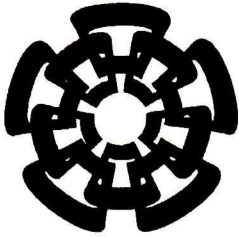


xx (117179.1)



CINVESTAV

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N.
Unidad Guadalajara

Protección de Onda Viajera para Líneas de Transmisión mediante la Función de Covarianza Normalizada

**CINVESTAV
IPN
ADQUISICION
DE LIBROS**

Tesis que presenta:
Carlos Alberto Vizcaíno Núñez

para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias

en la especialidad de:
Ingeniería eléctrica

Directores de Tesis
Dr. José Luis Naredo Villagrán
Dr. Víctor Hugo Ortíz Muro

Guadalajara, Jalisco, Octubre del 2004.

CLASIF.: TK165.GB 459 2004
ADQUIS.: SSL - 346
FECHA: 24/II/05
PROCED.: DON - 2005
\$ _____

ID 116480-2001

Protección de Onda Viajera para Líneas de Transmisión mediante la Función de Covarianza Normalizada

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería eléctrica**

Por:

Carlos Alberto Vizcaíno Núñez
Ingeniero Mecánico Electricista
Universidad de Colima 1998-2002

Becario de CONACYT, expediente no. 171630

Directores de Tesis
Dr. José Luis Naredo Villagrán
Dr. Víctor Hugo Ortiz Muro

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Octubre del 2004.

Dedicatoria

A mis padres Carlos y Eva con profundo amor, admiración y respeto.

A mis hermanos Juan Pablo y Evelyn con gran cariño.

A Zaira mi novia, con mi corazón y aprecio.

A toda mi familia con afecto.

Agradecimientos

A Dios todopoderoso por ser mi fuerza, mi luz y mi guía, por todos los prodigios obsequiados día tras día y por ser el artífice supremo de esta meta conseguida.

A mis padres Carlos y Eva por todo su amor, apoyo y confianza brindados desde siempre, y por sus consejos y enseñanzas vertidos con cariño y esmero.

A Juan Pablo y Evelyn mis hermanos, por ser mis amigos incondicionales con quienes he compartido toda una vida llena de juegos, satisfacciones, alegrías, trabajo y aprendizaje mutuo.

A Zaira mi novia por su amor, cariño y esfuerzo, por acompañarme sin titubear en esta senda y por siempre estar a mi lado en los momentos difíciles y en los alegres.

A mis tíos Quirino y Raquel, a mis primas Claudia y Lucy, y a mis Compadres Araceli y Alex, por su amistad, cariño y cuidados.

A mis padrinos Luterio, Esperanza, Félix y Norma a quienes aprecio y admiro, y de quienes siempre he recibido buenos consejos y cariño.

A toda mi familia, quienes siempre me han dado muestras de aprecio.

A los señores Felipe, Amelia, Engracia, Jorge y Blanca, y a Omar, Xochitl, Jaime, Nuly, Nick y Roberto por su confianza y amistad.

A mis sobrinitos Atziri, Dany, Fer, Moni y Sofy por alegrarme los días con sus caritas, risas, ocurrencias y travesuras.

A mis compañeros Nichte, Marisol, Hugo, Pablo, José Manuel, Mauricio, Juan, Eligio, Lalo, Iván y Rodó, quienes han hecho de ésta una experiencia grata y a quienes tengo el honor y la fortuna de llamarlos amigos.

A mi asesor Dr. José Luis Naredo y a mis profesores Dr. Pablo Moreno y Dr. Juan Manuel Ramírez, por su paciencia y enseñanzas.

A mis compañeros y amigos de trabajo Jesús, Francisco y Martha por su apoyo, enseñanza y comprensión.

A CONACYT por el soporte brindado durante mis estudios.

ÍNDICE

	Página
Dedicatoria.....	i
Agradecimientos.....	ii
Índice.....	iii
Lista de Figuras.....	v
Lista de Tablas.....	viii
I.- INTRODUCCIÓN	
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Objetivo.....	1
1.3 Metodología.....	1
II.- PROPAGACIÓN DE ONDAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	
2.1 Ecuaciones de Onda para la Línea de Transmisión Monofásica.....	2
2.2 Coeficientes de Reflexión.....	8
2.2.1 Coeficiente de Reflexión de Voltajes.....	9
2.2.2 Coeficiente de Transmisión de Voltajes.....	11
2.2.3 Coeficiente de Reflexión de Corrientes.....	12
2.2.4 Coeficiente de Transmisión de Corrientes.....	13
2.3 Respuesta de las Ondas Viajeras a Impedancias de Carga.....	14
2.4 Diagramas de Bewley.....	16
2.4.1. Construcción de los Diagramas de Bewley.....	17
2.5 Ecuaciones de Onda para Líneas Multiconductoras.....	19
2.6 Análisis Modal.....	20
2.6.1 Modos de Propagación de Voltajes.....	20
2.6.2 Modos de Propagación de Corrientes.....	22
2.6.3 Impedancias y Admitancias Modales.....	23
2.7 Coeficientes de Reflexión en Sistemas Multiconductores.....	25
2.8 Representación de Líneas por medio de Redes de Dos Puertos.....	25
2.8.1 Matriz de Transferencia.....	25
2.8.2 Matriz Cadena.....	26
2.8.3 Matriz de Admitancias.....	26

