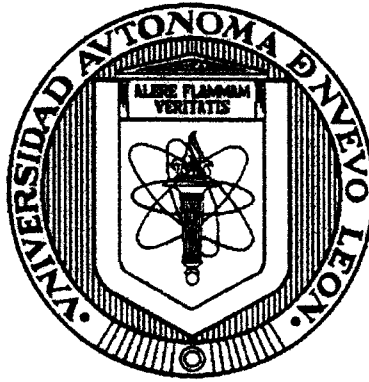


**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON  
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA  
DOCTORADO EN INGENIERIA ELECTRICA**



# **INTRODUCCION A LOS RELEVADORES Y SISTEMAS DIGITALES DE PROTECCION**

**Dr. Héctor Jorge Altuve Ferrer  
Profesor Investigador  
Doctorado en Ingeniería Eléctrica  
FIME-UANL**

**MONTERREY, N.L., MEXICO**

---

## INDICE

---

PROLOGO .....	V
CAPITULO 1 CONSIDERACIONES GENERALES	
1.1 Introducción .....	1
1.2 Desarrollo histórico .....	1
1.3 Ventajas y limitaciones de los relevadores y sistemas digitales de protección .....	4
1.4 Particularidades de los relevadores digitales .....	6
1.5 Arquitectura de un relevador digital .....	8
1.6 Sistemas digitales integrados de protección, control y medición ....	12
CAPITULO 2 FILTRADO DIGITAL PARA RELEVADORES DE PROTECCION	
2.1 Introducción .....	14
2.2 Señales de entrada a los relevadores de protección .....	14
2.3 Algoritmos de filtrado digital basados en modelos de las señales de entrada .....	15
2.4 Algoritmos de Fourier .....	20
2.5 Algoritmo de Walsh .....	26
2.6 Algoritmo de mínimos cuadrados .....	27
2.7 Algoritmos de filtrado digital basados en modelos del sistema .....	29
CAPITULO 3 PROTECCION DIGITAL DE LINEAS DE TRANSMISION	
3.1 Introducción .....	33
3.2 Algoritmos de relevadores de sobrecorriente .....	34

3.3	Algoritmos de relevadores direccionales .....	36
3.4	Algoritmos de relevadores de distancia .....	37
3.5	Algoritmos de protección piloto .....	51

#### **CAPITULO 4 PROTECCION DIGITAL DE GENERADORES, TRANSFORMADORES Y BARRAS**

4.1	Introducción .....	55
4.2	Principio de operación de la protección diferencial .....	55
4.3	Protección digital de generadores .....	62
4.4	Protección digital de transformadores .....	66
4.5	Protección digital de barras .....	72

<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>79</b>
---------------------------	-----------

---

## PROLOGO

---

Los relevadores y sistemas digitales de protección han experimentado un desarrollo acelerado en los últimos años y han venido desplazando a los analógicos en la mayoría de las aplicaciones. Los fabricantes de equipos de protección ofertan hoy una gran variedad de relevadores y sistemas digitales, que constituyen un verdadero reto para el personal técnico de las empresas eléctricas y de la industria en general. A este personal corresponde la tarea de asimilar creadoramente esta nueva tecnología, y no siempre cuenta con la preparación necesaria.

La presente monografía ha sido especialmente elaborada para el Curso Tutorial "Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia", dictado en el II Simposio Iberoamericano sobre Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia, celebrado en Monterrey, Nuevo León, México, en Noviembre de 1993.

La monografía está fundamentalmente dirigida a ingenieros relacionados con la actividad de protecciones en el sistema eléctrico de potencia o la industria. Su principal objetivo es exponer en forma simplificada los conceptos fundamentales de la protección digital, de modo que puedan ser utilizados como base para la selección y aplicación de los relevadores y sistemas digitales. El material se presenta partiendo de la suposición de que el lector está familiarizado con la técnica de protección de sistemas eléctricos de potencia. El tratamiento matemático del problema se ha reducido al nivel mínimo posible, para facilitar su comprensión por personas alejadas del ambiente académico y vinculadas con la práctica diaria de la ingeniería.

El autor desea manifestar su agradecimiento a las personas e instituciones que contribuyeron de una u otra forma a la preparación de la presente monografía. Mención especial en este sentido merecen el M. en C. Ernesto Vázquez Martínez, alumno del Programa Doctoral de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León, y la Srta. Cristina Díaz Miranda, secretaria de dicho Programa.

El autor pone también en conocimiento de los lectores que agradece de antemano las opiniones y sugerencias que le sean enviadas, y que puedan contribuir al perfeccionamiento de la presente monografía.



---

# **CAPITULO 1**

## **CONSIDERACIONES GENERALES**

---

### **1.1 INTRODUCCION**

La técnica de protección digital de sistemas eléctricos de potencia surgió a finales de la década de 1960-70, en que varios investigadores desarrollaron distintos algoritmos de protección de líneas de transmisión y demostraron su viabilidad. Estos trabajos constituyeron una continuación de los esfuerzos que se venían realizando en el desarrollo de aplicaciones de tiempo real de las computadoras digitales en sistemas eléctricos de potencia.

Los resultados de estos primeros proyectos de investigación y de trabajos posteriores tuvieron que esperar a que las computadoras digitales alcanzaran la capacidad de cómputo y el precio adecuados para su aplicación práctica en el área de protección. Esto se hizo realidad con el advenimiento del microprocesador, que inició la etapa de desarrollo de relevadores y sistemas digitales de protección capaces de competir con los electromecánicos y estáticos existentes hasta ese momento.

La técnica de protección digital está hoy consolidada, y es un área de investigación activa por parte de institutos de investigación, universidades, compañías productoras de equipos y empresas de servicio eléctrico. En el presente capítulo se brinda una introducción general a este tema, con énfasis en las particularidades y ventajas de los relevadores y sistemas digitales de protección.

### **1.2 DESARROLLO HISTORICO**

Por su base constructiva, los relevadores pueden subdividirse en electromecánicos y estáticos. El concepto de relevador estático se refiere comúnmente a aquellos que carecen de partes móviles, en cuya construcción se utilizan dispositivos electrónicos (bulbos electrónicos o elementos semiconductores), o dispositivos magnéticos (amplificadores magnéticos, etcétera). No obstante lo anterior, en los relevadores estáticos se utilizan por lo general relevadores electromecánicos auxiliares en calidad de elementos de salida.

El desarrollo de los relevadores es un reflejo de la forma en que se han desarrollado la electromecánica y la electrónica en los distintos países. Los relevadores electromecánicos comenzaron a aparecer en los albores del presente siglo, debido a los crecientes requerimientos de protección de los entonces rudimentarios sistemas eléctricos de potencia. En 1901 surgieron los relevadores de sobrecorriente de inducción; en 1905-1908 se desarrolló el principio de la protección diferencial de corriente; a partir de 1910 comenzaron a aplicarse los relevadores direccionales y se comenzó a trabajar en el desarrollo de los relevadores de distancia, que se hicieron realidad en los primeros años de la década de 1920-30.

Los relevadores estáticos han pasado por tres fases en su desarrollo: las de su construcción a base de bulbos electrónicos, de elementos magnéticos y de elementos semiconductores. El primer intento de utilizar los bulbos electrónicos para la construcción de relevadores fue exitoso y dio lugar a un relevador de protección por onda portadora de líneas de transmisión en el año 1925. En la década de 1930-40 se publicaron varios trabajos sobre la construcción de relevadores de diversos tipos utilizando bulbos electrónicos. La primera versión comercial de un relevador estático de distancia a base de bulbos se hizo realidad en 1948. Es necesario señalar que la insuficiente confiabilidad de estos dispositivos limitó seriamente la utilización de estos primeros relevadores estáticos, con la única excepción de la protección piloto de líneas de transmisión por onda portadora.

La utilización de los elementos magnéticos en la construcción de relevadores estáticos se inició en la década de 1930-40. Trabajos posteriores en esta dirección demostraron que los relevadores construidos a base de elementos magnéticos podían competir con los electrónicos.

La aplicación de los semiconductores en el campo de la protección de sistemas eléctricos de potencia comenzó a intentarse desde la década de 1930-40, en relevadores a base de rectificadores de selenio y óxido de cobre, que no tuvieron aplicación práctica. El descubrimiento del transistor dio nuevo impulso a esta línea de desarrollo, lo que se demuestra por el hecho de que en 1949 surgió el primer comparador de fase transistorizado, en 1954 el primer relevador de distancia transistorizado, y en 1959 y 1961 aparecieron, respectivamente, versiones comerciales de relevadores de sobrecorriente y de distancia transistorizados. En la década de 1960-70 nació una nueva generación de relevadores estáticos, basados en componentes electrónicas integradas, tales como amplificadores operacionales y compuertas lógicas. En esa década los diferentes fabricantes desarrollaron familias completas de relevadores con esta base electrónica.

La más reciente generación de relevadores estáticos se desarrolló en la etapa de introducción masiva del microprocesador en distintas esferas de la industria. Sus orígenes, sin embargo, se remontan a finales de la década de 1960-70, en que se concibieron y probaron algoritmos que demostraron las posibilidades potenciales de la utilización de una computadora digital para realizar funciones de protección. Esos trabajos iniciales se adelantaron a su época, pues las computadoras grandes de entonces eran muy costosas, y las más económicas carecían de la potencia de cálculo necesaria para la tarea; su valor radica en que sentaron las bases para el ulterior desarrollo de las protecciones microprocesadas.

A modo de resumen, a continuación se presenta una cronología del desarrollo de la tecnología de relevadores de protección, en que se resaltan las etapas fundamentales de las distintas generaciones de relevadores. Las fechas son necesariamente aproximadas, dada la dificultad de definir con precisión el momento de aparición de un nuevo principio o relevador en el gran volumen de literatura disponible sobre el tema. En el caso de los relevadores microprocesados, la cronología incluye los desarrollos originales (anteriores al microprocesador), y algunos trabajos posteriores importantes.

a) Relevadores electromecánicos

- 1901 - Relevador de sobrecorriente de inducción
- 1908 - Relevador diferencial
- 1910 - Relevador direccional
- 1921 - Relevador de distancia tipo impedancia
- 1937 - Relevador de distancia tipo mho

b) Relevadores estáticos

1ra. generación: Bulbos electrónicos

- 1925 - Protección piloto por comparación direccional (onda portadora)
- 1930 - 40 - Distintos tipos de relevadores
- 1948 - Relevador de distancia

2da. generación: Transistores

- 1949 - Esquema de comparación de fase
- 1954 - Relevador de distancia

1959 - Relevador de sobrecorriente (versión comercial)

1961 - Relevador de distancia (versión comercial)

### 3era. generación: Circuitos integrados

1960 - 70 - Distintos tipos de relevadores

### 4ta. Generación: Microprocesadores

1969 - Protección de distancia

1970 - Protección diferencial de barras

1972 - Protección diferencial de transformadores

1973 - Protección diferencial de generadores

1973 - Integración de funciones de protección y control

1978 - Relevador de frecuencia

1980 - Relevador de sobrecorriente de tiempo inverso

1980 - Mediciones fasoriales para estimación de estado

1981 - Protección de motores

1982 - Localización de fallas

1983 - Protección piloto de fibra óptica

1984 - Registro digital de fallas

1987 - Protecciones adaptivas

## 1.3 VENTAJAS Y LIMITACIONES DE LOS RELEVADORES Y SISTEMAS DIGITALES DE PROTECCION

La tecnología digital tiene un conjunto de ventajas sobre la analógica, entre las que pueden mencionarse:

- a) Las características de las componentes digitales no cambian con la temperatura, el voltaje de suministro o el envejecimiento.
- b) El comportamiento de las componentes digitales se mantiene invariable en todo el sistema.
- c) Los equipos basados en tecnología digital tienen menos componentes y menos conexiones.

- d) La resolución de un equipo digital depende del número de bits por palabra utilizado en los cálculos aritméticos.
- e) Los equipos digitales no requieren ajuste individual.
- f) La mayoría de los cambios de diseño implican solamente modificaciones de software.
- g) Un sistema digital puede hacer funciones lógicas y aritméticas en el control de un proceso.
- h) Los datos almacenados en un sistema digital no se deterioran, a menos que haya una falla en el sistema.

La introducción de la tecnología digital en el área de protección de sistemas eléctricos de potencia confiere a los relevadores y sistemas digitales de protección y, en particular, a los microprocesados, ventajas definidas con respecto a sus similares analógicos. Estas ventajas son:

- a) El costo de los relevadores digitales es ya comparable con el de los analógicos, en algunos casos es menor, y su tendencia es a decrecer.
- b) Los relevadores digitales tienen capacidad de autodiagnóstico, lo que los hace más confiables que los analógicos.
- c) Estos relevadores son totalmente compatibles con la tecnología digital que se está introduciendo en las subestaciones.
- d) Tienen una gran flexibilidad funcional, que les permite realizar otras funciones, como las de medición, control y supervisión.
- e) Tienen capacidad de comunicación con otros equipos digitales de la subestación y el sistema.
- f) Pueden constituir la base de una protección adaptiva, cuyos parámetros de operación cambian automáticamente con las condiciones del sistema.

En la actualidad existen factores que impiden aprovechar plenamente las posibilidades potenciales de la protección digital; entre ellos pueden señalarse:

- a) Hay un desarrollo insuficiente de las redes de comunicación, que limita las posibilidades que ofrece la capacidad de comunicación de los relevadores.
- b) El hardware de los relevadores digitales cambia con gran velocidad, lo que dificulta su mantenimiento.
- c) Predomina la utilización de lenguaje ensamblador en los relevadores digitales, lo que limita la transportabilidad de los programas entre distintos relevadores.
- d) Aún hay dificultades para la adaptación de los relevadores digitales a las condiciones ambientales y de interferencias electromagnéticas de una subestación.

En diferentes países se trabaja en la solución de estos problemas, y los resultados son promisorios. Una prueba de ello es que los relevadores digitales ya han demostrado su superioridad sobre los analógicos en más de diez años de experiencia de explotación y son preferidos en la actualidad por la mayoría de los ingenieros de protección.

#### 1.4 PARTICULARIDADES DE LOS RELEVADORES DIGITALES

Los relevadores digitales son sistemas de microprocesadores interconectados con el sistema protegido que realizan tareas de tiempo real. Esto les confiere dos particularidades:

- a) La información sobre los valores de las señales eléctricas de entrada llega al microprocesador en instantes discretos de tiempo.
- b) El microprocesador solamente realiza operaciones aritméticas, tales como suma, resta, multiplicación y división.

Esto trae como consecuencia la necesidad de resolver dos problemas. El primero de ellos consiste en que a las señales discretas de entrada hay que hacerle operaciones matemáticas continuas, tales como la integración y la diferenciación; para ello hay que utilizar métodos de aproximación. Así por ejemplo, para la integración se hace la aproximación por una función escalonada (ver Fig. 1.1):

$$\int_{t_0}^{t_n} x(t) dt = \sum_{k=1}^n x(t_k) \Delta t \quad (1.1)$$

Una aproximación más exacta es la trapezoidal (Fig. 1.1), dada por:

$$\int_{t_0}^{t_n} x(t) dt = (\Delta t/2) (x_0 + 2x_1 + \dots + 2x_{n-1} + x_n) \quad (1.2)$$

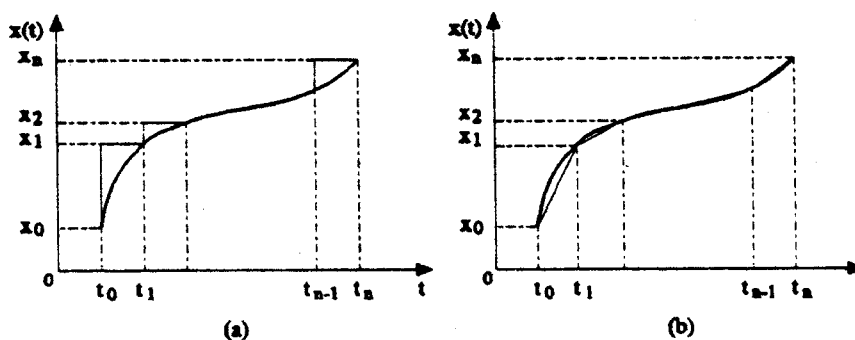


Fig. 1.1 Aproximación discreta de la integración

La diferenciación puede aproximarse a partir de dos valores de la función, tal como se muestra en la Fig. 1.2, según:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{t_{k+1} - t_k} \quad (1.3)$$

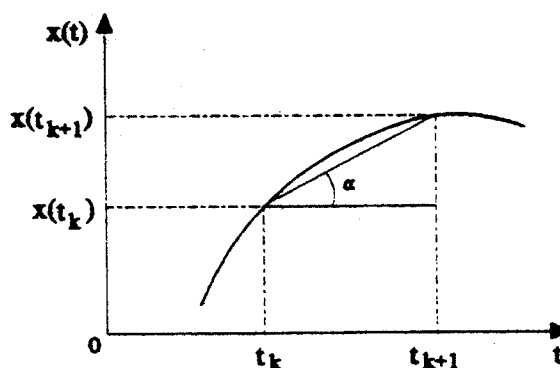


Fig.1.2 Aproximación discreta de la diferenciación

El segundo problema a resolver es el de la realización de dependencias funcionales complejas mediante operaciones aritméticas. Existen dos vías para la solución de este problema. La primera variante es presentar las dependencias funcionales en forma tabular, y grabar esa información en memoria. La ventaja de este método es la alta velocidad de

ejecución, pero tiene como desventaja una reducida precisión o una elevada utilización de la capacidad de memoria (en dependencia del número de valores que se almacenen).

La segunda variante consiste en aproximar las funciones complejas por series que contengan solamente operaciones aritméticas, tales como la serie de Taylor. El subprograma de cálculo de la serie se graba en memoria, y ocupa menos espacio que una tabla, pero requiere mayor tiempo de ejecución, sobre todo cuando se necesita alta precisión. En ocasiones es conveniente combinar ambas variantes, lo que permite obtener una alta velocidad o una elevada precisión, con requerimientos de memoria no tan elevados.

## **1.5 ARQUITECTURA DE UN RELEVADOR DIGITAL**

En la Fig. 1.3 se presenta el diagrama de bloques general de un relevador digital. Al relevador se aplican 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 correspondientes antes de su aplicación a la microcomputadora, que constituye el elemento principal del relevador. Las señales analógicas pasan adicionalmente por un proceso de conversión análogo-digital 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 (banderas) y de su estado funcional mediante dispositivos de señalización (generalmente de tipo lumínico) visibles en su exterior. La mayoría de los relevadores digitales dispone también de capacidad de comunicación con otros equipos digitales, mediante puertos de tipos serial y paralelo.

El subsistema de señales analógicas (Fig. 1.3) 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) Aislar eléctricamente los circuitos electrónicos del relevador de los circuitos de entrada.
- c) Proteger al relevador contra sobrevoltajes transitorios inducidos en los conductores de entrada por conmutaciones y otros procesos transitorios en el sistema primario o



en los circuitos secundarios del esquema de protección.

- d) Hacer el filtrado anti-aliasing de las señales analógicas de entrada. Este filtrado es necesario para limitar el espectro de frecuencia de esas señales a una frecuencia no mayor que la mitad de la frecuencia de muestreo a utilizar en el relevador.

El subsistema de entradas discretas (Fig. 1.3) 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 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 (ver Fig. 1.4) genera pulsos de corta duración y de una cierta frecuencia, que marcan los instantes de muestreo; en cada uno de ellos se hace la conversión del valor instantáneo de la señal analógica a una palabra digital, que queda disponible para el procesador.

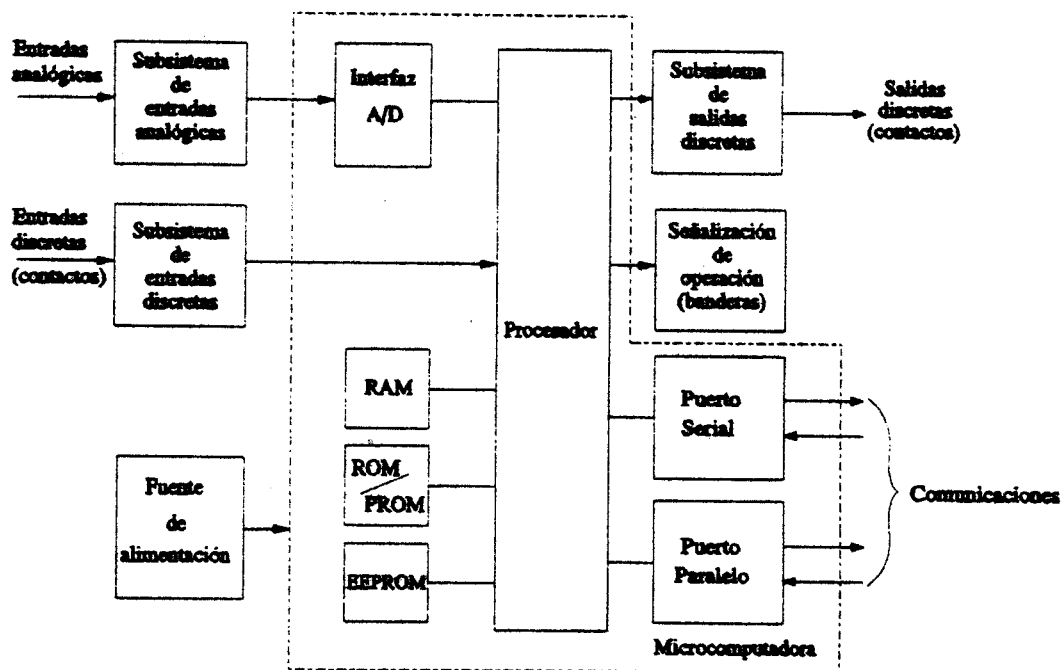


Fig. 1.3 Diagrama de bloques de un relevador digital

Existen las siguientes variantes para el muestreo de señales analógicas: a) Tomar muestras con espaciamiento uniforme durante todo el ciclo de la señal (ver Fig. 1.4). Esta es la variante más utilizada en relevadores digitales, y la frecuencia de muestreo  $f_m = 1/\Delta t$  es del orden de 240 Hz a 2 kHz. 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.

