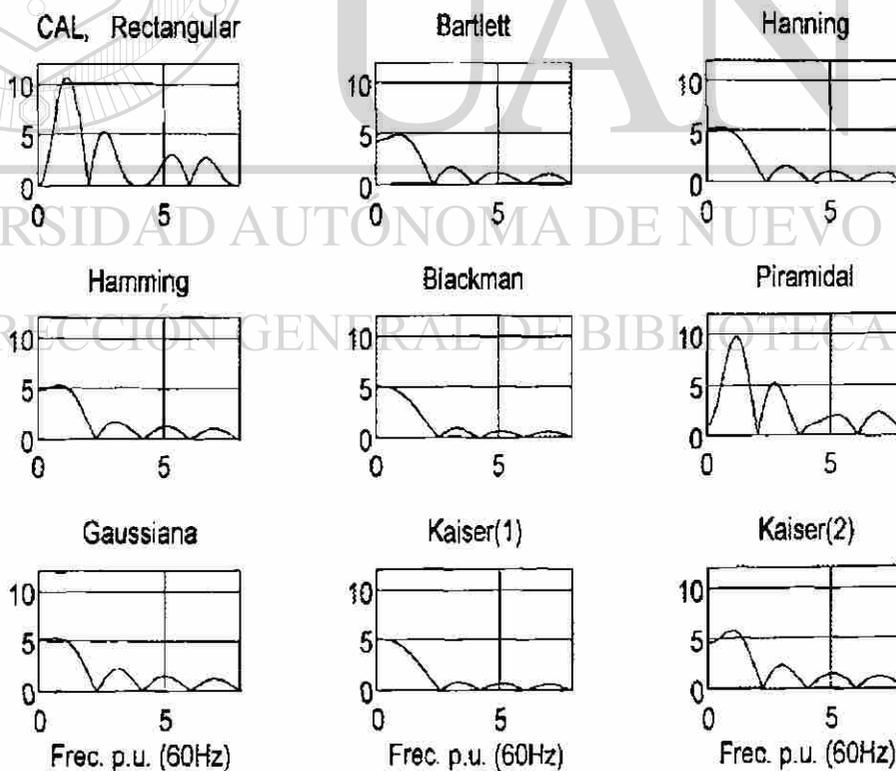


Figura C.4 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro CAL

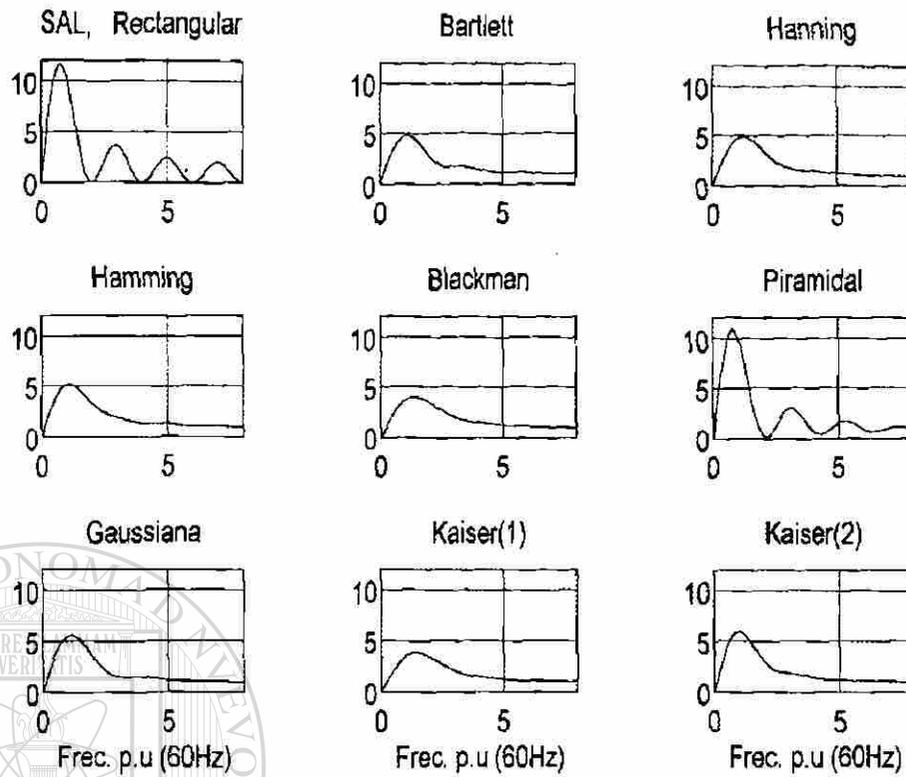


Figura C.5 Efecto de las funciones de ponderación de ventana sobre la respuesta transitoria del filtro SAL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