III.- PROTECCIÓN DE DISTANCIA POR ONDA VIAJERA PARA LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

3.1 Antecedentes.....	28
3.2 Descripción Funcional de un Relevador de Onda Viajera.....	28
3.3 Transductores.....	29
3.4 Acondicionamiento de Señales.....	30
3.5 Algoritmos de Reconocimiento de Patrones.....	30
3.6 Correlación de Señales Discretas.....	30
3.6.1 Autocorrelación y Correlación Cruzada de Señales Discretas.....	31
3.6.2 Propiedades de las Secuencias de Autocorrelación y Correlación Cruzada.....	32
3.6.3 Covarianza de Señales Discretas y Finitas.....	32
3.7 Lógica de Disparo.....	33
3.8 Principio de Operación del Algoritmo de Distancia.....	34
3.8.1 Correlación de las Ventanas de Datos.....	37
3.8.2 Longitud de las Ventanas de Datos.....	37
3.9 Propagación en Línea Multiconductora.....	38
3.10 Limitaciones del Algoritmo.....	39
3.11 Observaciones del Capítulo.....	40

IV.- MODIFICACIONES AL ALGORITMO CONVENCIONAL DE PROTECCIÓN DE DISTANCIA POR ONDA VIAJERA

4.1 Modificaciones Propuestas.....	41
4.2 Pruebas de Simulación.....	41
4.3 Simulaciones con Línea de Transmisión Monofásica.....	42
4.4 Características del Filtro Digital.....	44
4.5 Ventajas de la Normalización de las Señales con Respecto a su Energía.....	48
4.6 Lógica de Discriminación de Ondas Viajeras.....	50
4.7 Simulaciones con Línea de Transmisión Trifásica.....	54
4.8 Análisis Modal.....	55
4.9 Observaciones del capítulo.....	59

V.- CONCLUSIONES

5.1 Conclusiones Generales.....	60
5.2 Trabajos Futuros.....	61

BIBLIOGRAFÍA.....	63
-------------------	----

APÉNDICES.....	65
----------------	----

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Ondas Viajeras en sentido positivo y negativo del eje de las abscisas.....	7
Figura 2.2 Ejemplo de un sistema de transmisión.....	8
Figura 2.3 Características de las ondas incidente y reflejada para voltajes y corrientes.....	9
Figura 2.4 Ondas de voltaje incidente y reflejada.....	10
Figura 2.5 Conexión de dos líneas de transmisión.....	11
Figura 2.6 Evento de falla en línea de transmisión con impedancia característica Z_c	12
Figura 2.7 Ondas viajeras de corriente.....	13
Figura 2.8 Sistema de transmisión con carga inductiva.....	14
Figura 2.9 Gráfica de la respuesta de voltaje para una impedancia puramente inductiva.....	15
Figura 2.10 Sistema de transmisión con carga capacitiva.....	16
Figura 2.11 Gráfica de la respuesta de voltaje para una impedancia puramente capacitiva.....	16
Figura 2.12 (a) Sistema base, (b) Diagrama de Bewley, (c) Perfil de voltaje en el bus B para $0 \leq t \leq 5\tau$	17
Figura 2.13 Diagrama de Bewley considerando el enlace de 2 líneas de transmisión.....	18
Figura 2.14 Representación por medio de la matriz de transferencia de la línea de transmisión.....	26
Figura 2.15 Modelo de Matriz Cadena.....	26
Figura 2.16 Modelo Pi de línea de transmisión polifásica.....	27
Figura 2.17 Representación gráfica del modelo de matriz de admitancia de línea de transmisión.....	27

Figura 3.1 Etapas que componen un esquema de protección de distancia de onda viajera..... 29