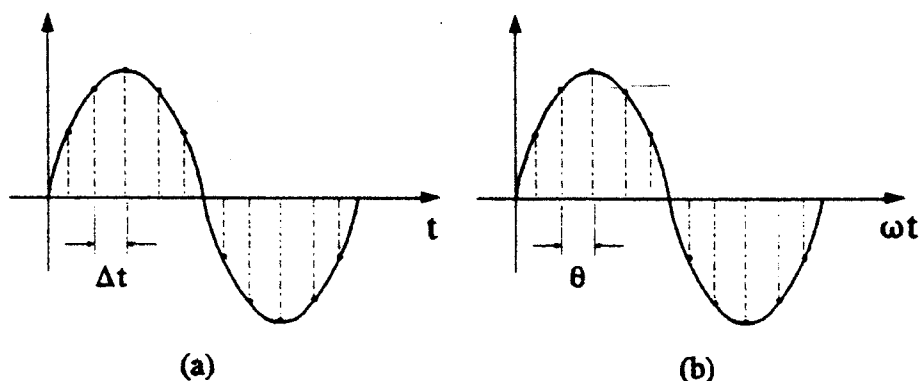
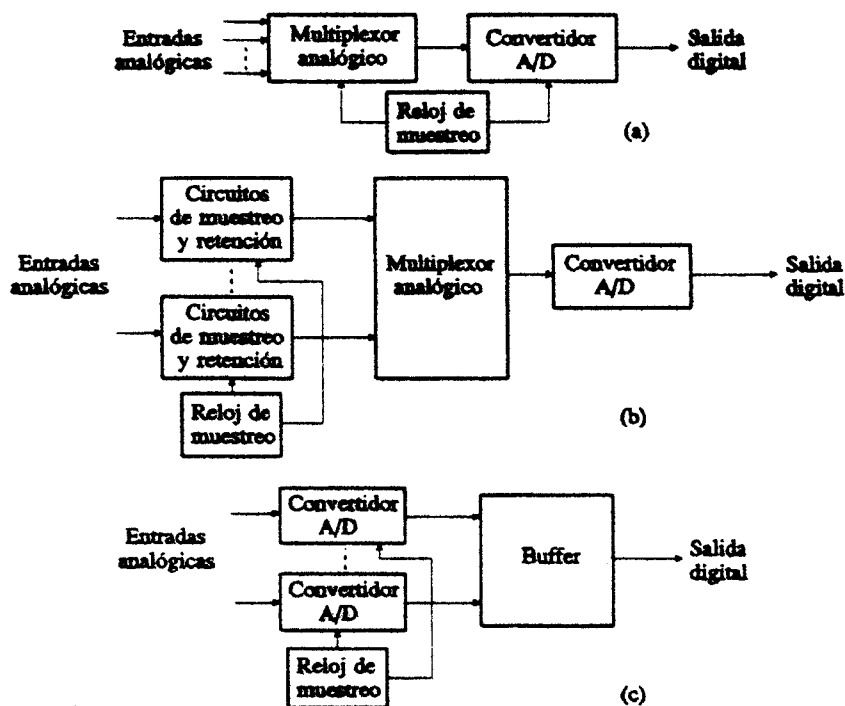


Fig. 1.4 Muestreo de señales analógicas

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 Fig. 1.4 (a)).

En el muestreo uniforme en ángulo es constante el ángulo de separación entre muestras  $\theta = \omega_s \Delta t$ , donde  $\omega_s$  es la frecuencia angular de la señal (Fig. 1.4 (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  $\omega_s$  de la señal, es necesario modificar el valor de  $\Delta t$  y, por 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.

En realidad se hace más de una conversión en cada instante de muestreo, pues el relevador tiene varias señales analógicas de entrada. Una alternativa para esto es hacer un multiplexado analógico de las señales de entrada y aplicarlas secuencialmente a un convertidor análogo-digital (Fig. 1.5 (a)); el proceso de conversión y transmisión de cada señal al procesador debe ser muy rápido si se desea que las muestras sean simultáneas, lo que es en general deseable, pero no indispensable.



*Fig. 1.5 Alternativas de muestreo y conversión análogo-digital en un relevador*

Otra variante consiste en 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 (Fig. 1.5 (b)). Una tercera alternativa es utilizar convertidores análogo-digitales independientes en los distintos canales de entrada (Fig. 1.5 (c)), lo que eleva el costo del esquema.

El procesador del relevador digital (Fig. 1.3) es el encargado de ejecutar los programas de protección, de controlar diversas funciones de tiempo, y de 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, para acumular resultados intermedios de los programas de protección, y para 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 programable (PROM), y se ejecutan directamente desde allí (excepcionalmente), o se cargan inicialmente a memorias RAM para su posterior ejecución. 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); una alternativa a este tipo de memoria puede ser una RAM con respaldo por batería.

Un aspecto importante de un relevador digital es su capacidad de comunicación. Las interfaces de comunicación serial (Fig. 1.3) permiten el intercambio de información remota fuera de línea con el relevador para tareas de asignación de valores de parámetros de ajuste, de lectura de registros de fallas o de datos de ajustes, y otras. Para el intercambio de información de tiempo real es necesario disponer de una interfaz de comunicación paralela.

El subsistema de salidas discretas (Fig. 1.3) 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.

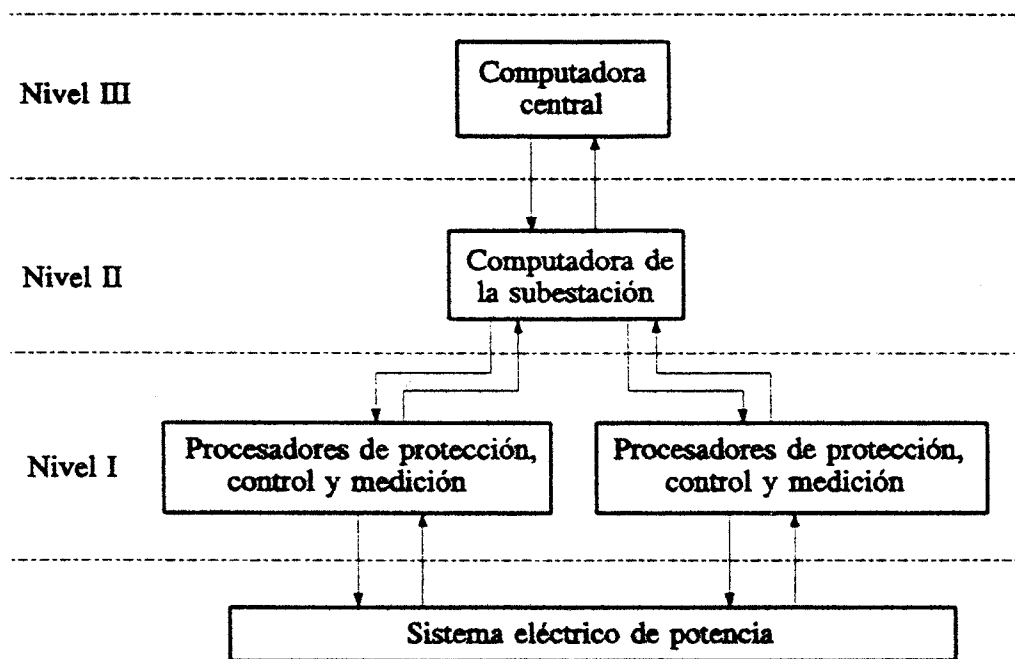
El relevador digital debe contar con una fuente de alimentación independiente (Fig. 1.3), generalmente de tipo conmutado, que puede conectarse a la batería de acumuladores de la subestación, y produce los voltajes de corriente directa necesarios para los circuitos del relevador (típicamente 5V y  $\pm 15V$ ).

## **1.6 SISTEMAS DIGITALES INTEGRADOS DE PROTECCION, CONTROL Y MEDICION**

La tendencia actual es a la integración de las funciones de protección, control y medición en sistemas digitales de subestaciones y plantas generadoras, que se enlazan con computadoras centrales de nivel del sistema de potencia. En la Fig. 1.6 se presenta una posible estructura jerárquica con tres niveles, dos de ellos en la subestación. En el nivel I están los procesadores digitales encargados directamente de las funciones de protección, control y medición y que se encuentran interconectados con el sistema eléctrico de potencia. El nivel II corresponde a la computadora de la subestación, que concentra la información proveniente de los procesadores del nivel I y la transmite a la computadora central del sistema (nivel II), o transmite comandos de control de esta computadora al nivel I, para ser ejecutados por los procesadores sobre los interruptores de la subestación.

En resumen, en el nivel I se realizan las funciones directas de protección, control y medición, se recibe información de los equipos de la subestación y se envían a estos los comandos de control, se hacen funciones de diagnóstico, existen facilidades para la comunicación hombre-máquina, y se realizan las comunicaciones con el nivel superior. En el nivel II se hacen funciones de respaldo de los procesadores del nivel I (incluyendo el respaldo de protecciones), se recolectan, procesan y almacenan datos, se realizan análisis de secuencia de eventos, existen medios para la comunicación hombre-máquina y se desarrollan las comunicaciones con los niveles I y III. En el nivel III se originan acciones de control de

nivel de sistema, se recolectan y procesan datos, se realizan análisis de secuencia de eventos y otros, se hacen registros oscilográficos, se elaboran reportes y se organizan las comunicaciones con el nivel inferior. En este nivel se ejecutará la mayor parte de las funciones de protección adaptiva del sistema, en la medida en que se vayan introduciendo en la práctica.



*Fig. 1.6 Estructura de un sistema digital integrado de protección, control y medición*

---

## **CAPITULO 2**

### **FILTRADO DIGITAL PARA RELEVADORES DE PROTECCION**

---

#### **2.1 INTRODUCCION**

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 alta 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 que los disturbios originan señales muy ruidosas, en presencia de las cuales el relevador debe discriminar correctamente el tipo y localización de la falla. Esto impone requerimientos muy elevados a los filtros analógicos y digitales en el relevador.

En el presente capítulo se caracterizan las señales de entrada a los relevadores digitales de protección y se describen los algoritmos de filtrado digital más utilizados. En particular, se presentan algoritmos basados en la identificación de parámetros de las señales de entrada al relevador, y algoritmos basados en la identificación de parámetros del sistema protegido.

#### **2.2 SEÑALES DE ENTRADA A LOS RELEVADORES DE PROTECCION**

Las fuentes de ruido de las señales de entrada a los relevadores son el sistema protegido y los diferentes elementos del esquema de protección. 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 de hasta unos 10 kHz para redes con parámetros concentrados, y del orden de las decenas y cientos de kHz para líneas largas, 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, pero cercanas a ella, para altos niveles de compensación. Fuentes de armónicas en el sistema primario pueden ser cargas de naturaleza no lineal, equipos electrónicos de potencia, transformadores de potencia y la resistencia de arco en las fallas, entre otras.

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

El procesamiento analógico de información que tiene lugar 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 análogo-digital de las señales.

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

## **2.3 ALGORITMOS DE FILTRADO DIGITAL BASADOS EN MODELOS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA**

Los algoritmos de identificación de parámetros o filtrado digital utilizados en relevadores de protección se pueden subdividir en dos grupos:

- a) Algoritmos basados en modelos de las señales de entrada, que realizan un filtrado frecuencial para estimar parámetros de esas señales, tales como magnitud, fase y frecuencia.
- b) Algoritmos basados en modelos del sistema protegido, que estiman la inductancia y la resistencia de la línea de transmisión, a partir de las ecuaciones diferenciales que



caracterizan el sistema. Estos algoritmos se han aplicado fundamentalmente a la protección de líneas de transmisión, y se describen en la sección 2.7.

En los algoritmos de filtrado digital basados en modelos de las señales se estiman los parámetros de determinadas componentes de frecuencia de esas señales, en dependencia del tipo de protección. Las funciones clásicas de protección de sobrecorriente, direccional, distancia y diferencial utilizan como información las componentes de frecuencia fundamental de las señales, y todas las demás componentes son ruidos. Sin embargo, en la protección diferencial de transformadores se requiere adicionalmente identificar ciertas armónicas para propósitos de retención en el relevador. Por el contrario, en las protecciones de líneas de transmisión basadas en el principio de detección de ondas viajeras, las componentes transitorias constituyen la información útil, y las componentes de frecuencia del sistema deben ser eliminadas.

En la mayor parte de los relevadores se requiere, por tanto, un filtrado pasabanda, que permita el paso de la componente fundamental (y de algunas armónicas, si son necesarias para retención), y rechace la componente aperiódica, las subarmónicas, y las armónicas superiores. En las protecciones de onda viajera el filtrado requerido es pasaltos, pero para la ejecución práctica de versiones digitales de estas protecciones se requieren procesadores muy poderosos, dadas las altas frecuencias de muestreo involucradas. Esto ha limitado su desarrollo hasta la fecha.

El filtrado frecuencial o de estimación de parámetros de señales eléctricas se basa en la función denominada convolución. Puede demostrarse que la señal  $y(t)$  de salida de un sistema lineal puede expresarse a partir de la señal de entrada  $x(t)$  y de una función  $g(\tau)$ , según:

$$y(t) = \int_0^t g(\tau) x(t - \tau) d\tau \quad (2.1)$$

donde  $g(\tau)$  es la respuesta a impulso del sistema lineal, que equivale 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 a 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 se basa en la aproximación discreta de la integral de convolución (2.1):

$$y_n = \sum_{k=1}^K a_k x_{n-k} \quad (2.2)$$

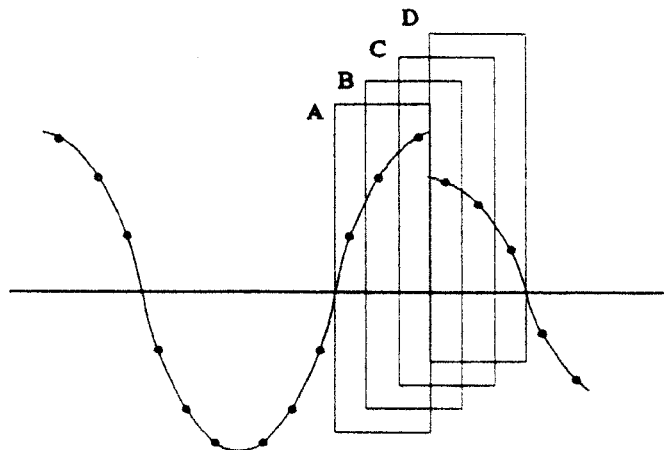
donde  $K$  es el número total de muestras procesadas y  $a_k$  es el conjunto de coeficientes del filtro, que son los valores de su respuesta a impulso  $g(t)$  correspondientes a los instantes de muestreo. No existen limitaciones teóricas en cuanto a los valores de los coeficientes  $a_k$  o de  $K$ , por lo que en principio es posible lograr filtros digitales que no tienen equivalente analógico.

Los filtros para estimación de parámetros de señales eléctricas son de dos tipos:

- a) Filtros no recursivos o de respuesta a impulso finita (FIR), cuya señal de salida depende de una historia finita en tiempo de la señal de entrada (ecuación (2.2)). Solamente existen versiones digitales de filtros FIR.
- b) Filtros recursivos o de respuesta a impulso infinita (IIR), cuya señal de salida depende de toda la historia previa de la señal de entrada. Existen versiones analógicas y digitales de estos filtros. La ecuación (2.2) también es válida en filtros IIR, pero es más práctico representarlos por una ecuación recursiva, en que la señal de salida se expresa en función de las señales de entrada y de salida.

Los filtros FIR son más adecuados para protección por dos razones: a) Dejan de tener en cuenta rápidamente la condición de prefalla y se concentran en analizar las señales correspondientes a la falla. b) Tienen ceros naturales en sus respuestas de frecuencia, que pueden colocarse por diseño donde conviene, es decir, en la frecuencia cero y las armónicas. Los tipos de filtros FIR más utilizados en relevadores digitales de protección son los de Fourier, de Walsh y recursivos de Fourier o correladores. Se han estudiado también filtros de mínimos cuadrados y de Kalman.

Un concepto importante en el filtrado digital es el de ventana de datos. La ecuación (2.2) 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 que implica una ventana de datos de  $K$  muestras. La ventana es deslizante, pues cada vez que entra una nueva muestra se descarta la más antigua, y se calcula un nuevo valor de la señal de salida. En la Fig. 2.1 se presenta una ventana deslizante de tres muestras, para una señal de voltaje sinusoidal muestreada 12 veces por ciclo.



*Fig. 2.1 Ventana de datos deslizante*

Si se aplica esa señal como entrada al filtro digital, para cada ventana de datos es posible calcular el valor instantáneo de la salida del filtro mediante la ecuación (2.2). En la Fig. 2.1 se representa también la discontinuidad provocada por un cortocircuito en la señal de voltaje. La ventana A contiene tres muestras del voltaje de prefalla, la B y la C contienen muestras de prefalla y de falla, y la ventana D contiene solamente muestras correspondientes al voltaje de falla. Es evidente que la ecuación (2.2) da resultados correctos para las ventanas A y D, 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.

Del análisis anterior se derivan dos conclusiones de gran importancia. La primera es que se requiere algún método para detectar que la ventana de datos está cruzando por el punto de discontinuidad para evitar que el relevador tome una decisión de disparo basada en un cálculo incorrecto. La segunda conclusión es que cuanto más pequeña sea la ventana de datos, más rápidamente se llena el filtro con datos puros del estado de falla, y, teóricamente, más rápidamente puede tomarse una decisión de disparo. Si la señal de entrada es puramente sinusoidal en los estados de prefalla y de falla esto es estrictamente cierto, y una ventana de datos más corta implica una mayor velocidad de operación del relevador.

En realidad las señales de entrada a los relevadores están contaminadas con distintos tipos de ruidos y, como se demostrará más adelante, la capacidad de un algoritmo para rechazarlos depende en gran medida de la longitud de la ventana de datos. En otras

palabras, 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 constituye una manifestación de la relación de naturaleza inversa que existe entre velocidad y precisión en todos los tipos de relevadores. La conclusión es que, en general, la reducción de la longitud de la ventana de datos aumenta la velocidad del relevador, pero sacrifica su precisión y, en consecuencia, deteriora su respuesta ante señales contaminadas con ruido. Una ventana de datos de duración igual a un período de la frecuencia nominal del sistema (denominada generalmente ventana de datos de un ciclo) cumple adecuadamente con el compromiso existente entre velocidad y precisión.

Es también importante examinar el efecto de la frecuencia de muestreo. Puede pensarse que un aumento de la frecuencia de muestreo eleva la velocidad del relevador; sin embargo, el relevador tiene que esperar como mínimo un tiempo igual a la longitud de la ventana de datos para tomar la primera decisión, con independencia del número de muestras que contenga la ventana, es decir, de la frecuencia de muestreo. En realidad hay una cierta incidencia de la frecuencia de muestreo sobre la velocidad, pues a mayor frecuencia de muestreo, mayor puede ser la frecuencia de corte del filtro anti-aliasing, y menor es el retardo que introduce; también influye el hecho de que el tiempo de espera del procesador por la siguiente muestra es menor.

El valor de la frecuencia de muestreo utilizada tiene un impacto directo sobre el hardware del relevador y, por tanto, sobre su costo, pues al aumentar la frecuencia de muestreo disminuye el tiempo entre muestras, que es el tiempo de que dispone el relevador para ejecutar todo el algoritmo de protección, y se requiere un procesador más potente para la misma función. Es por ello que la pequeña ganancia que se logra en la velocidad de operación no justifica por sí sola el incremento de la frecuencia de muestreo más allá de cierto valor. El otro factor a considerar en este caso es la resolución del algoritmo; frecuencias de muestreo más altas permiten discriminar armónicas de un orden más elevado en la señal de entrada, lo que puede ser necesario en ciertas aplicaciones.

Hasta aquí se ha estudiado el concepto de filtrado digital a partir de la ecuación (2.2), que da como resultado el valor instantáneo de la señal de salida del filtro; ese valor, sin embargo, carece de utilidad como parámetro característico de la señal de entrada, de la que en realidad se requiere conocer la magnitud, la fase (en algunos casos) y la frecuencia (en relevadores que responden a este parámetro). La estimación de la magnitud y la fase implica el cálculo del fasor que representa la componente de frecuencia de la señal original.

Existen dos métodos para calcular el fasor correspondiente a una señal de entrada. Uno de ellos consiste en la determinación simultánea de las componentes real e imaginaria del fasor en un par de filtros simples ortogonales; estos son filtros cuyas respuestas a impulso conforman un par ortogonal de funciones. Así por ejemplo, con un filtro Coseno (filtro cuya función de respuesta a impulso es una cosinusoide) y un filtro Seno (respuesta sinusoidal a impulso) se conforma un filtro de Fourier. Para una ventana de datos de un ciclo de duración este método calcula el primer fasor en un tiempo igual a un período de la frecuencia del sistema después del inicio de la falla.

El segundo método de cálculo de fasores a partir de las muestras se basa en la determinación de ambas componentes del fasor en un filtro sencillo (tipo Seno, Coseno, etcétera), tomando como tales dos valores de salida del filtro defasadas en tiempo un cuarto de ciclo. Para una ventana de datos de un ciclo en este filtro se obtiene el primer resultado al cabo de 1 1/4 períodos.

## 2.4 ALGORITMOS DE FOURIER

### 2.4.1 Algoritmo de Fourier de un ciclo

Los algoritmos de Fourier para el filtrado digital se basan en un caso particular de la ecuación (2.1) en que 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:

$$y(t) = \int_0^t x(t-\tau) e^{j\omega\tau} d\tau \quad (2.3)$$

Puede demostrarse que, para este caso, las componentes ortogonales del fasor que representa a  $y(t)$  (componente fundamental de  $x(t)$ ) están dadas por:

$$Y_c = \int_0^T y(t) \cos \omega t dt \quad (2.4)$$

$$Y_s = \int_0^T y(t) \sen \omega t dt \quad (2.5)$$

donde  $T$  es el período de observación de la señal de entrada.

Las formas discretas de las ecuaciones (2.4) y (2.5) 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:

$$Y_c = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \cos(k\theta) \quad (2.6)$$

$$Y_s = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \sen(k\theta) \quad (2.7)$$

donde  $\theta$  es el ángulo de frecuencia fundamental entre muestras ( $\theta = \omega_s \Delta t$ ).

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

$$|Y^{(i)}| = \sqrt{[Y_c^{(i)}]^2 + [Y_s^{(i)}]^2} \quad (2.8)$$

$$\phi^{(i)} = \arctan \frac{Y_s^{(i)}}{Y_c^{(i)}} = \frac{Y_s}{Y_c} - i\theta \quad (2.9)$$

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 solo interesa la magnitud), o en los que responden al cociente de dos fasores, como los 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 armónica  $m$  están dadas por:

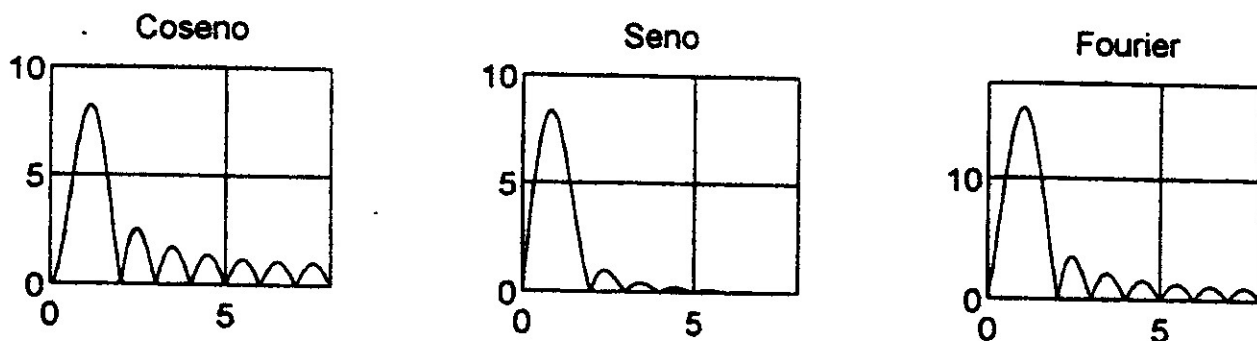
$$Y_c^{(m)} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \cos(mk\theta) \quad (2.10)$$

$$Y_s^{(m)} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \sen(mk\theta) \quad (2.11)$$

Los filtros digitales deben ser evaluados en relación con sus comportamientos de

estados estable y transitorio. La respuesta de estado estable es la correspondiente a una señal de entrada sinusoidal, y se evalúa haciendo una corrida de frecuencias al filtro. El resultado es una gráfica de respuesta de frecuencia (variación de la ganancia y la fase con la frecuencia), y permite evaluar al filtro en lo referente a las componentes de frecuencia que son admitidas y rechazadas.

En la Fig. 2.2 se presenta la gráfica de respuesta de frecuencia de un filtro de Fourier de un ciclo, con 16 muestras por ciclo; la frecuencia se expresa en valores normalizados con respecto a la fundamental. El lóbulo principal de la característica representa una banda de paso adecuada alrededor de la frecuencia fundamental, pero existen lóbulos laterales, dados por la duración finita de la ventana de datos. La gráfica se inicia en el origen de coordenadas, es decir, el filtro elimina la componente de frecuencia cero de las señales de entrada. Esta es una condición necesaria, pero no suficiente, para que el filtro rechace las componentes aperiódicas de naturaleza exponencial.



*Fig. 2.2 Gráficas de respuesta de frecuencia de filtros de Fourier, Coseno y Seno de un ciclo, con 16 muestras por ciclo*

De las ecuaciones (2.6), (2.7), (2.10) y (2.11) puede apreciarse que cada componente ortogonal del fasor se obtiene mediante la convolución discreta de las muestras con valores discretos de las funciones seno o coseno. Esto implica que el filtrado de Fourier es, como se señaló anteriormente, la combinación de un filtrado Seno y un filtrado Coseno, que dan las componentes ortogonales del fasor.

La otra alternativa para obtener fasores es tomar como componentes ortogonales dos valores de salida de un filtro sencillo (Seno o Coseno en este caso) que estén defasados un cuarto de ciclo. En la Fig. 2.2 se presentan también las gráficas de respuesta de frecuencia

de un filtro Seno con ventana de un ciclo y 16 muestras por ciclo. Ambos filtros rechazan la componente de frecuencia cero y todas las armónicas superiores.

La evaluación de la respuesta de estado transitorio de un filtro es necesaria para conocer el comportamiento del filtro durante el estado transitorio originado por la falla, que da lugar en el relevador a condiciones de sobre y subalcance transitorio. Por otra parte, los filtros de parámetros variables con el tiempo, como los de Kalman, no presentan una respuesta de frecuencia definida, por lo que solo pueden evaluarse a partir de su respuesta transitoria.

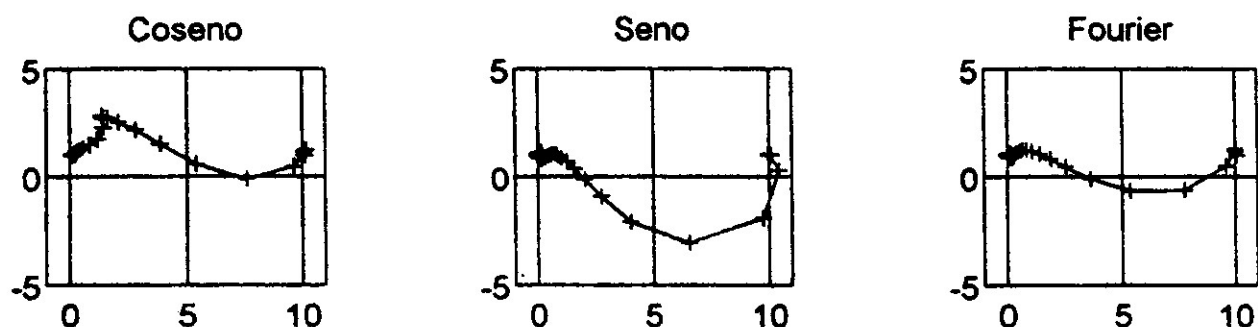
Los estudios de comportamiento de filtros en el estado transitorio pueden hacerse por las siguientes vías: a) Modelación digital, a partir de modelos simplificados del sistema, o de modelos completos, como los del programa EMTP. b) Utilización de señales grabadas durante disturbios reales. c) Modelación física, consistente en pruebas de laboratorio, complementadas por evaluaciones en condiciones reales de explotación. Es recomendable aplicar estos métodos en forma combinada y coherente para lograr evaluaciones completas del filtro digital a utilizar en un determinado relevador.

Un método para la evaluación de la respuesta de estado transitorio de los filtros consiste en aplicarles señales de entrada contaminadas con componentes transitorias aperiódicas exponenciales (como las generadas por un cortocircuito en una línea corta), con componentes transitorias oscilatorias (línea larga), y con otros ruidos, y calcular la impedancia aparente que resulta de dividir el fasor voltaje por el fasor corriente estimados.

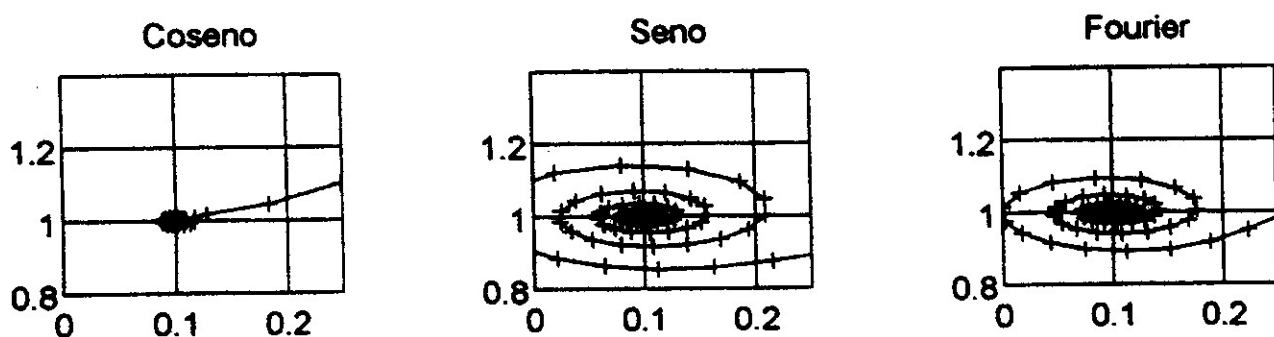
En la Fig. 2.3 se presentan las trayectorias de impedancia aparente para relevadores de distancia basados en los tres filtros, para el caso de un cortocircuito al final de la línea en un modelo del sistema con línea corta, en condiciones de valor máximo de la componente aperiódica exponencial de la corriente. En la Fig. 2.4 se muestran acercamientos de esas gráficas.

Puede apreciarse que la respuesta transitoria del filtro Coseno es mejor que las de los filtros restantes, dada su rapidez de convergencia al valor final de  $0.1+j1.0$  p.u., que es la impedancia de la sección de línea comprendida hasta la falla. Ello se debe a que la doble diferenciación inherente a estos filtros atenúa considerablemente las componentes aperiódicas exponenciales, que pueden considerarse en forma aproximada como la superposición de una componente de corriente directa y una rampa decreciente. Este efecto se manifiesta en la forma de sus características de respuesta de frecuencia para valor cero de la frecuencia. En la Fig. 2.2 puede apreciarse la forma aproximadamente parabólica

(doble diferenciación) de esa región de la característica para el filtro Coseno y aproximadamente lineal (diferenciación simple) para los restantes filtros.



*Fig. 2.3 Trayectorias de impedancia aparente de los filtros de Fourier, Coseno y Seno para un cortocircuito en un sistema con línea corta con máxima componente aperiódica exponencial*



*Fig. 2.4 Acercamientos de las gráficas de la Fig. 2.3*

#### 2.4.2 Algoritmos de Fourier de menos de un ciclo

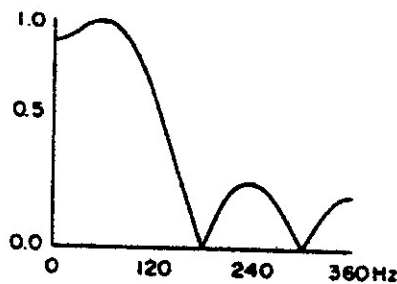
Los algoritmos de Fourier son aplicables en principio a ventanas de cualquier longitud. Así por ejemplo, con un número par de muestras por cada medio ciclo se obtiene el algoritmo de Fourier de medio ciclo que, para la componente fundamental del fasor, se expresa por:



$$Y_c = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \cos(k\theta) \quad (2.12)$$

$$Y_s = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K y_k \sen(k\theta) \quad (2.13)$$

En la Fig. 2.5 se presenta la gráfica de respuesta de frecuencia de un algoritmo de Fourier de medio ciclo, con 12 muestras por ciclo. El algoritmo rechaza las armónicas impares, pero no elimina la componente de corriente directa ni las armónicas pares, lo que trae como consecuencia una respuesta de estado transitorio deficiente. Es decir, la respuesta del algoritmo a señales de entrada contaminadas por componentes transitorias resulta afectada por la reducción de la longitud de la ventana de datos.



*Fig. 2.5 Gráfica de respuesta de frecuencia de un filtro de Fourier de medio ciclo, con 12 muestras por ciclo*

### 2.4.3 Algoritmo recursivo de Fourier

En los algoritmos de Fourier analizados hasta aquí se ejecuta un número elevado de operaciones, ya que el cálculo de cada componente del fasor implica una suma de  $K$  productos de dos factores cada uno (suma de convolución). El carácter rotatorio del fasor resultante es (para algunas aplicaciones) un inconveniente adicional. La solución de ambos problemas es conferir un carácter recursivo a estos algoritmos. El algoritmo de un ciclo toma entonces la forma:

$$Y_c^{(nuevo)} = Y_c^{(viejo)} + (y_{nuevo} - y_{viejo}) \cos(L\theta) \quad (2.14)$$

$$Y_s^{(nuevo)} = Y_s^{(viejo)} + (y_{nuevo} - y_{viejo}) \operatorname{sen}(L\theta) \quad (2.15)$$

donde  $L$  se refiere a la muestra más reciente;  $y_{nuevo}$  es el valor de esa muestra, y  $Y_s^{(nuevo)}$  es la componente ortogonal estimada en base a ella, mientras que  $y_{viejo}$  y  $Y_s^{(viejo)}$  son los valores correspondientes a una muestra atrasada un ciclo con respecto a la actual. En este caso se requieren solamente una multiplicación y una suma para actualizar cada componente ortogonal del fasor y, además, el fasor resultante no gira.

Estas ventajas de los algoritmos recursivos de Fourier tienen un precio, que es un deterioro de la respuesta de estado transitorio con respecto a la de los no recursivos y, en particular, a la del filtro Coseno. Ello se debe a que en los algoritmos no recursivos los coeficientes del filtro están fijos con respecto a la ventana, y se desplazan con ella, por lo que su acción filtrante es siempre la misma. En los algoritmos recursivos la ventana se desplaza también con respecto a los coeficientes del filtro, de modo que el filtrado de una misma señal está alternándose entre los tipos Seno y Coseno cada cuarto de ciclo, y la respuesta de frecuencia del filtro no es fija, lo que influye a su vez negativamente sobre la respuesta de estado transitorio.

## 2.5 ALGORITMO DE WALSH

Las funciones de Walsh 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 Fig. 2.6 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).

La ortogonalidad del par SAL-CAL sugiere su utilización para calcular fasores por Walsh en la misma forma que se generan con el par Seno-Coseno en el algoritmo de Fourier. La otra alternativa es utilizar un filtro simple tipo SAL o CAL, y formar el fasor a partir de dos valores de salida defasados un cuarto de ciclo. En ambos casos se tiene la ventaja de que los valores irracionales de las funciones seno y coseno de las ecuaciones (2.6) y (2.7) se convierten en coeficientes iguales a  $\pm 1$ , lo que reduce las multiplicaciones a simples asignaciones de signos a los valores de las muestras.

En la Fig. 2.7 se muestran las gráficas de respuesta de frecuencia de los filtros de Walsh, CAL y SAL con ventana de un ciclo y 16 muestras por ciclo. Estos filtros carecen de habilidad para rechazar las armónicas pares, lo que los coloca en desventaja con respecto a los de Fourier; ello se debe al error inherente a la aproximación de la señal de entrada

con un número reducido de señales rectangulares. En el algoritmo de Walsh puede lograrse una respuesta de frecuencia idéntica a la de Fourier si se utiliza un número elevado de funciones de Walsh, pero ello afecta la eficiencia computacional que se pretende obtener con la utilización de este tipo de funciones.

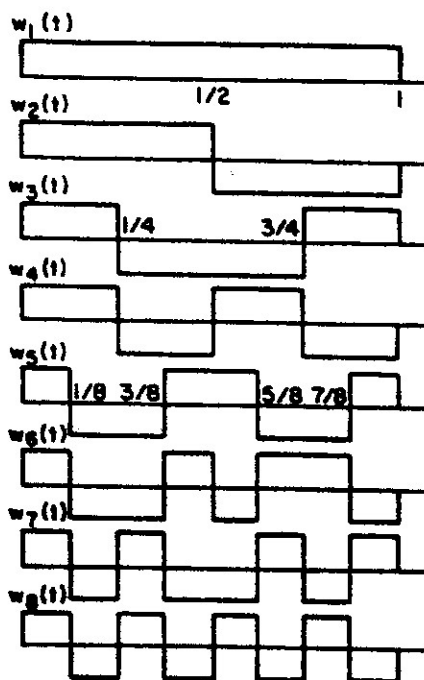


Fig. 2.6 Funciones de Walsh

En la Fig. 2.8 se presentan las trayectorias de impedancia aparente para relevadores de distancia basados en los tres filtros, para un cortocircuito al final de una línea corta con máximo valor de componente aperiódica exponencial. Como puede apreciarse, el filtro CAL tiene una respuesta de estado transitorio superior a la de los otros dos filtros, por su comportamiento de doble diferenciador (ver Fig. 2.7).

## 2.6 ALGORITMO DE MINIMOS CUADRADOS

Considerando todos los errores posibles en las señales de entrada, la señal  $y(t)$  puede en general escribirse:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N Y_n s_n(t) + \epsilon(t) \quad (2.16)$$

donde  $s_n(t)$  representa el conjunto de señales elementales que se presupone presentes en  $y(t)$ ,  $Y_n$  son sus coeficientes, y  $\epsilon(t)$  representa los errores. El problema general de estimación de parámetros inherente a todo algoritmo de filtrado digital consiste en estimar los  $N$  valores de  $Y_n$  a partir de un conjunto de  $K$  muestras  $y_k$  tales, que el término de error  $\epsilon(t)$  sea mínimo. En esto se basa la técnica de estimación lineal de mínimos cuadrados, que implica la necesidad de resolver para mínimo error el conjunto sobredefinido de ecuaciones (2.17):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1(\Delta t) & s_2(\Delta t) & \dots & s_N(\Delta t) \\ s_1(2\Delta t) & s_2(2\Delta t) & \dots & s_N(2\Delta t) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ s_1(K\Delta t) & s_2(K\Delta t) & \dots & s_N(K\Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \vdots \\ \epsilon_N \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

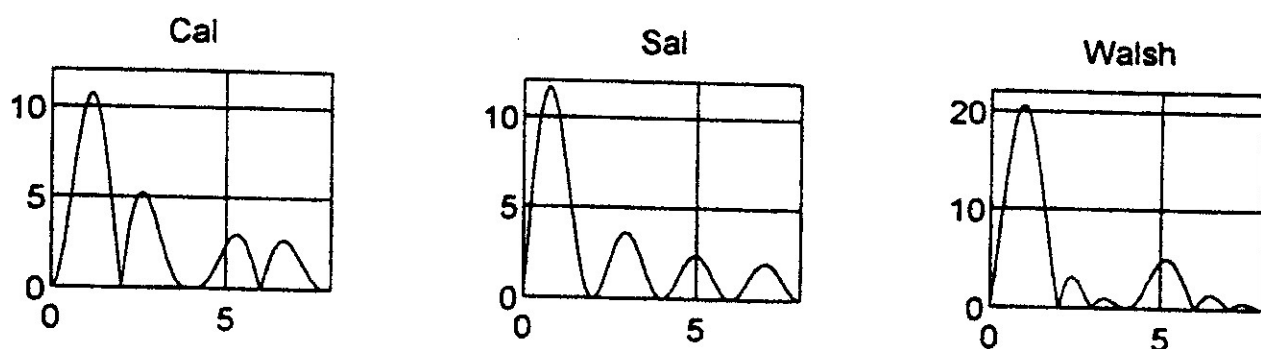


Fig. 2.7 Gráficas de respuesta de frecuencia de filtros de Walsh, CAL y SAL de un ciclo, con 16 muestras por ciclo

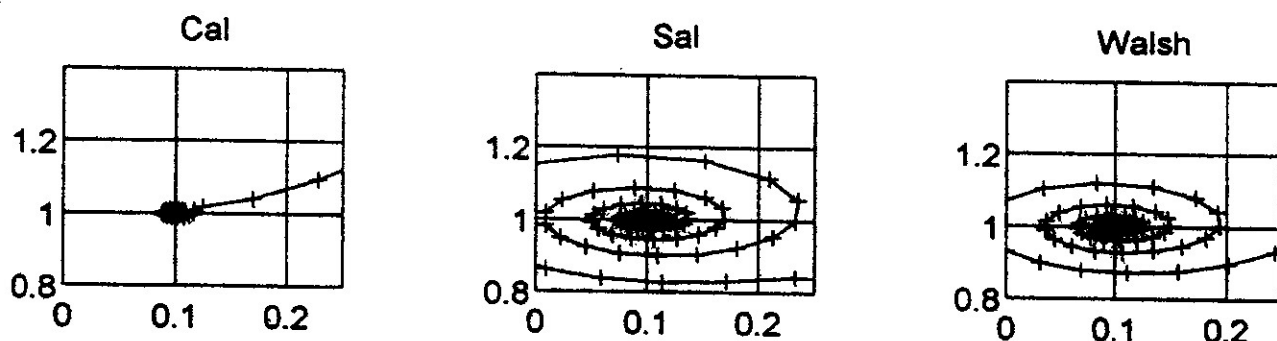


Fig. 2.8 Trayectorias de impedancia de los filtros de Walsh, CAL y SAL para cortocircuito en un sistema con línea corta con máxima componente aperiódica exponencial

La ecuación (2.17) puede también expresarse en forma matricial por:

$$y = SY + \epsilon \quad (2.18)$$

La ecuación (2.18) representa un conjunto de  $K$  ecuaciones con  $N$  incógnitas (los  $N$  coeficientes  $Y_n$ ), y tiene solución para  $K \geq N$ .

En el algoritmo de mínimos cuadrados puede considerarse cualquier conjunto de señales elementales  $s_n(t)$ . Estas pueden incluir la componente fundamental, armónicas superiores y la componente aperiódica exponencial. La selección del conjunto de señales elementales es de gran importancia, pues aquellas que no sean consideradas, y estén realmente presentes en la señal de entrada, constituyen un error (se incluyen en el término  $\epsilon(t)$ ). Recíprocamente, la consideración de señales elementales que no existen en la señal de entrada también introduce errores.

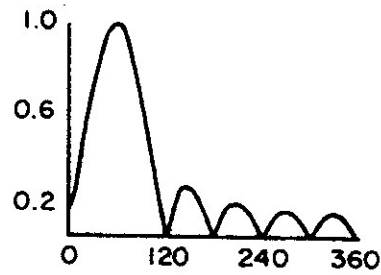
Una ventaja del algoritmo de mínimos cuadrados es la posibilidad de rechazar la componente aperiódica exponencial mediante su inclusión explícita en el conjunto  $s_n(t)$ . El precio de esto es una mayor carga computacional para el procesador que en los algoritmos de Fourier.

Puede demostrarse que los algoritmos de Fourier constituyen casos particulares del de mínimos cuadrados, en que las señales elementales son solamente la componente fundamental y las armónicas; esto implica que, para un algoritmo de Fourier, la componente aperiódica exponencial es un ruido, y deteriora su respuesta de estado transitorio.

En la Fig. 2.9 se presenta la gráfica de respuesta de frecuencia de un filtro de mínimos cuadrados con ventana de un ciclo y 12 muestras por ciclo, donde puede apreciarse la presencia de ceros en todas las armónicas, como en los algoritmos de Fourier de un ciclo.

## 2.7 ALGORITMOS DE FILTRADO DIGITAL BASADOS EN MODELOS DEL SISTEMA

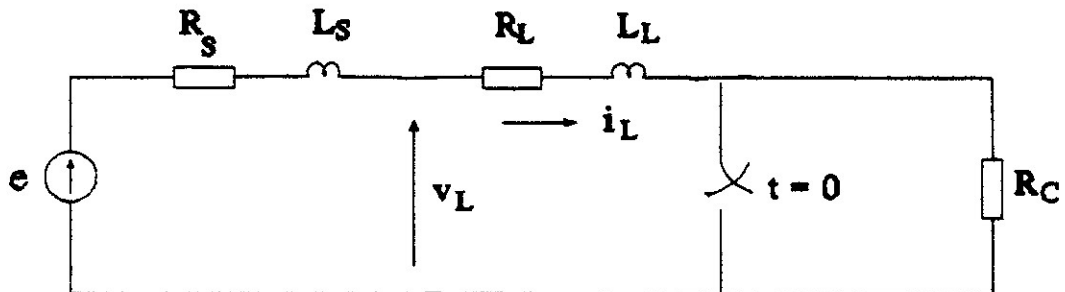
Los algoritmos basados en modelos de las señales de entrada estiman fasores, y son aplicables a distintos tipos de relevadores. En relevadores de protección de líneas de transmisión es posible también utilizar algoritmos basados en modelos del sistema, que estiman los valores de parámetros tales como la inductancia y la resistencia de la línea fallada.



*Fig. 2.9 Respuesta de frecuencia de un filtro de mínimos cuadrados de un ciclo, con 12 muestras por ciclo*

Una línea de transmisión corta monofásica (ver Fig. 2.10) se puede representar a partir de la ecuación diferencial que relaciona el voltaje y la corriente de entrada al relevador. Para un cortocircuito sólido en el sistema de la Fig. 2.10 (cierre del interruptor en  $t=0$ ), se tiene:

$$v_L = R_L i + L_L \frac{di}{dt} \quad (2.19)$$



*Fig. 2.10 Modelo de línea de transmisión corta*

Dado que se dispone de mediciones del voltaje y la corriente (y no de su derivada), es recomendable integrar la ecuación (2.19) en dos intervalos consecutivos:

$$\int_{t_0}^{t_1} v_L(t) dt = R_L \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt + L_L [i_L(t_1) - i_L(t_0)] \quad (2.20)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} v_L(t) dt = R_L \int_{t_1}^{t_2} i_L(t) dt + L_L [i_L(t_2) - i_L(t_1)] \quad (2.21)$$

Las integrales de las ecuaciones (2.20) y (2.21) pueden aproximarse por funciones trapezoidales, según:

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} v_L(t) dt = \frac{\Delta t}{2} [v_L(t_{k+1}) + v_L(t_k)] = \frac{\Delta t}{2} (v_{L_{k+1}} + v_{L_k}) \quad (2.22)$$

Teniendo en cuenta (2.22), el sistema de ecuaciones formado por (2.20) y (2.21) se puede escribir a partir de las muestras  $k$ ,  $k+1$  y  $k+2$ , resultando:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{2} (i_{L_{k+1}} + i_{L_k}) & (i_{L_{k+1}} - i_k) \\ \frac{\Delta t}{2} (i_{L_{k+2}} + i_{L_{k+1}}) & (i_{L_{k+2}} - i_{L_{k+1}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_L \\ L_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{2} (v_{L_{k+1}} + v_{L_k}) \\ \frac{\Delta t}{2} (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Este algoritmo de tres muestras permite calcular los valores de  $R_L$  y  $L_L$  según:

$$R_L = \frac{(v_{L_{k+1}} + v_{L_k}) (i_{L_{k+2}} - i_{L_{k+1}}) - (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) (i_{L_{k+1}} - i_k)}{(i_{L_{k+1}} + i_{L_k}) (i_{L_{k+2}} - i_{L_{k+1}}) - (i_{L_{k+2}} + i_{L_{k+1}}) (i_{L_{k+1}} - i_k)} \quad (2.24)$$

$$L_L = \frac{\Delta t}{2} \left[ \frac{(i_{L_{k+1}} + i_{L_k}) (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) - (i_{L_{k+2}} + i_{L_{k+1}}) (v_{L_{k+1}} + v_{L_k})}{(i_{L_{k+1}} + i_{L_k}) (i_{L_{k+2}} - i_{L_{k+1}}) - (i_{L_{k+2}} + i_{L_{k+1}}) (i_{L_{k+1}} - i_k)} \right] \quad (2.25)$$

Este algoritmo representa una carga computacional menor que la resultante de estimar los fasores de voltaje y corriente por un algoritmo basado en modelos de las señales, y calcular la impedancia como el cociente de los fasores voltaje y corriente. Otra ventaja es que la componente aperiódica exponencial no es un error para el algoritmo, pues satisface la ecuación diferencial. Esta ventaja es relativa, pues las armónicas superiores y otros errores no son suprimidos, y afectan la medición, a menos que sean eliminadas por otro filtro. Es posible considerar en el algoritmo el modelo de línea que incluye el efecto capacitivo, pero esto eleva considerablemente la capacidad de cómputo requerida, y limita su aplicación.

El algoritmo descrito por las ecuaciones (2.24) y (2.25) es de ventana corta, por lo general de menos de un ciclo. Existen distintas variantes para aumentar la longitud de ventana, entre las que pueden mencionarse: a) Aumentar los intervalos de integración  $[t_0, t_1]$  y  $[t_1, t_2]$ . b) Hacer la integración en los intervalos entre muestras adyacentes y convertir (2.23) en un conjunto sobredefinido de ecuaciones. c) Hacer una secuencia de estimados con el algoritmo de tres muestras, y para cada uno determinar si se trata de una condición de operación; en un contador se almacena el acumulado de condiciones de operación y no operación, y la señal de operación se emite cuando el contenido del contador rebasa cierto valor.

Los algoritmos basados en modelos del sistema no tienen una respuesta de frecuencia definida, pues procesan dos señales simultáneamente. En la Fig. 2.11 se muestran las gráficas de respuesta de frecuencia de un algoritmo basado en calcular el valor promedio de los estimados de tres muestras, con ventanas de datos de medio ciclo y un ciclo respectivamente. Para el cálculo se hizo variar la frecuencia de la señal de voltaje, manteniendo la frecuencia de la corriente en el valor nominal.

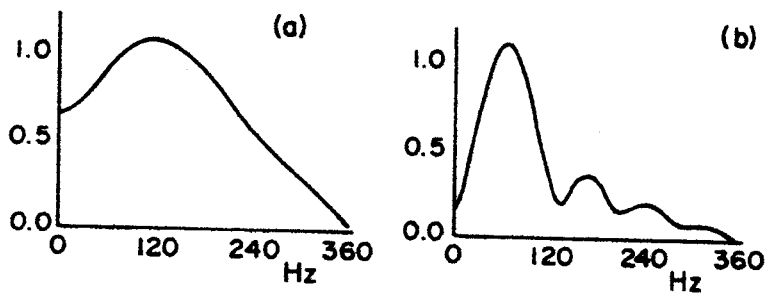


Fig. 2.11 Gráficas de respuesta de frecuencia de algoritmos basados en modelos del sistema, con ventanas de datos de medio ciclo (a) y de un ciclo (b)



---

## CAPITULO 3

### PROTECCION DIGITAL DE LINEAS DE TRANSMISION

---

#### 3.1 INTRODUCCION

La tarea fundamental de la protección de una línea de transmisión consiste en determinar el lugar en que ha ocurrido un cortocircuito, con independencia de su tipo, como base para discriminar entre fallas internas y externas en la línea protegida.

En líneas de transmisión pueden utilizarse protecciones de sobrecorriente, direccionales de sobrecorriente, de distancia y tipo piloto o teleprotecciones. La protección de sobrecorriente es la más sencilla y económica, pero tiene limitaciones funcionales, que la restringen a redes radiales de distribución y subtransmisión. La adición de direccionalidad extiende la aplicación de la protección de sobrecorriente a sistemas con más de una fuente de generación, a redes anilladas, y a líneas paralelas; sin embargo, no se resuelve por esta vía la limitación de sensibilidad en la protección de fase, que es inherente al principio de medición de corriente. Las protecciones direccionales de sobrecorriente encuentran su mayor aplicación en la protección contra fallas a tierra, donde tienen gran sensibilidad.

La protección de distancia resuelve en gran medida el problema de sensibilidad de la protección de sobrecorriente de fase, y es aplicable en redes en que no es indispensable la liberación instantánea de las fallas en toda la longitud de la línea. La protección tipo piloto elimina esta limitación de la protección de distancia, y se utiliza en las líneas de mayor nivel de voltaje y más importantes del sistema, donde se requieren tiempos reducidos de liberación de las fallas para conservar la estabilidad del sistema.

La protección digital de líneas de transmisión ha sido un área de mucho interés desde las primeras etapas del desarrollo de esta técnica. Esto se explica por el reto que representa la complejidad del problema, por la potencialidad de las protecciones digitales para superar las características funcionales de las versiones analógicas, y por el incentivo económico, dado por la posibilidad de competir en un mercado relativamente amplio (el número de líneas en el sistema es mayor que el de generadores, transformadores y barras).

En el presente capítulo se estudian los algoritmos básicos de las versiones digitales de relevadores de sobrecorriente, direccionales, de distancia y tipo piloto, que constituyen la base de la protección de líneas de transmisión.

### 3.2 ALGORITMOS DE RELEVADORES DE SOBRECORRIENTE

Un relevador de sobrecorriente es un órgano de medición de una señal de entrada que responde a la corriente del elemento protegido y que opera cuando esa corriente rebasa un cierto valor. Atendiendo a su tiempo de operación, los relevadores de sobrecorriente pueden subdividirse en instantáneos y con retardo de tiempo. Los relevadores de sobrecorriente con retardo de tiempo se clasifican a su vez en relevadores de tiempo definido o constante (cuyo tiempo de operación no depende del valor de la corriente), y relevadores de tiempo inverso. Conceptualmente los relevadores instantáneos y los de tiempo definido pueden considerarse como casos particulares de los de tiempo inverso.

La relación funcional  $T=F(I)$  entre el tiempo de operación y la corriente de entrada al relevador es denominada característica tiempo-corriente. La ecuación típica de esta característica para un relevador de sobrecorriente de tiempo inverso es:

$$(I^n - 1) T = K \quad (3.1)$$

donde el exponente  $n$  determina el grado de inversión de la característica y  $K$  es un coeficiente constante (ver Fig. 3.1). En realidad para el relevador se especifica una familia de curvas para un cierto valor de  $n$ , donde  $K$  es el parámetro que determina una curva dada.

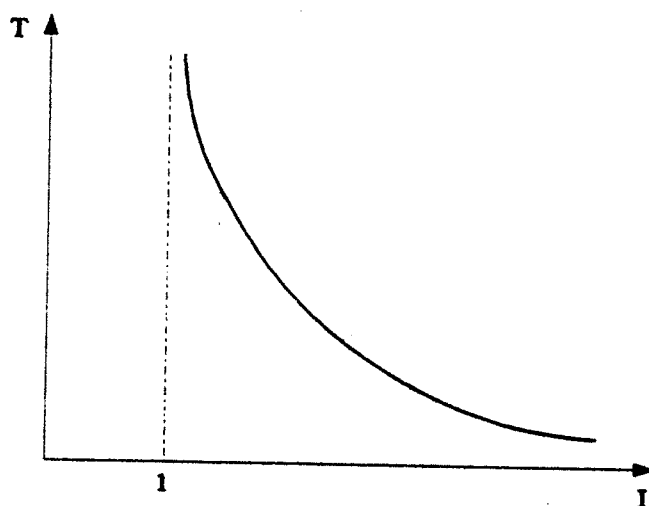
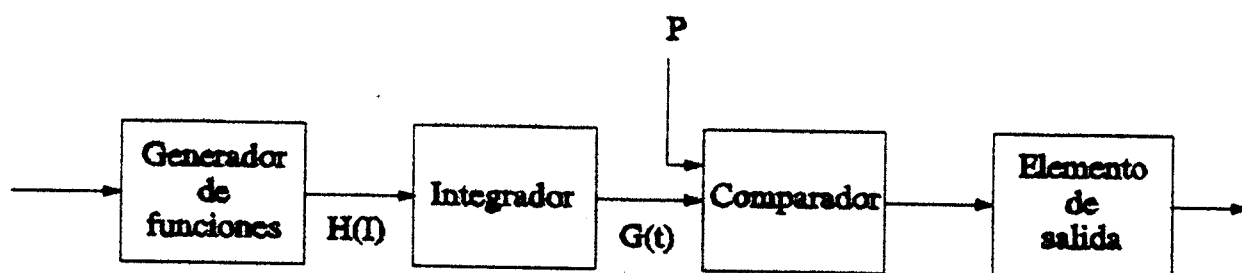


Fig. 3.1 Característica TC de un relevador de sobrecorriente de tiempo inverso

El diagrama de bloques de un relevador de sobrecorriente analógico se presenta en la Fig. 3.2. El generador de funciones forma una señal de salida  $H(I)$  (generalmente un voltaje), que tiene una cierta relación funcional con la corriente de entrada. La constante de tiempo de este bloque es por lo general pequeña en comparación con el tiempo de operación del relevador. El integrador es el elemento que introduce la variable tiempo en el proceso y, bajo la suposición de linealidad, su señal de salida está dada por:

$$G(t) = \int_0^t H(I) dt \quad (3.2)$$



*Fig. 3.2 Diagrama de bloques de un relevador analógico de sobrecorriente de tiempo inverso*

En el comparador se hace la comparación de amplitud de la señal  $G(t)$  con un valor constante  $P$ . Este esquema opera (cambia el estado de su salida) para  $G(t) = P$ ; este cambio de estado provoca la emisión de una señal de disparo en el elemento de salida (cierre del contacto de un relevador auxiliar o entrada en conducción de un tiristor). En ese instante es  $t=T$  (tiempo de operación de relevador), por lo que la condición de operación puede expresarse por:

$$G(T) = \int_0^T H(I) dt = P \quad (3.3)$$

La ecuación (3.3) describe la relación funcional tiempo-corriente en un contexto general, pues es válida incluso cuando la corriente varía durante el tiempo en que el relevador está en proceso de operación.

En un relevador digital de sobrecorriente, la ecuación (3.3) se representa en forma discreta:

$$\Delta t \sum_{k=1}^{k_{op}} H(I_k) = P \quad (3.4)$$

La operación del relevador tiene lugar en el instante en que  $k$  alcanza un valor igual a  $k_{op}$  y se cumple la ecuación (3.4). El tiempo de operación está dado por:

$$T = k_{op} \Delta t \quad (3.5)$$

Un aspecto importante en el relevador digital de sobrecorriente es la estimación de parámetros de la señal de entrada. Para ello pueden utilizarse las variantes siguientes:

- a) Rectificación y filtrado de la corriente, lo que equivale a la determinación de su valor medio en forma analógica. Esta variante se aplicó en los primeros relevadores digitales de sobrecorriente, basados en microprocesadores de capacidad reducida.
- b) Rectificación analógica de la corriente y cálculo de su valor medio en forma digital, según:

$$I_{med} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |i_k| \quad (3.6)$$

- c) Estimación del fasor de componente fundamental de la corriente por un algoritmo de filtrado digital (los más utilizados son Fourier y Walsh). Solamente interesa la magnitud del fasor. Este método es el más recomendable, pues los programas de cálculo de cortocircuitos utilizados para la coordinación de relevadores de sobrecorriente se basan en modelos de frecuencia fundamental del sistema.
- d) Estimación del valor eficaz verdadero de la corriente, que incluye el efecto de la fundamental y las armónicas, según:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K i_k^2} \quad (3.7)$$

### 3.3 ALGORITMOS DE RELEVADORES DIRECCIONALES

Un relevador direccional de protección contra cortocircuitos es un órgano de medición de dos señales de entrada que responde al sentido de circulación de la potencia

aparente, y que opera cuando esa potencia fluye hacia la línea protegida por efecto de un cortocircuito. Se utiliza en combinación con un órgano de sobrecorriente para conformar protecciones direccionales de sobrecorriente, entre otras aplicaciones.

El algoritmo más sencillo para determinar el sentido de la potencia aparente del cortocircuito se basa en calcular el ángulo de defasaje entre voltaje y corriente, a partir de los estimados fasoriales de estas señales. Dadas las componentes ortogonales de voltaje y corriente, se tiene:

$$\varphi_V = \arctan \frac{V_s}{V_c} + m\pi \quad (3.8)$$

$$\varphi_I = \arctan \frac{I_s}{I_c} + m\pi \quad (3.9)$$

donde se hace  $m=0$  para  $V_c > 0$  ó  $I_c > 0$ , y  $m=1$  en caso contrario.

El defasaje  $\varphi$  entre voltaje y corriente se calcula por:

$$\varphi = \varphi_V - \varphi_I \quad (3.10)$$

El criterio de operación del relevador direccional está dado por:

$$\varphi_1 < \varphi < \varphi_2 \quad (3.11)$$

donde  $\varphi_1$  y  $\varphi_2$  son los límites angulares del relevador, de cuyos valores depende la característica en el plano complejo impedancia (ver Fig. 3.3).

### 3.4 ALGORITMOS DE RELEVADORES DE DISTANCIA

Un relevador de distancia es un órgano de medición de dos o más señales de entrada, que basa su operación en la medición de algún parámetro indicativo de la distancia eléctrica hasta el punto de falla. A continuación se presentan los algoritmos fundamentales para la protección de distancia de una línea de transmisión trifásica.

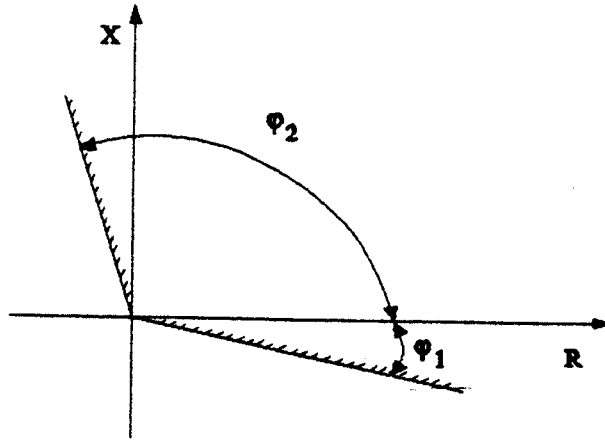


Fig. 3.3 Característica de operación de un relevador direccional en el plano complejo impedancia

### 3.4.1 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. Existen factores que afectan la medición de la distancia correcta a la falla (la resistencia de falla es solamente uno de ellos), y 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:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V_c + j V_s}{I_c + j I_s} = R + j X \quad (3.12)$$

Las componentes real e imaginaria de la impedancia aparente son:

$$X = \frac{V_s I_c - V_c I_s}{I_c^2 + I_s^2} \quad (3.13)$$

$$R = \frac{V_s I_s + V_c I_c}{I_c^2 + I_s^2} \quad (3.14)$$

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

Para tomar la decisión de operación del relevador es necesario 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 o fuera de la característica de operación del relevador (ver Fig. 3.4 (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 (Fig. 3.4 (b)).

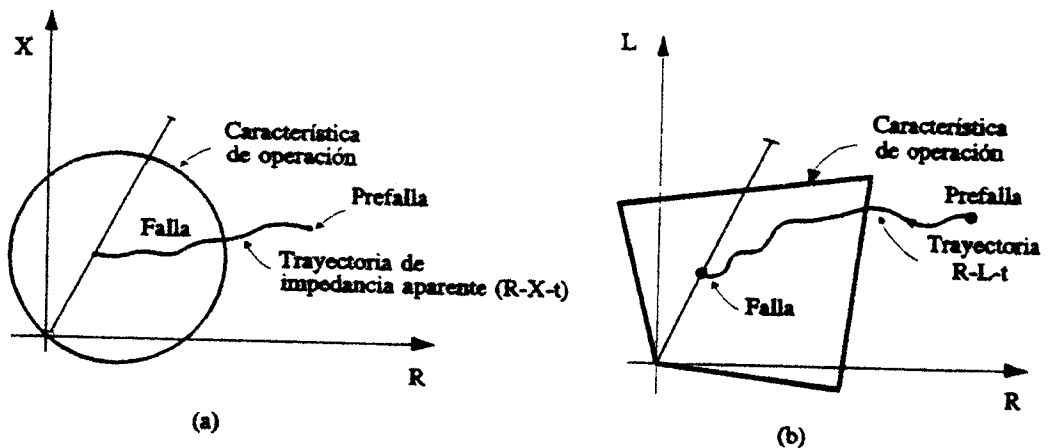


Fig. 3.4 Determinación de la condición de operación de un relevador digital de distancia

En la Fig. 3.4 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 efecto del cruce de la ventana de datos por el punto de discontinuidad de las señales de entrada.

En la Fig. 3.5 se representan trayectorias de impedancia obtenidas con dos algoritmos diferentes (uno con ventana de ocho muestras y otro de tres) para un cortocircuito en la

línea protegida. Los puntos sobre las trayectorias indican los valores estimados cada vez que entra una nueva muestra al algoritmo. Cada trayectoria se inicia en el valor de impedancia aparente correspondiente al estado de prefalla, dado por el flujo de potencia normal por la línea; la ventana de datos está llena totalmente con información de prefalla en esa condición.

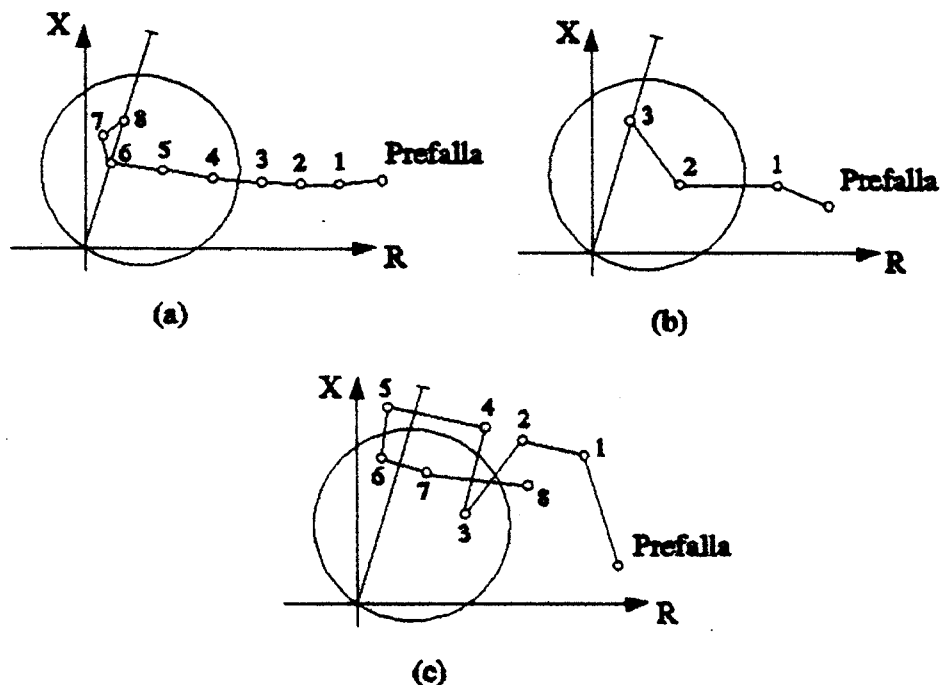


Fig. 3.5 Trayectorias de impedancia aparente en el plano complejo

En la Fig. 3.5(a) se presenta la trayectoria estimada por un algoritmo de un ciclo con ocho muestras por ciclo, en presencia de señales no contaminadas por componentes transitorias ni otros ruidos, de modo que refleja solamente el efecto del cruce de la ventana de datos por el punto de discontinuidad de las señales. Con estas mismas señales de entrada, el algoritmo de ventana corta (tres muestras por ciclo) localiza correctamente la falla en menos tiempo que el algoritmo de un ciclo (ver Fig. 3.5(b)). Sin embargo, cuando hay componentes transitorias en las señales la respuesta del algoritmo de ventana corta se deteriora, como puede apreciarse en la Fig. 3.5(c). En este caso la señal de voltaje está contaminada con armónicas, y en la muestra 8 (correspondiente a un ciclo después del inicio de la falla) la impedancia aparente aún no converge al valor correcto.

En el capítulo 2 se presentaron las trayectorias de impedancia aparente obtenidas con diferentes algoritmos, para señales de entrada contaminadas con componentes aperiódicas de naturaleza exponencial.



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 hay algoritmo que tenga 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.

Uno de los métodos de post-procesamiento consiste en acumular en un contador las condiciones de operación detectadas por el algoritmo, y emitir la señal de disparo cuando el valor acumulado rebase cierto nivel. Un método más adecuado es el de integración de los resultados, mediante el cálculo del valor promedio de varios estimados antes de proceder a la comparación con la característica de operación del relevador. Esto constituye un filtrado FIR de promedio deslizante, que mejora notablemente la respuesta transitoria, a expensas de una disminución de la velocidad de operación del relevador.

En realidad un relevador de distancia requiere alta precisión solamente para los cortocircuitos cercanos al límite de su alcance, y puede tolerar errores mayores para las fallas localizadas bien dentro de su característica de operación. Esto sugiere la idea de incluir pocas muestras en el valor promedio para fallas cercanas, y un número mayor de muestras para cortocircuitos alejados del relevador. Para esto puede compararse cada valor estimado con el límite de la zona de protección, y decidir en base a esto el número de estimados a incluir en el valor promedio. La característica de operación resultante es de tiempo inverso, pues las fallas cercanas, que requieren menos post-procesamiento de información, son eliminadas en menos tiempo que las fallas lejanas.

Otro aspecto de interés es el referente a los tipos de características en el plano complejo 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 geométricamente. A modo de ejemplo, en la Fig. 3.4 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 el sistema. Así por ejemplo, el alcance en la dirección del eje real puede extenderse para fallas a tierra con el objetivo de aumentar la sensibilidad ante fallas de alta resistencia, y reducirse para fallas entre fases y regímenes simétricos en general, para evitar operaciones incorrectas por efecto de la carga o de oscilaciones de potencia. El lado superior de la característica poligonal puede tener la posibilidad de inclinarse ligeramente con respecto a la horizontal, para reducir el efecto de la componente imaginaria que puede aparecer en la impedancia de falla como consecuencia de la contribución al cortocircuito desde el otro extremo de la línea.

En algunos relevadores digitales de distancia los estimados fasoriales de voltaje y corriente no se utilizan para calcular una impedancia aparente, sino se sustituyen en ecuaciones clásicas de relevadores de distancia analógicos. Por ejemplo, una característica tipo mho puede obtenerse de la comparación de fase de dos señales:

$$S_1 = I Z_r - V \quad (3.15)$$

$$S_2 = V \quad (3.16)$$

donde  $Z_r$  representa un coeficiente complejo con unidades de impedancia, necesario para formar un voltaje proporcional a la corriente. En relevadores analógicos se utiliza a este fin una impedancia réplica o mímica, en forma de una combinación de resistencia y reactancia inductiva, o de un transformador de corriente con entrehierro (transformador-reactor); su nombre se deriva de que constituye una réplica de la línea protegida. El ángulo de  $Z_r$  determina el ángulo de sensibilidad máxima del relevador, es decir, la inclinación del diámetro de la característica circular con respecto al eje real en el plano complejo.

En este tipo de relevadores digitales de distancia la característica de operación en el plano complejo impedancia es inherente, pues depende de la naturaleza de las señales  $S_1$  y  $S_2$  y del tipo de comparación (de fase o de amplitud) que se haga con ellas. En general pueden obtenerse características formadas por segmentos de recta y sectores de circunferencias o combinaciones de ellas; en la práctica por esta vía se han obtenido las características clásicas tipos mho y reactancia, y las lenticulares (formadas por sectores de circunferencias).

### 3.4.2 Medición de distancia en el lazo de falla

Los algoritmos presentados en la sección anterior son monofásicos, pues utilizan un solo voltaje y una sola 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 órgano de medición mediante conexiones externas, de manera que al menos uno de los seis órganos 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 de información 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  $Z_{L_1}$  de la sección de línea comprendida hasta la falla, aplicando la ecuación apropiada según el tipo de falla (ver Fig. 3.6). Las ecuaciones son:

$$\text{Cortocircuito } a-b: \quad Z_{L_1} = (V_a - V_b)/(I_a - I_b) \quad (3.17)$$

$$\text{Cortocircuito } b-c: \quad Z_{L_1} = (V_b - V_c)/(I_b - I_c) \quad (3.18)$$

$$\text{Cortocircuito } c-a: \quad Z_{L_1} = (V_c - V_a)/(I_c - I_a) \quad (3.19)$$

$$\text{Cortocircuito } a-t: \quad Z_{L_1} = V_a/(I_a + k_o I_o + \sum_{i=1}^n k_{m_i} I_{om_i}) \quad (3.20)$$

$$\text{Cortocircuito } b-t: \quad Z_{L_1} = V_b/(I_b + k_o I_o + \sum_{i=1}^n k_{m_i} I_{om_i}) \quad (3.21)$$

$$\text{Cortocircuito } c-t: \quad Z_{L_1} = V_c/(I_c + k_o I_o + \sum_{i=1}^n k_{m_i} I_{om_i}) \quad (3.22)$$

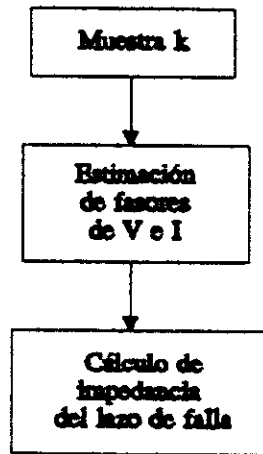


Fig. 3.6 Algoritmo de cálculo de la impedancia aparente del lazo de falla basado en modelos de las señales

En las ecuaciones (3.17) a (3.22) se designa por  $\underline{I}_0$  la corriente de secuencia cero de la línea (que se calcula en el propio programa);  $\underline{I}_{m_i}$  representa las corrientes de secuencia cero de las líneas adyacentes que tienen acoplamiento magnético mutuo con respecto a la protegida (si existen);  $\underline{k}_0$  y  $\underline{k}_{m_i}$  son coeficientes complejos, dados por:

$$\underline{k}_0 = \frac{\underline{z}_{L_0} - \underline{z}_{L_1}}{\underline{z}_{L_1}} \quad (3.23)$$

$$\underline{k}_{m_i} = \frac{\underline{z}_{0m_i}}{\underline{z}_{L_1}} \quad (3.24)$$

donde  $\underline{z}_{L_0}$  y  $\underline{z}_{L_1}$  son, respectivamente las impedancias de secuencias cero y positiva por unidad de longitud de la línea protegida;  $\underline{z}_{0m_i}$  es la impedancia mutua de secuencia cero por unidad de longitud entre la línea protegida y la línea  $i$ .

En realidad el cálculo de  $\underline{Z}_L$  a partir de las ecuaciones (3.17) a (3.22) 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 de corriente a la falla 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. Generalmente lo que se hace es reducir el efecto de la resistencia de arco mediante una selección adecuada de la forma de la característica del relevador en el plano complejo 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 (ver Fig. 3.7). Las ecuaciones correspondientes a la muestra  $k$  son del tipo de:

Cortocircuito a-b:

$$v_k = v_{a_k} - v_{b_k} \quad (3.25)$$

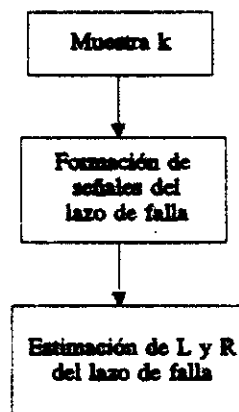
$$i_k = i_{a_k} - i_{b_k} \quad (3.26)$$

Cortocircuito a-t:

$$v_k = v_{a_k} \quad (3.27)$$

$$i_k = i_{a_k} + k_o i_{o_k} + \sum_{i=1}^n k_{m_i} i_{m_{ik}} \quad (3.28)$$

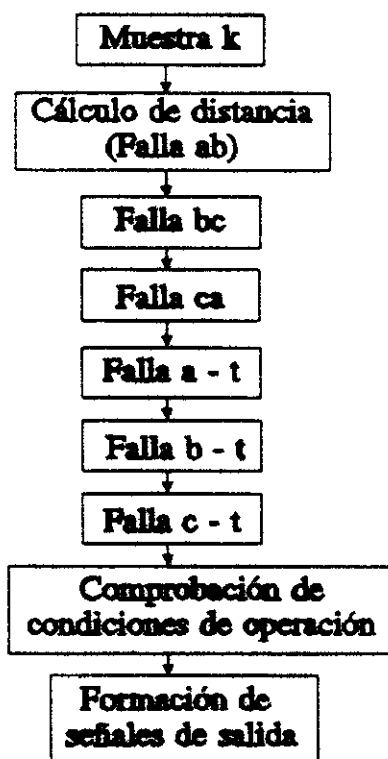
En la ecuación (3.28) se considera que  $k_o$  y  $k_{m_i}$  son reales, lo que equivale a suponer que los ángulos de  $Z_{L_o}$ ,  $Z_{om}$  y  $Z_{L_i}$  son iguales. La ecuación (3.28) puede modificarse para considerar el caso en que estos coeficientes son complejos.



*Fig. 3.7 Algoritmo de cálculo de distancia para el lazo de falla basado en modelos del sistema*

### 3.4.3 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. En la Fig. 3.8 se presenta un diagrama de bloques simplificado para este tipo de algoritmo, en que el cálculo de la distancia a la falla puede hacerse por cualquiera de los métodos mostrados en las Fig. 3.6 y 3.7.



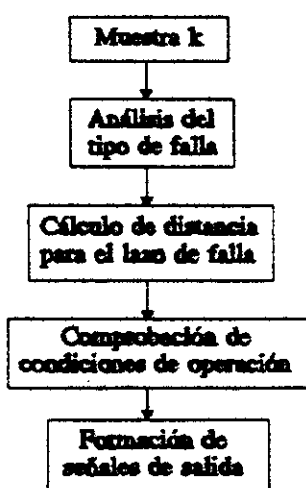
*Fig. 3.8 Diagrama de bloques de un algoritmo de protección de distancia basado en la ejecución de todas las mediciones de distancia*

Este método es equivalente a los esquemas clásicos de protección de distancia compuestos por órganos monofásicos que realizan en paralelo las funciones de protección de fase y de 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 una gran potencia de cómputo.

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. Por lo general las distancias estimadas para las fases no falladas son mayores que la verdadera, por lo que la decisión de disparo se toma a partir del cálculo correcto. Sin embargo, para fallas bifásicas a tierra la distancia estimada por las ecuaciones de uno de los lazos de tierra (el de la fase adelantada) puede ser menor que la correcta, lo que provoca sobrealcance del relevador; este problema se puede resolver con una lógica de bloqueo adecuada.

#### 3.4.4 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, como se muestra en la Fig. 3.9. Este método es el equivalente digital de los relevadores de distancia analógicos conmutados, en que un selector de tipo de falla inicia las conmutaciones necesarias para aplicar a un órgano de medición único las señales de entrada correspondientes al tipo de falla.



*Fig. 3.9 Diagrama de bloques de un algoritmo de protección de distancia basado en la selección de las fases falladas*

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. A modo de ejemplo, se presentan a continuación las relaciones entre corrientes que caracterizan algunos tipos de cortocircuitos:

Cortocircuito entre las fases a y b:

$$\Delta i_a + \Delta i_b = 0; \quad \Delta i_c = 0; \quad i_o = 0 \quad (3.29)$$

Cortocircuito entre la fase a y tierra:

$$\Delta i_a + 3 i_o = 0; \quad \Delta i_c = 0 \quad (3.30)$$

Cortocircuito de las fases a y b a tierra:

$$\Delta i_a + \Delta i_b + 3 i_o = 0; \quad \Delta i_c = 0 \quad (3.31)$$

Cortocircuito trifásico u otro régimen simétrico:

$$\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c = 0; \quad i_o = 0 \quad (3.32)$$

Mediante la comprobación del cumplimiento de estas condiciones dentro de cierto margen de tolerancia se puede determinar el tipo de falla. Para los voltajes es posible también formar ecuaciones para los distintos tipos de fallas, basadas en sus desviaciones con respecto a los valores de prefalla.

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 ciertos cortocircuitos, por el contrario, esos cambios no son apreciables y 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, de valores de corriente reducidos, que por lo general



no comprometen la estabilidad del sistema.

Las fallas evolutivas también constituyen casos difíciles para estos algoritmos, como ocurre con los relevadores analógicos conmutados. Si el cortocircuito comienza en un punto e involucra ciertas fases y, antes de terminar el proceso de cálculo, cambia a otras fases o a otro punto de la línea, la nueva falla puede no ser considerada mientras no se terminen los cálculos correspondientes a la primera. Por otra parte, al cambiar el tipo de falla puede ser conveniente hacer los cálculos de distancia para un lazo diferente al que se estaba procesando. De aquí se deriva la necesidad de hacer comprobaciones de posibles cambios de tipo de falla durante la ejecución, y tomar las decisiones correspondientes. Una variante consiste en ejecutar los cálculos de distancia para el o los lazos de falla ya identificados, y simultáneamente continuar comprobando las condiciones del tipo de (3.29) a (3.32) para los restantes tipos de falla.

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 parada del proceso de cálculo, para los casos de cortocircuitos eliminados por acción de otras protecciones. El criterio de parada puede ser por tiempo, pero hay que considerar también las zonas de protección activadas; por ejemplo, se requieren períodos prolongados de cálculos para las terceras zonas y para las zonas con alcance invertido, que se utilizan para controlar la transmisión de señales de bloqueo en esquemas de protección piloto.

### **3.4.5 Algoritmo de componentes simétricas**

Este algoritmo se basa en una ecuación que da en un solo cálculo una medida de la distancia a la falla, con independencia de su tipo, en función de las componentes simétricas del voltaje y la corriente. Los pasos son:

- a) Estimación de los fasores de voltaje y corriente de fase por un algoritmo basado en modelos de las señales.
- b) Cálculo de las componentes de secuencias positiva, negativa y cero de voltaje y corriente.
- c) Cálculo de los valores incrementales  $\Delta I$  de las corrientes de secuencias positiva, negativa y cero por sustracción de la corriente de prefalla (que generalmente es de

secuencia positiva).

d) Sustitución de estos valores en la ecuación (3.33):

$$m = \frac{K_1 + K_2 K_2' + K_o K_o'}{1 + K_o' + K_2' + K_{L2}} \quad (3.33)$$

En esta ecuación  $m$  es la distancia a la falla, expresada como una fracción del alcance del relevador. Las restantes variables de la ecuación (3.33) están dadas por:

$$K_1 = \frac{E_1}{\Delta E_1} \quad (3.34)$$

$$K_2 = \frac{E_2}{\Delta E_2} \quad (3.35)$$

$$K_2' = \begin{cases} 1 & \text{para } |\Delta E_2| = |\Delta E_1| \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (3.36)$$

$$K_o = \frac{E_o}{\Delta E_o} \quad (3.37)$$

$$K_o' = \left| \frac{\Delta E_o}{\Delta E_1} \right| \quad (3.38)$$

$$K_c = \frac{Z_1 I_c}{\Delta E_1} \quad (3.39)$$

$$\Delta E_o = Z_o \Delta I_o \quad (3.40)$$

$$\Delta E_1 = Z_1 \Delta I_1 \quad (3.41)$$

$$\Delta E_2 = Z_2 \Delta I_2 \quad (3.42)$$

En la versión original de este algoritmo se unieron los pasos (a) y (b) mediante la

utilización de un algoritmo recursivo de Fourier de 12 muestras por ciclo. Un corrimiento de cuatro muestras en este caso equivale a  $120^\circ$ , que es la rotación angular requerida en las operaciones fasoriales para calcular las componentes simétricas, lo que simplifica grandemente el algoritmo.

Este algoritmo demanda más capacidad de cómputo que el basado en la selección del tipo de falla, pero es más rápido, pues el cálculo de la distancia comienza desde el inicio de la falla. La característica en el plano complejo impedancia es inherente, como ocurre con los algoritmos basados en las ecuaciones de relevadores analógicos de distancia.

#### **3.4.6 Algoritmos basados en las ecuaciones de relevadores analógicos polifásicos**

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 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 representan una carga computacional menor que los basados en el cálculo de la distancia para todos los lazos de la falla.

### **3.5 ALGORITMOS DE PROTECCION PILOTO**

Un requerimiento fundamental que deben cumplir las protecciones de las líneas de enlace en un sistema eléctrico de potencia es lograr el disparo simultáneo con alta velocidad de los interruptores de los terminales de la línea para todos los cortocircuitos internos. Las protecciones direccionales de sobrecorriente y de distancia solamente cumplen este requerimiento para los cortocircuitos en la región central de la línea, pero para fallas cercanas a sus terminales la protección cercana opera instantáneamente, mientras que la del extremo lejano opera con retardo de tiempo. La solución de este problema es la protección tipo piloto, que tiene selectividad absoluta y basa su funcionamiento en la comparación directa o indirecta de las señales provenientes de todos los terminales de la línea de transmisión. De lo anterior se deduce la necesidad de disponer de un canal de comunicación que enlace los terminales de la línea; este canal, también denominado canal piloto en la literatura especializada, es el que da nombre a este tipo de protección. Existen en la actualidad cuatro tipos de canales de comunicación factibles de utilizar con esta finalidad: a) un par de conductores telefónicos, tendidos a lo largo de la línea protegida (hilo piloto);

b) un cable de fibra óptica (también considerado como hilo piloto); c) un canal de onda portadora de alta frecuencia, que utiliza los propios conductores de la línea protegida; d) un canal de enlace por radio en la banda de microondas.

De acuerdo con el canal de comunicación utilizado, las protecciones de tipo piloto se subdividen en:

- a) Protección de hilo piloto (incluye la variante de fibra óptica).
- b) Protección piloto por onda portadora.
- c) Protección piloto por microonda.

Una segunda posibilidad de clasificación de las protecciones tipo piloto es atendiendo al principio de detección del cortocircuito. Pueden en general establecerse las siguientes comparaciones entre las señales provenientes de los terminales de la línea protegida:

- a) Comparación directa de los valores instantáneos de las corrientes (protecciones diferenciales de corriente) o de sus fases (protecciones diferenciales de fase de corriente o por comparación de fase).
- b) Comparación indirecta de las direcciones relativas de las corrientes o de las potencias, a partir de la operación de relevadores direccionales o de distancia (protecciones por comparación direccional).

En la práctica no se han utilizado todas las variantes posibles de comparación en cada uno de los tipos de protecciones piloto. En la protección por hilo piloto se utiliza preferentemente el principio diferencial de comparación directa de los valores instantáneos de las corrientes. En las protecciones piloto por onda portadora y por microonda, por el contrario, han encontrado mayor aplicación los principios de comparación de fase y de comparación direccional.

La tercera variante de clasificación de las protecciones tipo piloto es la basada en la utilización que se hace del canal de comunicación. De acuerdo con este aspecto pueden identificarse los siguientes tipos de protecciones piloto:

- a) Protecciones piloto de bloqueo, en que el canal se utiliza solamente para evitar el disparo de los interruptores en caso de cortocircuitos externos. Para cortocircuitos

internos no se requiere señal en el canal para que tenga lugar la operación de la protección. Una variante consiste en transmitir una señal de bloqueo solamente cuando los relevadores detectan un cortocircuito externo, y esta señal bloquea el disparo de todos los terminales. Una segunda variante, que puede denominarse de pérdida de bloqueo o desbloqueo, es aquella en que cada terminal transmite en forma continua una señal de bloqueo y, cuando ocurre un cortocircuito interno, esas señales desaparecen (o son sustituidas por otras de pérdida de bloqueo) y se permite el disparo de todos los terminales.

- b) Protecciones piloto de disparo (o de disparo transferido), en que el canal se utiliza para transmitir señales de disparo de uno a otro u otros terminales de la línea en caso de cortocircuitos internos; no existen señales de disparo en el canal para cortocircuitos externos. De acuerdo con la forma de provocar el disparo, la protección piloto de disparo transferido tiene dos variantes: de sobrealcance y de subalcance.

Las protecciones piloto por comparación direccional son las más fáciles de implementar en versiones digitales, ya que su funcionamiento se basa en el intercambio de información de tipo lógico entre los terminales de la línea. De hecho, prácticamente todos los relevadores digitales de distancia permiten conformar esquemas de comparación direccional en sus diferentes modalidades.

En los esquemas de bloqueo, de pérdida de bloqueo y de disparo por sobrealcance la precisión de los detectores de falla no es importante, por lo que pueden utilizarse algoritmos de ventana corta, que tienen una gran velocidad de operación. En los esquemas de disparo permisivo por subalcance la primera zona del relevador de distancia está activa, y es importante asegurar la precisión para fallas en los límites de su alcance. En este caso puede utilizarse un algoritmo con ventana de longitud variable, que se comporte como ventana corta para fallas cercanas y como ventana larga para fallas remotas.

En la protección por hilo piloto se utiliza por lo general el principio de comparación diferencial de corrientes a través de un canal de tipo telefónico o de fibra óptica. La información que se intercambia entre los terminales es de naturaleza analógica. La digitalización puede en este caso ser ventajosa en dos aspectos; uno de ellos es el filtrado combinado de secuencia, en que se forman las señales monofásicas a ser comparadas, a partir de las componentes simétricas de las corrientes de cada terminal de la línea. Las versiones analógicas de estos filtros pueden ser ventajosamente sustituidas por digitales. Otra posible ventaja de los relevadores digitales de hilo piloto es su compatibilidad con el canal

de fibra óptica, que es muy apropiado para la transmisión de información en forma digital.

En la protección piloto por comparación de fase se intercambia información analógica entre los terminales, referente a la fase de las corrientes; en cada terminal de la línea se hace una comparación de fase entre las señales local y remota. Esta protección no tiene requerimientos de procesamiento muy elevados, salvo en el filtro combinado de secuencia, por lo que no se ha considerado muy necesaria su digitalización. En la comparación de fase segregada no existe filtrado combinado de secuencia, lo que simplifica aún más el procesamiento.

---

## **CAPITULO 4**

### **PROTECCION DE GENERADORES, TRANSFORMADORES Y BARRAS**

---

#### **4.1 INTRODUCCION**

En la protección de generadores, transformadores y barras predomina la aplicación del principio de la protección diferencial para la discriminación entre cortocircuitos internos y fallas externas u otros regímenes de operación.

La protección de generadores se caracteriza por su diversidad, dada la gran cantidad de condiciones anormales de operación que pueden presentarse en este tipo de máquinas rotatorias. Su protección diferencial, sin embargo, es relativamente sencilla. En la protección de transformadores el problema principal consiste en lograr que la protección diferencial discrimine correctamente entre las corrientes de cortocircuitos internos y las asociadas con el proceso transitorio debido a la variación súbita del voltaje aplicado al transformador, o con condiciones de sobrexcitación. En la protección de barras la tarea principal es garantizar el funcionamiento correcto de la protección en condiciones de saturación profunda de los transformadores de corriente.

La actividad de investigación orientada al desarrollo de protecciones digitales de generadores, transformadores y barras ha sido menor que en el caso de las líneas de transmisión, pero se han logrado varias versiones comerciales de relevadores digitales y sistemas integrados para la protección de estos elementos. En el presente capítulo se exponen los algoritmos más utilizados en la protección de generadores, transformadores y barras, precedidos por una exposición del principio de operación de los relevadores diferenciales, que son de uso común en estas protecciones.

#### **4.2 PRINCIPIO DE OPERACION DE LA PROTECCION DIFERENCIAL**

Esta es una protección con selectividad absoluta en que se hace una comparación directa de las señales eléctricas provenientes de todas las interconexiones del elemento protegido con el resto del sistema (protecciones diferenciales longitudinales) o una comparación directa de las señales eléctricas provenientes de dos o más circuitos que llegan

a un mismo nodo (protecciones diferenciales transversales). En base a esa comparación, la protección diferencial discrimina entre los cortocircuitos en la zona protegida y los cortocircuitos externos; es una protección instantánea, de tipo primario, y debe ser complementada con protecciones de respaldo.

En las protecciones diferenciales se comparan por lo general los valores instantáneos de los corrientes, sus módulos y fases, o solamente sus fases; la comparación de los módulos de las corrientes solamente o de voltajes no permite discriminar si el cortocircuito está dentro o fuera de la zona protegida.

En la Fig. 4.1 se presenta el esquema de la variante más sencilla de protección diferencial para una fase de un elemento del sistema que tiene dos terminales. En los terminales del elemento protegido se instalan transformadores de corriente con iguales relaciones de transformación, sus secundarios se interconectan en la forma mostrada en la figura, y entre los conductores de unión se conecta un relevador de sobrecorriente. La conexión del relevador se hace de forma tal que, cuando no hay cortocircuito interno, la corriente  $I_r$  es cero en el caso ideal, mientras que, para cortocircuitos en la zona protegida,  $I_r$  tiene un valor igual al de la corriente de cortocircuito referida a secundario.

Tomando como positivos los sentidos señalados en la Fig. 4.1 para las corrientes, se tiene:

$$I_r = I_{Is} + I_{IIs} \quad (4.1)$$

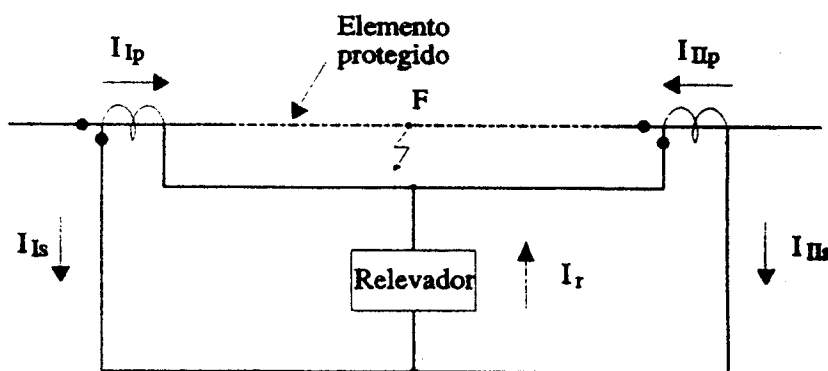


Fig. 4.1 Protección diferencial de una fase de un elemento de dos terminales

Para condiciones normales de operación, oscilaciones de potencia o cortocircuitos externos, si se desprecia la admitancia transversal en el elemento protegido, es  $I_{1p} = -I_{2p}$ ; si



los transformadores de corriente no tienen errores, es también  $I_L = -I_{Lr}$ , por lo que es  $I_r = 0$ . La protección no opera, pues no existe diferencia entre la corriente que entra y la que sale del elemento protegido, de ahí el nombre de protección diferencial.

En el caso de un cortocircuito en la zona protegida (punto F), las corrientes  $I_{Lp}$  e  $I_{Lr}$  son en general diferentes, y su suma es igual a la corriente de cortocircuito:

$$I_{cc} = I_{Lp} + I_{Lr} \quad (4.2)$$

Por tanto, si no hay errores en los transformadores de corriente:

$$I_r = \frac{I_{cc}}{n_{tc}} \quad (4.3)$$

Si esta corriente es mayor que la de arranque del relevador de sobrecorriente, éste opera e inicia la acción de disparo de los dos interruptores del elemento protegido (no mostrados en la figura por simplicidad).

Si hay alimentación por un solo extremo, para falla en la zona protegida es, por ejemplo,  $I_{Lr} = 0$ . En ese caso puede considerarse que la corriente  $I_L$  circula en su totalidad por el relevador de sobrecorriente, sin derivarse por el secundario del transformador de corriente que no tiene corriente primaria, ya que éste presenta una impedancia muy alta, prácticamente igual a la de magnetización referida a secundario. En esta condición es también:

$$I \approx I_{Ls} = \frac{I_{cc}}{n_{tc}} \quad (4.4)$$

El principio de la protección diferencial es también aplicable a elementos del sistema que tienen más de dos terminales, como puede apreciarse en la Fig. 4.2. Cuando no hay cortocircuito interno se cumple que:

$$I = \sum_{i=1}^n I_{i_s} = 0 \quad (4.5)$$

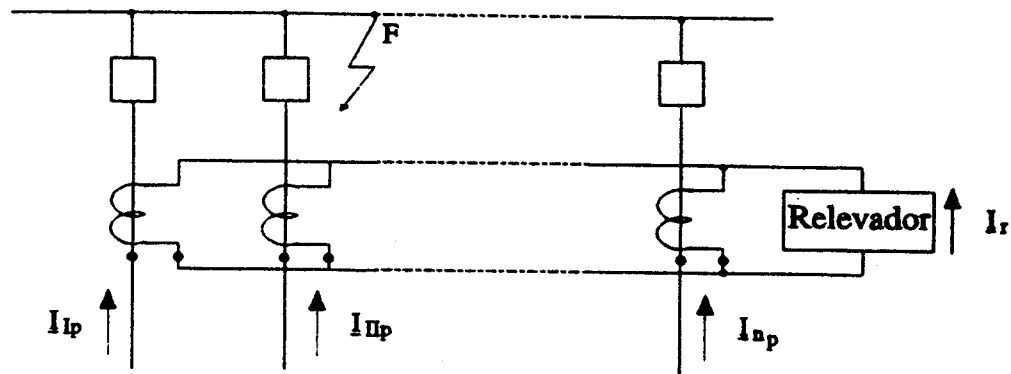


Fig. 4.2 Protección diferencial de un elemento de más de dos terminales

Cuando ocurre un cortocircuito en la zona protegida (punto F) se cumple:

$$I_r = \sum_{i=1}^n I_{i_s} = \frac{I_{cc}}{n_{tc}} \quad (4.6)$$

En el análisis anterior se ha supuesto que los transformadores de corriente se comportan idealmente; en el caso real existen errores de transformación, que pueden ser diferentes para los distintos transformadores de corriente, lo que da lugar a una corriente diferencial de desbalance o de error  $I_d$  que circula por el relevador de sobrecorriente, aún sin falla interna. La corriente  $I_d$  puede tomar valores altos para cortocircuitos externos, en que se presenta la saturación de los transformadores de corriente. Esta corriente, para la cual no debe operar la protección diferencial, fija un límite mínimo a su corriente de arranque, y afecta su sensibilidad.

Diferentes investigaciones realizadas sobre el comportamiento de la corriente  $I_d$  en los estados transitorio y estable han demostrado que puede presentar una componente aperiódica con una constante de tiempo del orden de menos de un segundo, y durante ese tiempo puede tener valores varias veces mayores que los de estado estable (que normalmente no son superiores al 10% de la corriente nominal de los transformadores de corriente). Se ha observado también que al ocurrir el cortocircuito externo no se presenta de inmediato la saturación de los transformadores de corriente, por lo que la corriente de desbalance tiene un valor reducido durante un pequeño tiempo inicial, después del cual aumenta considerablemente. Por último, se ha demostrado que un incremento de la impedancia de la rama diferencial de la protección reduce el valor de  $I_d$ , sobre todo en el régimen de saturación severa de los transformadores de corriente.

Teniendo en cuenta el comportamiento de la corriente de desbalance  $I_d$  del esquema diferencial en condiciones de saturación de los transformadores de corriente, se han propuesto y aplicado diferentes métodos para elevar la sensibilidad de la protección diferencial, tratando de hacerla inmune a esta corriente de desbalance. Los métodos utilizados son los siguientes:

- a) Utilización de transformadores de corriente con núcleo de aire (acopladores lineales) o con entrehierro en el núcleo.
- b) Introducción de cierto retardo de tiempo en la operación de la protección diferencial.
- c) Operación de la protección diferencial antes de que se manifieste la saturación de los transformadores de corriente.
- d) Elevación de la impedancia de la rama diferencial.
- e) Comparación de fase de las corrientes.
- f) Utilización de relevadores de porcentaje diferencial.

El principio de porcentaje diferencial se basa en el hecho de que la corriente de desbalance del esquema diferencial aumenta cuando crece la corriente que circula a través del esquema por efecto de un cortocircuito externo o de una oscilación de potencia. El relevador de porcentaje diferencial es aquel cuya corriente de arranque crece automáticamente con el incremento de la corriente que circula a través del esquema. De esta forma es posible garantizar que no opere incorrectamente para grandes corrientes fluyendo hacia el exterior, sin perder la sensibilidad de operar para fallas internas. En la Fig. 4.3 se presenta el diagrama esquemático de la variante más común de relevador de porcentaje diferencial. Se trata en esencia de un órgano de medición que realiza la comparación de amplitud de la corriente de operación  $I_{op}$  (que es la corriente diferencial del esquema) con una corriente de retención  $I_{re}$ , formada a partir de las corrientes  $I_L$  e  $I_{L'}$ , y que en general depende de la corriente que circula hacia el exterior del esquema diferencial (falla externa u oscilación de potencia).

La formación de las señales de operación y retención apropiadas para la comparación de amplitud (que pueden ser eléctricas o de otro tipo) se hace en los elementos correspondientes, mostrados por bloques en la Fig. 4.3. La corriente de operación está dada por:

$$I_{op} = I_{ls} + I_{lls} \quad (4.7)$$

La corriente de operación  $I_{op}$  es igual a la de desbalance para falla externa, e igual a la de cortocircuito referida a secundario para falla interna (si no hay saturación de los transformadores de corriente). Como posibles corrientes de retención hay diversas variantes, que de alguna forma reflejan la corriente que circula hacia la falla externa. Una de ellas, por ejemplo, es la corriente  $I_{ls} - I_{lls}$ , que tiene un valor grande para cortocircuito externo, y pequeño para cortocircuito interno.

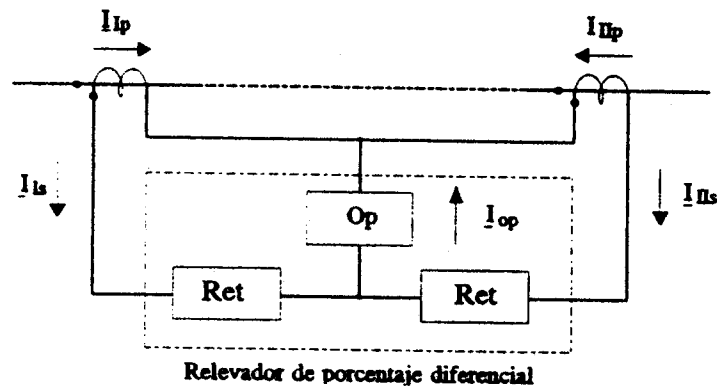


Fig. 4.3 Diagrama esquemático de un relevador de porcentaje diferencial

En resumen, las variantes de corrientes de retención que se han aplicado en la práctica en los relevadores de porcentaje diferencial son:

$$I_{ret} = I_{ls} - I_{lls} \quad (4.8)$$

$$I_{ret} = \frac{I_{ls} - I_{lls}}{2} \quad (4.9)$$

$$I_{ret} = I_{ls} \quad (4.10)$$

$$I_{ret} = I_{lls} \quad (4.11)$$

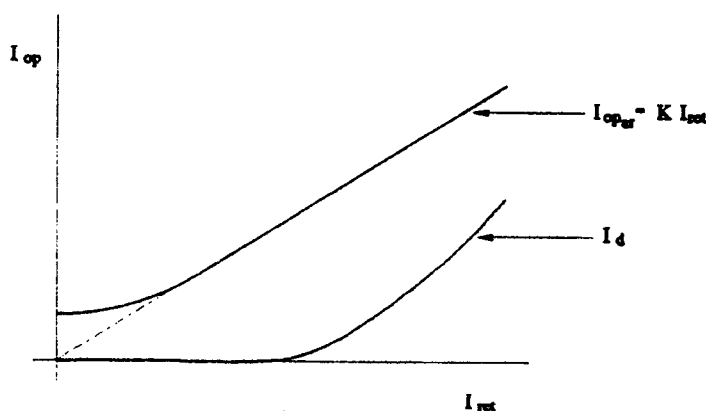
$$I_{ret} = |I_{ls}| + |I_{lls}| \quad (4.12)$$

En la Fig. 4.4 se presenta la característica de operación de un relevador de porcentaje diferencial en el que se hace directamente la comparación de las corrientes de operación y retención. La condición de operación es:

$$|I_{op}| > K |I_{ret}| \quad (4.13)$$

La característica de operación es la recta:

$$I_{op_a} = K I_{ret} \quad (4.14)$$



*Fig. 4.4 Característica de operación de un relevador de porcentaje diferencial*

Como puede observarse, el nombre del relevador está dado por el hecho de que su operación tiene lugar cuando el porciento que la corriente de operación representa de la de retención rebasa cierto valor. En el caso real se toman medidas de diseño para que la característica no comience en el origen de coordenadas y así evitar la operación incorrecta del relevador sin corriente diferencial. Hay relevadores de porcentaje diferencial cuya característica de operación es ligeramente diferente a la mostrada en la Fig. 4.4.

En la Fig. 4.4 se presenta también la variación de la corriente de desbalance del esquema diferencial con la de retención (y, por ende, con la corriente que circula hacia una falla externa, por ejemplo). La característica del relevador de insensibilizarse para grandes valores de corriente de retención reduce considerablemente su posible afectación por la corriente de desbalance.

El principio de la protección de porcentaje diferencial es extensible a elementos del sistema con más de dos terminales; es deseable en ese caso que la señal de corriente proveniente de cada terminal en que hay generación se aplique a un elemento de retención.

Los relevadores de porcentaje diferencial han encontrado gran aplicación en la protección de todos los tipos de elementos del sistema eléctrico de potencia.

#### **4.3 PROTECCION DIGITAL DE GENERADORES**

Los generadores son los elementos del sistema eléctrico de potencia que pueden estar sometidos al mayor número de condiciones anormales de operación diferentes, lo que confiere una gran diversidad a sus protecciones. Esas condiciones anormales pueden deberse al propio generador, a su motor primario, o al sistema eléctrico con que está interconectado, y pueden en general subdividirse en fallas internas y regímenes anormales de operación. A continuación se enumeran los tipos fundamentales de condiciones anormales de operación de un generador.

- 1) Fallas internas en el estator
  - a) Cortocircuitos entre fases
  - b) Cortocircuitos entre espiras de una fase
  - c) Cortocircuitos a tierra
- 2) Regímenes anormales de operación
  - a) Sobrecorrientes balanceadas o desbalanceadas en el estator debidas a sobrecargas o cortocircuitos externos
  - b) Pérdida o reducción de excitación
  - c) Sobrevoltaje
  - d) Contactos con tierra en el rotor
  - e) Pérdida del motor primario (motorización)
  - f) Pérdida de sincronismo
  - g) Conexión asincrónica
  - h) Oscilaciones subsincrónicas
  - i) Sobrecalentamiento del rotor por sobreexcitación
  - j) Otros (vibración, sobrevelocidad, problemas en los rodamientos, etcétera).

No existe un criterio único para determinar las protecciones que deben instalarse a un generador en particular, pues ello depende de varios factores. La capacidad, el tipo y la importancia relativa del generador en el sistema son aspectos determinantes, pero también influyen otros, como su conexión, los tipos de sistemas de control y protección que tiene, o el hecho de si la planta generadora es atendida o no.

El número relativamente pequeño de plantas generadoras existentes en un sistema eléctrico de potencia ha limitado en alguna medida el desarrollo de protecciones digitales de generadores. En los últimos años ha aumentado el interés en estas protecciones, debido a la tendencia a la interconexión de pequeñas plantas generadoras con el sistema eléctrico para aprovechar la cogeneración de energía eléctrica. Por otra parte, en los sistemas computarizados de control de grandes plantas generadoras es posible y recomendable incorporar las funciones de protección.

#### 4.3.1 Protección contra cortocircuitos internos entre fases

La protección de generadores contra cortocircuitos internos entre fases es de porcentaje diferencial, excepto en máquinas de capacidades muy pequeñas. Los transformadores de corriente del esquema son por lo general del mismo tipo y no presentan grandes problemas de saturación para fallas externas, lo que da una gran libertad en la selección del algoritmo del relevador diferencial.

Un posible algoritmo consiste en verificar el cumplimiento de la ecuación básica de porcentaje diferencial en forma instantánea (muestra a muestra). Este es un algoritmo del dominio del tiempo, válido para cualquier valor de frecuencia de las señales de entrada. El criterio de operación para la muestra  $k$  es:

$$i_{op_k} > K i_{ret_k} \quad (4.15)$$

donde  $K$  es la pendiente de la característica de porcentaje diferencial (ver Fig. 4.4); las corrientes de operación y retención están dadas por:

$$i_{op_k} = i_{Is_k} + i_{Ils_k} \quad (4.16)$$

$$i_{ret_k} = i_{Is_k} - i_{Ils_k} \quad (4.17)$$

Es posible modificar este algoritmo representando la característica de porcentaje diferencial por una ecuación diferente a la (4.15), o utilizando como señal de retención otras combinaciones de corrientes, tales como las dadas por las ecuaciones (4.8) a (4.12).

Los algoritmos basados en la comparación de valores instantáneos son muy sensibles al ruido en las señales de entrada, por lo que en ellos se requiere un cierto post-procesamiento de información. Ese filtrado puede lograrse por la acumulación en un contador de las órdenes de disparo generadas muestra a muestra, antes de emitir la señal

definitiva de disparo del interruptor. Puede pensarse también en promediar de alguna forma los resultados.

El otro tipo posible de algoritmo diferencial se basa en la estimación de los fasores de componente fundamental de las corrientes, y su sustitución en las ecuaciones clásicas, del tipo de (4.7) a (4.13). En principio puede utilizarse cualquiera de los algoritmos basados en modelos de las señales para la estimación de los fasores. En este caso las corrientes de cortocircuito tienen componentes aperiódicas exponenciales con constantes de tiempo elevadas (debido al alto valor de la relación  $L/R$  en el generador), por lo que son fácilmente eliminables por un algoritmo de Fourier de un ciclo.

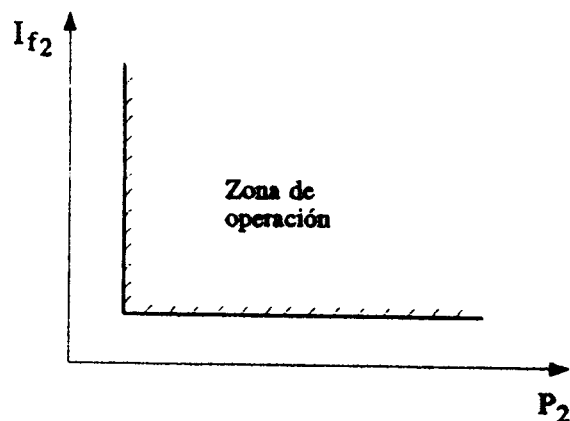
#### **4.3.2 Protección contra cortocircuitos internos a tierra**

La protección diferencial responde en principio a todos los tipos de cortocircuitos internos en el generador, pero por lo general no tiene la sensibilidad necesaria para detectar las fallas a tierra, sobre todo cuando ocurren cerca del neutro. Ello se debe a que el aterrizamiento de alta impedancia limita la corriente de falla a tierra en el generador a valores muy pequeños. La protección convencional contra fallas a tierra responde al voltaje que aparece a través de la impedancia de puesta a tierra cuando ocurre la falla.

Una alternativa digital de esta protección puede lograrse supervisando la corriente de excitación del generador y la componente de secuencia negativa de la potencia. Cuando el generador opera en un régimen asimétrico (la falla interna a tierra es uno de esos casos) la corriente de secuencia negativa del estator induce en el circuito de excitación una corriente de frecuencia doble de la nominal; la detección de esa componente de segunda armónica en la corriente de excitación es indicativa de régimen asimétrico en la máquina. La confirmación de que ese régimen asimétrico es una falla asimétrica interna (a tierra o entre fases) puede hacerse observando el sentido de la potencia de secuencia negativa; esta potencia fluye hacia el sistema para fallas internas, y es entrante al generador para fallas externas.

En la Fig. (4.5) se muestra la característica de operación propuesta para esta función de protección, expresada en función de la segunda armónica de la corriente de excitación  $I_{f2}$ , y de la potencia de secuencia negativa  $P_2$ , considerada con signo positivo cuando su sentido es del generador hacia el sistema. Esta protección tiene el inconveniente de que no protege al generador cuando está aislado del sistema ( $P_2=0$ ); por otra parte, no siempre es posible medir la corriente de excitación de la máquina.





*Fig. 4.5 Característica de operación de una protección contra fallas internas a tierra en el estator de un generador*

#### 4.3.3 Protección contra regímenes anormales

La protección digital de generadores contra regímenes anormales de operación se hace por lo general aplicando los principios clásicos, a partir de los estimados fasoriales de frecuencia fundamental. Son particularmente atractivas las posibilidades de la técnica digital para la simulación térmica de la máquina, aplicable en las funciones de protección contra sobrecargas balanceadas y contra sobrecalentamiento del rotor por corrientes desbalanceadas en el estator.

#### 4.3.4 Otras particularidades de la protección de generadores

Los generadores son susceptibles de operar con frecuencias muy diferentes de la nominal durante los regímenes de arranque y parada, en que están aislados del sistema. Esto debe tenerse en cuenta en la selección de los algoritmos de protección. Los algoritmos fasoriales son de mayor precisión que los del dominio del tiempo (procesamiento directo de las muestras), pero por lo general son afectados por las variaciones de frecuencia. Los algoritmos recursivos de Fourier son la excepción, pues el fasor de secuencia positiva estimado por este método no gira para frecuencia constante, cualquiera que sea su valor. La protección de generadores es por ello el campo principal de aplicación de los algoritmos recursivos de Fourier.

Se ha propuesto también la alternativa de aplicar algoritmos del dominio del tiempo para los regímenes de arranque y parada y algoritmos del dominio de la frecuencia (fasoriales) para la operación normal del generador interconectado con el sistema. La

---

velocidad de rotación del generador puede utilizarse como criterio para la conmutación de uno a otro tipo de algoritmos en el sistema digital de protección del generador.

#### **4.4 PROTECCION DIGITAL DE TRANSFORMADORES**

Las condiciones anormales de operación posibles en transformadores y autotransformadores no tienen la diversidad encontrada en generadores. Los tipos fundamentales de fallas son los cortocircuitos entre fases o a tierra en los devanados o en los terminales del transformador, y los cortocircuitos entre espiras del devanado de una fase. Entre los regímenes anormales de operación están las sobrecorrientes debidas a sobrecargas o cortocircuitos externos y los sobrevoltajes.

Se recomienda que la protección provoque el disparo instantáneo de todos los interruptores del transformador en caso de falla interna (protección primaria), y que también desconecte el transformador en caso de cortocircuito externo, a modo de respaldo. Por lo general no se requiere protección externa contra sobrecarga, pues el transformador (excepto los de capacidad relativamente pequeña) tiene una protección inherente. Los sobrevoltajes sostenidos pueden ser dañinos para los transformadores, sobre todo si sobrepasan el valor de saturación, pero casi nunca se requiere dotar al transformador de una protección contra ellos, pues está incluida en los equipos de regulación y control del sistema. La excepción son los transformadores elevadores de las plantas generadoras, que pueden estar sometidos a sobrevoltajes cuando la planta queda aislada del sistema, y requieren protección contra esta condición anormal. Esta protección se brinda por lo general en forma conjunta para el generador y el transformador.

La protección contra cortocircuitos internos es por lo general de tipo diferencial en transformadores de capacidades superiores a un valor del orden de 5 a 10 MVA. Un transformador de menor capacidad ubicado en un punto importante del sistema puede requerir protección diferencial. En los transformadores de capacidades pequeñas la protección contra fallas internas es generalmente de sobrecorriente, por medio de relevadores o de fusibles. La protección de respaldo para fallas externas puede ser de sobrecorriente (con o sin direccionalidad) o de distancia, dependiendo del tipo de protección que tengan las líneas adyacentes al transformador.

Los transformadores tienen algunas peculiaridades que deben tenerse en cuenta para la aplicación de protecciones diferenciales. Estas son:

- a) Hay diferencias de fase entre las corrientes en transformadores con conexión estrella-delta.
- b) Tienen distintos niveles de voltaje, lo que implica que los transformadores de corriente pueden ser de distintos tipos, y tener relaciones de transformación y características diferentes.
- c) Puede no haber concordancia entre las relaciones de transformación de los transformadores de corriente disponibles y la del transformador protegido.
- d) La relación de transformación puede ser variable para fines de regulación de voltaje.
- e) La corriente de magnetización del transformador puede tener un valor alto en algunos casos, que la protección puede interpretar erróneamente como indicativo de una falla interna.

En relevadores analógicos las diferencias de fase entre las corrientes en transformadores con conexión delta-estrella implican la necesidad de conectar en delta los transformadores de corriente del lado estrella del transformador, y viceversa. Los problemas de saturación de transformadores de corriente (agravados por ser de tipos diferentes), de falta de concordancia entre relaciones de transformación, y de variación de la relación del transformador de potencia, se resuelven mediante una selección adecuada de la pendiente de la característica del relevador, que se refleja en una pérdida de sensibilidad.

El problema de que la corriente de magnetización puede tener valores altos para ciertas condiciones que no son fallas internas no tiene solución por los dos métodos anteriores, y debe resolverse en el diseño del relevador, que debe ser capaz de operar selectivamente para fallas internas.

La protección digital de transformadores ha recibido mayor atención que la de generadores y barras, por la facilidad que brinda el procesamiento digital para resolver los problemas de filtrado inherentes a esta protección. Por otra parte, en los últimos años se han propuesto algoritmos que resuelven en forma novedosa el problema de discriminar entre los cortocircuitos internos y los regímenes de variación súbita del voltaje aplicado al transformador o de sobreexcitación. En esto influye el hecho de que, en un sistema integrado de protección y otras funciones de una subestación, la información de voltaje también puede estar disponible para la función de protección diferencial del transformador.

#### **4.4.1 Protección diferencial con retención por armónicas de la corriente de operación**

La protección diferencial de transformadores enfrenta problemas más complejos que la de generadores, lo que excluye la posibilidad de utilizar algoritmos del dominio del tiempo, como los descritos por las ecuaciones (4.15) a (4.17). Es conveniente aplicar algoritmos fasoriales basados en modelos de las señales y en las ecuaciones clásicas (4.7) a (4.13).

Un elemento importante de estos algoritmos es la discriminación entre la corriente de operación debida a cortocircuitos internos y la originada por otros dos regímenes del transformador que provocan valores elevados de la corriente diferencial. Uno de estos regímenes es la variación súbita del voltaje aplicado al transformador (acto de conexión del transformador o de conexión de un transformador en paralelo con él, o liberación de una falla externa), que provoca una avalancha de corriente de magnetización; esta corriente entra por el primario del transformador y no sale por el secundario (o terciario), por lo que se convierte en una corriente de operación del esquema diferencial. La sobreexcitación del transformador por sobrevoltaje o por una combinación de sobrevoltaje y baja frecuencia es otra condición que hace aumentar la corriente de magnetización con respecto a su valor normal, y que se refleja en la corriente de operación del esquema.

La forma de onda distorsionada de estas corrientes es la base para diferenciarlas de la corriente de operación para cortocircuitos internos. La avalancha de corriente de magnetización contiene varias armónicas, con predominio de la segunda, y con valores de la distorsión armónica total del orden del 7 al 15% de la componente fundamental en transformadores modernos. En la corriente de magnetización asociada con la sobreexcitación predomina la quinta armónica. En algunos relevadores analógicos y digitales se ha utilizado la evaluación directa de la forma de onda como base para la discriminación, pero en la gran mayoría de los relevadores se utilizan las armónicas presentes en la corriente de operación del esquema diferencial para inhibir el disparo del relevador de porcentaje diferencial (restricción o control de disparo por armónicas) o para reducir su sensibilidad (retención por armónicas).

Se han propuesto diferentes algoritmos de filtrado para estimar el contenido de armónicas de la corriente de operación (incluyendo la componente fundamental), pero un elemento común a todos ellos es la frecuencia de muestreo requerida. La necesidad de estimar hasta la quinta armónica demanda una frecuencia de muestreo mínima de 12 muestras por ciclo (720 Hz), de modo que esa quinta armónica no sea superior a la mitad de la frecuencia de muestreo.

Un aspecto interesante de estos algoritmos es el referente a la lógica de la protección diferencial en su versión trifásica. En relevadores analógicos el principio diferencial se ejecuta por lo general para cada fase, y se emite una señal de disparo cuando opera cualquiera de los órganos de fase (sean relevadores independientes, o elementos de un relevador trifásico). En relevadores digitales el problema puede abordarse en un contexto más general; por ejemplo, se ha propuesto la alternativa de formar señales de retención combinadas a partir de las armónicas presentes en las corrientes de fase de todos los terminales del transformador. En este caso hay operación en el relevador si se cumple la inecuación (4.13) para alguna de las fases, y si no se cumple alguna de las condiciones de retención siguientes:

$$I_{ret(2)} > K_2 I_{op} \quad (4.18)$$

$$I_{ret(5)} > K_5 I_{op} \quad (4.19)$$

donde  $I_{ret(2)}$  e  $I_{ret(5)}$  son, respectivamente, las corrientes de retención formadas a partir de la segunda y la quinta armónicas presentes en las corrientes de fase de todos los terminales;  $K_1$  y  $K_5$  son coeficientes que permiten ajustar la retención del relevador a un determinado contenido porcentual de armónicas.

#### 4.4.2 Otras soluciones al problema de la discriminación de cortocircuitos internos

El valor del voltaje en los terminales del transformador también puede ser utilizado como base para discriminar entre cortocircuitos internos y avalanchas de corriente de magnetización o condiciones de sobrexcitación. Una variante clásica de esta alternativa es el antiguo esquema basado en bloquear el disparo del relevador diferencial si el voltaje tiene un valor cercano al nominal, lo que indica que no hay una falla interna. Este método no tuvo gran aceptación, por ser más lento que el de retención por armónicas. La versión digital del método, por el contrario, puede ser competitiva desde el punto de vista de la velocidad de operación. En una variante propuesta, se aplican algoritmos de medio ciclo para calcular las componentes fundamentales de las corrientes de operación y retención y del voltaje de cada fase, lo que garantiza una velocidad de operación mayor que la de los algoritmos de retención por armónicas con ventana de un ciclo. En este algoritmo fue necesario incluir como restricción adicional de disparo una función especial que detecta la presencia de distorsión en la onda de voltaje, para evitar el disparo incorrecto en casos en que la avalancha de corriente de magnetización distorsione severamente el voltaje terminal del transformador (sobre todo en puntos del sistema alejados de las fuentes de generación).

Otro método propuesto consiste en utilizar las corrientes medidas para calcular los voltajes terminales, sobre la base de un modelo lineal del transformador. La comparación de los voltajes calculados con los medidos permite determinar si hay saturación en el transformador, y bloquear el disparo del relevador diferencial.

Otro grupo de algoritmos se basa en utilizar los valores medidos de voltaje y corriente para hacer estimados de variables o parámetros internos que sirven para determinar si hay saturación en el núcleo del transformador. En un algoritmo propuesto se resuelve la ecuación diferencial básica del transformador y se estima en forma aproximada la pendiente de la curva de magnetización, lo que sirve como criterio básico para determinar si hay saturación en el núcleo. En otro algoritmo se resuelve el sistema de ecuaciones asociado a la matriz de inductancia recíproca del transformador, y se estiman los valores de impedancias que también sirven para evaluar la saturación del núcleo.

#### **4.4.3 Ventajas adicionales de la protección diferencial digital de transformadores**

Los relevadores diferenciales analógicos de protección de transformadores deben ser insensibles a la corriente de operación errónea provocada por diferencias entre las relaciones de transformación de los transformadores de corriente (que no puedan ser corregidas por derivaciones en el relevador), y por la variación de la relación de transformación del transformador de potencia para propósitos de regulación de voltaje. Esto implica la necesidad de limitar intencionalmente su sensibilidad, lo que afecta su capacidad para cortocircuitos internos pequeños, sobre todo entre espiras. Un problema adicional es que en transformadores con conexión delta-estrella hay que conectar en delta los transformadores de corriente del lado estrella del transformador; esto limita la utilización de esos transformadores de corriente para otras funciones de protección y medición.

Estas limitaciones de los relevadores analógicos se resuelven por software en forma sencilla en los relevadores digitales. La corrección de las relaciones de los transformadores de corriente puede hacerse aplicando factores de escalado a los valores de las muestras o a los fasores estimados. Si se introduce en el relevador la información sobre el estado del cambiador de derivaciones del transformador, es posible también hacer la corrección correspondiente mediante factores de escala. Pueden utilizarse transformadores de corriente con conexión estrella a ambos lados del transformador delta-estrella, y formarse las señales a ser comparadas diferencialmente por operaciones fasoriales que simulan la conexión necesaria de los transformadores de corriente.

También puede simularse por software la trampa de corriente de secuencia cero requerida cuando se conecta un banco de tierra en el lado delta de un transformador, o cuando por alguna causa los transformadores de corriente del lado estrella tienen que conectarse en estrella; con esto se evita la necesidad de formar la trampa externamente con tres transformadores de corriente auxiliares.

Todas estas correcciones representan una carga computacional adicional para el procesador, que debe tenerse en cuenta al seleccionar su capacidad.

#### **4.4.4 Otras funciones de protección digital de transformadores**

En el relevador o sistema digital de protección de transformadores pueden incluirse otras funciones. Una de ellas es la de sobrecorriente instantánea para protección contra cortocircuitos internos de gran magnitud (su valor de arranque se selecciona por encima del valor máximo de la corriente de avalancha de magnetización); para esta función puede utilizarse un algoritmo de ventana corta, pues la velocidad de operación es prioritaria sobre la precisión. Es posible también incluir una función de protección diferencial de secuencia cero, basada en la comparación de la corriente del neutro del transformador (medida por un transformador de corriente colocado en la conexión a tierra de ese neutro), con la corriente residual, resultante de la suma de las tres corrientes de línea del lado estrella del transformador. Esta función proporciona una sensibilidad elevada para fallas internas a tierra en el devanado estrella del transformador, y por lo general no puede lograrse con relevadores analógicos, pues los transformadores de corriente tienen conexión delta.

La función de protección contra sobrecitación es necesaria para impedir la operación prolongada del transformador con valores excesivos de flujo magnético, que provocan sobrecalentamiento. Este problema es crítico en transformadores elevadores de plantas generadoras, que pueden estar sometidos a condiciones de sobrevoltaje, de baja frecuencia, o ambos, cuando la unidad generadora está separada del sistema. La variante más selectiva de esta protección es la que responde al cociente voltaje/frecuencia como indicador del nivel del flujo magnético en el núcleo del transformador. Un posible algoritmo consiste en estimar por separado la magnitud del fasor voltaje y la frecuencia de la señal de voltaje (existen varios tipos de algoritmos de estimación de frecuencia), y calcular el cociente voltaje/frecuencia. Otra alternativa consiste en estimar el valor del flujo por integración discreta de la señal de voltaje, y comparar el resultado con el valor admisible del transformador.

## 4.5 PROTECCION DIGITAL DE BARRAS

Las barras son los nodos de interconexión de los diferentes elementos de un sistema eléctrico de potencia. Las fallas que pueden ocurrir en ellas son cortocircuitos entre fases o a tierra, o contactos con tierra en el caso de las redes con neutro aislado o aterrizamiento resonante. Entre las causas más comunes de fallas en barras están: fallos de los equipos, rotura de aisladores, contactos de animales o de objetos extraños, y contaminación. Las fallas en barras son poco frecuentes, pero dan lugar a grandes afectaciones en el servicio eléctrico por la cantidad de circuitos que se desconectan, y comprometen seriamente la estabilidad del sistema (sobre todo en el caso de las barras de la red de transmisión).

En la protección de barras se confrontan los problemas más serios de saturación de los transformadores de corriente. Ello se debe a que para fallas externas el transformador de corriente de la línea fallada recibe la corriente total de contribución de la barra a la falla, mientras que por los restantes transformadores circulan solamente las contribuciones individuales de las respectivas fuentes de generación. Estas corrientes dan lugar a grandes diferencias en los niveles de saturación de los transformadores de corriente, y provocan valores relativamente altos de la corriente de error del esquema de protección diferencial. En resumen, el problema de la protección de barras consiste en lograr tiempos reducidos de eliminación de los cortocircuitos, en condiciones de saturación probablemente severa de los transformadores de corriente.

En la protección de barras han tenido gran aplicación las protecciones diferenciales, aunque también se han utilizado protecciones con otros principios de operación. En la sección 4.2 se presentan los métodos existentes para evitar la operación incorrecta de los relevadores diferenciales por efecto de la saturación de los transformadores de corriente. De esos métodos, los más aplicables en los esquemas de protección de barras son los basados en relevadores de porcentaje diferencial y en relevadores diferenciales de alta impedancia. Han encontrado también cierta aplicación otros métodos, tales como el de utilización de transformadores de corriente con núcleo de aire (acopladores lineales) y el de protección diferencial de alta velocidad, cuya operación ocurre antes de que se manifieste la saturación de los transformadores de corriente.

La posibilidad de proteger una barra por la vía digital fue demostrada en la etapa inicial del desarrollo de esta técnica, pero los trabajos en esta dirección se detuvieron prácticamente hasta los últimos años, en que la protección de barras se convirtió en una función del sistema integrado de protección, control y medición de la subestación. En el presente capítulo se exponen los algoritmos más utilizados hasta el momento en protección



digital de barras.

#### **4.5.1 Algoritmos de protección digital de barras**

Como se señaló anteriormente, el problema fundamental de los esquemas de protección de barras consiste en garantizar una alta velocidad de operación para fallas internas y evitar la operación incorrecta de la protección para fallas externas por efecto de la saturación de los transformadores de corriente del esquema. Los tipos de protecciones de barras desarrollados hasta el momento son:

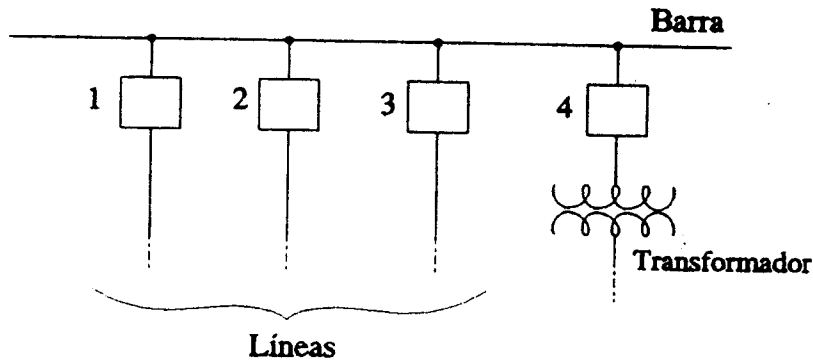
- a) Protección de porcentaje diferencial.
- b) Protección diferencial de alta impedancia.
- c) Protección diferencial por acopladores lineales.
- d) Protección diferencial por comparación de fase.
- e) Protección por comparación direccional.

La protección diferencial de alta impedancia se basa en la conexión en paralelo de los transformadores de corriente en algún punto del patio de la subestación y la aplicación de la corriente resultante a una impedancia no lineal; la única medición requerida en este esquema es la del voltaje en la impedancia no lineal para cada fase. Esta protección no es adecuada para la digitalización por dos razones fundamentales; en primer lugar, en un sistema digital integrado la información de corriente se maneja individualmente para cada interconexión, y no es necesario conectar los transformadores de corriente en paralelo; por otra parte, la simple medición de voltaje no justifica un procesamiento digital. Lo mismo ocurre con la protección por acopladores lineales, en que la única medición es la del voltaje resultante de la conexión en serie de los secundarios de los acopladores lineales para cada fase. Los tipos restantes de protecciones de barras son susceptibles de digitalizar para formar parte de un sistema digital integrado, dadas su relativa complejidad y la posibilidad de superar las características funcionales de las versiones analógicas.

#### **4.5.2 Protección digital de barras como parte de un sistema digital integrado**

Las facilidades que brinda un sistema digital integrado para incluir la función de protección de barras se pueden analizar a partir de la Fig. 4.6, donde se presenta un

esquema de barra simple. Las protecciones digitales de las líneas y transformadores conectados a la barra necesitan medir las corrientes de los interruptores 1,2,3 y 4 para realizar sus funciones. Las muestras de esas corrientes, tomadas por lo general en forma simultánea, pueden también enviarse en formato digital a un procesador encargado de realizar la función de protección de la barra dentro del sistema integrado.



*Fig. 4.6 Protección digital de un esquema de barra simple*

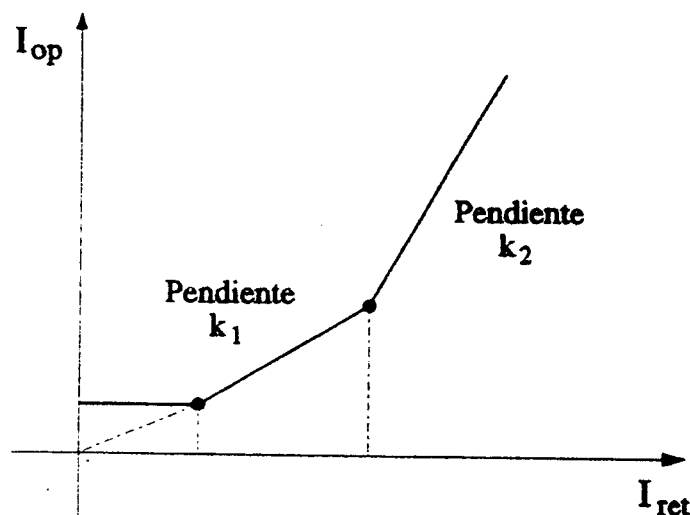
Una ventaja importante de la protección digital de barras sobre la convencional consiste en que la adaptación del esquema a transformadores de corriente con diferentes relaciones de transformación puede hacerse por software, mediante factores de escalado, y no se requieren transformadores de corriente auxiliares, que por lo general añaden errores al esquema. Otra ventaja consiste en la flexibilidad de una protección digital para ser aplicada en arreglos reconfigurables de barras, tales como el de barra principal con barra de transferencia. En protecciones convencionales estos arreglos de barras implican la necesidad de conmutar los circuitos de entrada y salida de algunos relevadores, o de cambiar ajustes en los relevadores asociados al interruptor de transferencia, lo que afecta la confiabilidad del esquema. En un sistema digital integrado cualquiera de esas variantes es relativamente fácil de lograr por software, con un incremento apreciable de la confiabilidad.

#### **4.5.3 Protección digital de porcentaje diferencial**

El principio de porcentaje diferencial constituye una solución clásica al problema de saturación de los transformadores de corriente y fue una de las primeras alternativas utilizadas en protección de barras. A mediados de la década de 1970-80 recibió un nuevo impulso, con la propuesta de aumentar su velocidad, de modo que la decisión de disparo se tome dentro del primer ciclo de la falla, antes que se manifieste la saturación de los transformadores de corriente. Existen excelentes protecciones diferenciales analógicas de barras basadas en estos principios.

Una versión digital de este tipo de protección puede aprovechar creativamente estas ideas para lograr ventajas funcionales adicionales a las inherentes a la integración de funciones en el sistema digital. Así por ejemplo, la característica de operación de porcentaje diferencial puede adaptarse a la ley de variación de la corriente diferencial de error del esquema por saturación de los transformadores de corriente (ver Fig. 4.7). En relevadores analógicos se obtienen por lo general características del tipo de la mostrada en la Fig. 4.4; se han propuesto también características no lineales, obtenidas generalmente por saturación de un núcleo ferromagnético en el relevador. En un relevador digital es relativamente sencillo obtener características del tipo de la mostrada en la Fig. 4.7, con la flexibilidad de ajuste necesaria para adaptarla a la curva de errores de los transformadores de corriente de cualquier esquema diferencial. Esta característica también es recomendable para protecciones diferenciales digitales de transformadores y generadores.

Un efecto adicional de inmunidad a los errores por saturación de los transformadores de corriente se logra con la utilización de algoritmos de filtrado basados en modelos de las señales, de modo que la comparación diferencial se hace solamente en base a las componentes de frecuencia fundamental de las corrientes. Con esto se rechazan las armónicas generadas por efecto de la saturación de los transformadores de corriente, y se reduce su influencia negativa.



*Fig. 4.7 Característica de operación de porcentaje diferencial*

En un relevador digital de protección diferencial de barras incorporado a un sistema digital actualmente disponible se hace una combinación de principios de porcentaje diferencial ejecutados en forma instantánea (muestra a muestra, como en las ecuaciones

(4.15) a (4.17)), y en forma fasorial, con ecuaciones del tipo de (4.7) a (4.13). La idea consiste en mantener activa la comparación por muestras durante un pequeño período de tiempo posterior a la falla (mientras no se haya manifestado la saturación de los transformadores de corriente) y, si no se ha emitido la señal de disparo, desactivar ese tipo de comparación y mantener activa solamente la comparación fasorial. Dos aspectos interesantes del algoritmo son los referentes al método de desactivación de la comparación por muestras y al postprocesamiento de información de esta comparación.

La desactivación de la comparación por muestras puede hacerse mediante una función especial que detecta la aparición de distorsión en la forma de onda de la corriente, o por comparación de los valores de la corriente en dos instantes de muestreo consecutivos. En la Fig. 4.8 puede apreciarse que la variación  $\Delta i_1$ , que experimenta la corriente secundaria antes de la saturación es menor que la variación  $\Delta i_2$ , correspondiente a la entrada en saturación del transformador de corriente. Si se denomina  $\Delta i_{m\acute{a}x}$  la variación máxima esperada en la corriente sin saturación, correspondiente a la corriente de cortocircuito máxima posible, y se designa por  $\Delta i_k$  la variación de corriente calculada en el intervalo entre las muestras  $k-1$  y  $k$ , la aparición de la saturación se detecta por:

$$|\Delta i_k| \geq M i_{m\acute{a}x} \quad (4.20)$$

donde  $M$  es un coeficiente constante mayor que la unidad, utilizado como factor de seguridad.

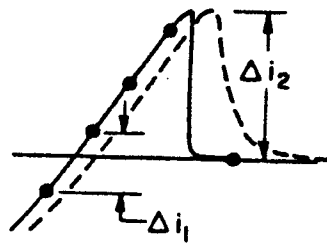


Fig. 4.8 Detección de la aparición de saturación en un transformador de corriente

En la Fig. 4.8 también se muestra el efecto retardador y amortiguador del filtro anti-aliasing sobre la señal de corriente de entrada. La señal de salida del filtro se representa en trazos discontinuos. Este efecto debe tenerse en cuenta en la aplicación de la expresión (4.20) como base para detectar la aparición de la saturación, y es tanto más pronunciado

cuanto menor es la frecuencia de muestreo, pues menor será la frecuencia de corte del filtro (lo que implica que su respuesta es más lenta). Esta es una de las razones por las que es recomendable utilizar una frecuencia de muestreo relativamente alta en la protección digital de barras; otra razón es que en el algoritmo de comparación por muestras es conveniente disponer rápidamente de un cierto número de muestras para tomar la decisión antes de su desactivación.

En la comparación por muestras se requiere cierto postprocesamiento para tomar una decisión de disparo segura para cortocircuitos internos. Por el contrario, la decisión de bloqueo para fallas externas puede tomarse en base a los resultados del procesamiento de una sola muestra, ya que es poco probable que para una falla interna un error en los valores de las muestras simule una falla externa; por otra parte, si ello llegara a ocurrir, implicaría solamente un ligero retardo en la operación de la protección.

Una posible lógica de postprocesamiento de las señales de disparo generadas para cada instante de muestreo es la basada en un contador, en el que se acumulan las decisiones de disparo; la señal de disparo se emite cuando el contenido del contador rebasa un cierto valor. Esta lógica se representa en la Fig. 4.9, en la que por simplicidad se muestra la ecuación de operación en su variante más sencilla; en realidad es posible considerar ecuaciones más complejas, para lograr características del tipo de la mostrada en la Fig. 4.7.

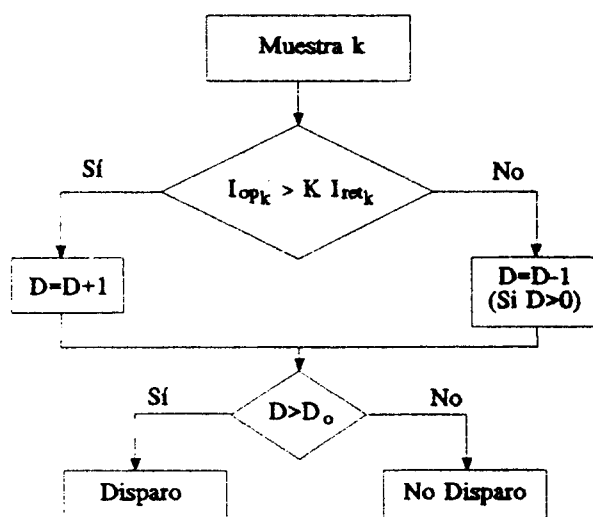


Fig. 4.9 Lógica de postprocesamiento de un algoritmo de porcentaje diferencial basado en la comparación de muestras

#### 4.5.4 Otras alternativas de protección digital de barras

El principio de protección diferencial basado en la comparación de fase de las corrientes es muy utilizado en la protección tipo piloto de líneas de transmisión y se ha aplicado también en protecciones analógicas de barras. La comparación de fase es poco sensible a los errores por saturación de los transformadores de corriente, ya que la saturación afecta poco los cruces por cero de la corriente secundaria y se manifiesta en mayor medida alrededor de los valores máximos de esa corriente. La versión digital de esta protección puede lograrse mediante la comparación de las fases de todas las corrientes en el primer medio ciclo posterior a la falla, lo que garantiza que la decisión puede tomarse antes de manifestarse la saturación de los transformadores de corriente. La protección diferencial basada en este principio, sin embargo, tiene menor sensibilidad que la diferencial clásica, en que se comparan los valores instantáneos o fasoriales y se tienen implícitamente en cuenta la fase y la amplitud de cada corriente de entrada.

Otro principio que puede aplicarse en la protección digital de barras es el de comparación direccional, en que se determina el sentido de la potencia aparente en cada interconexión de la barra. Para una falla interna en la barra el flujo es entrante en todas las interconexiones, y para cualquier otro régimen de operación, incluyendo fallas externas, hay flujo saliente de potencia aparente en al menos una interconexión. La determinación del sentido de la potencia aparente se hace en esquemas convencionales con relevadores de tipo direccional, que miden el ángulo de defasaje entre voltaje y corriente. Este principio es relativamente fácil de aplicar en un sistema digital integrado, en que se dispone de la información de todas las corrientes y del voltaje en la barra.

---

## BIBLIOGRAFIA

---

1. A.G. Phadke and J.S. Thorp, *Computer Relaying for Power Systems*. Taunton, Somerset, England: Research Studies Press LTD., 1988.
2. *Microprocessor Relays and Protection Systems*, M.S. Sachdev (Co-ordinator), IEEE Tutorial Course Text, Publication No. 88EH0269-1-PWR, February 1988.
3. *Computer Relaying*, M.S. Sachdev (Co-ordinator), IEEE Tutorial Course Text, Publication No. 79EH0148-7-PWR, July 1979.
4. E.O. Schweitzer and D.Hou, "Filtering for protective relays", *19th Western Protective Relay Conference*, Spokane, Washington, October 20-22, 1992.
5. H.J. Altuve, *Protección de Sistemas Eléctricos de Potencia*. Monterrey, N.L.: Programa Doctoral en Ingeniería Eléctrica, FIME-UANL, y CENACE - Comisión Federal de Electricidad, 1991.