Figura 3.2 Diagrama de Bewley para $Z_F = 0\Omega$ 35

Figura 3.3 Ondas viajeras en el punto del relevador para $Z_F = 0\Omega$ 36

Figura 3.4 Diagrama de Bewley para $Z_F \neq 0\Omega$ 38

Figura 4.1 (a)- Diagrama unifilar del sistema de prueba. **(b)** Geometría de la línea y parámetros del sistema de transmisión..... 42

Figura 4.2 (a) Perfil de voltaje en el bus 1. **(b)** Perfil de corriente en el bus 1..... 43

Figura 4.3 (a) Voltaje de falla visto desde el bus 1. **(b)** Corriente de falla vista desde el bus 1..... 44

Figura 4.4 Respuesta combinada de los filtros digitales pasa altas (orden 6) y pasa bajas (orden 3)..... 45

Figura 4.5 (a) Onda de voltaje de falla vista en el bus 1 después del proceso de filtrado. **(b)** Onda de corriente de falla filtrada..... 45

Figura 4.6 (a) Señal S_1 (*forward*) **(b)** Señal S_2 (*backwards*)..... 46

Figura 4.7 (a) Salida de la función de covarianza normalizada de ventana corta. **(b)** Salida de la función de covarianza normalizada de ventana larga..... 47

Figura 4.8 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta para una falla a 240 km del bus 1 con un ángulo de falla de 175° , impedancia de falla de 0Ω y velocidad de propagación de 244.4 km/ms..... 48

Figura 4.9 Efecto de la normalización de las señales..... 49

Figura 4.10 Diagrama de Bewley para falla con impedancia distinta de 0Ω 49

Figura 4.11 Diagramas de Bewley de las señales normalizadas..... 51

Figura 4.12 Covarianza Normalizada de Ventana Compuesta para una falla con impedancia distinta de cero, ángulo de falla $\theta_F = 175^\circ$ y ubicación a 30 km del bus local..... 52

Figura 4.13 Diagrama de flujo de la lógica de reconocimiento de signos para la covarianza normalizada compuesta..... 53

Figura 4.14 Configuración y parámetros eléctricos del sistema trifásico de prueba.... 54

Figura 4.15 Covarianza normalizada compuesta para falla de fase A a tierra con ángulo de falla $\theta_f = 180^\circ$ e impedancia de falla $Z_f = 400 \Omega$ aplicada a 120 km del bus local..... 57

Figura 4.16 Covarianza Normalizada para falla de fase A a tierra con ángulo de falla $\theta_f = 180^\circ$ e impedancia de falla $Z_f = 0 \Omega$ aplicada a 5 km del bus local..... 58

Lista de Tablas

Tabla 4.1 Caracterización de la distancia a la falla por parte de los algoritmos de covarianza normalizada, para una falla a 240 km del bus 1 y para distintos ángulos de falla.....	48
Tabla 4.2 Covarianza normalizada de las señales.....	51
Tabla 4.3 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada.....	52
Tabla 4.4 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada.....	57
Tabla 4.5 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada.....	58
Tabla 4.6 Distancia a la falla obtenida con el algoritmo de covarianza normalizada compuesta para una falla de la fase A a tierra para un sistema trifásico, con ángulo de falla de 180° y distintas impedancias de falla.....	59

I.- INTRODUCCIÓN

1.1.- Antecedentes

En el sistema eléctrico de potencia, cada vez se vuelve más crítico la liberación de fallas en tiempos mínimos, sin afectar la selectividad en la protección. Bajo esta necesidad, ha tomado importancia el concepto de los esquemas de protección de ultra alta velocidad (UHS por sus siglas en Inglés), cuyo primer objetivo es establecer tiempos de liberación de falla inferiores a los obtenidos con protección convencional. Estos esquemas se basan en la manipulación de las ondas viajeras provocadas por el evento de una falla. Las cuales en general, son señales de alta frecuencia superpuestas en las señales de voltaje y corriente del sistema y contienen información a cerca de la localización de la falla a partir del punto de monitoreo.

En el pasado reciente, varios autores [4-16] han sido pioneros en el trabajo con ondas viajeras con fines de protección, entre ellos, McLaren y Crossley [4] propusieron su propia metodología, la cual ha mostrado ser muy promisoría para efectos de aplicación práctica. Sin embargo, en el proceso de desarrollo del algoritmo, se han encontrado limitantes al mismo [5]. Los casos reportados se presentan cuando le evento de una falla ocurre en un punto muy cercano al cruce por cero de la onda de voltaje del sistema, para el cual se tiene un pobre caracterización de la distancia a la falla. De manera similar, el algoritmo muestra problemas cuando la falla es de alta impedancia y cuando la falla ocurre en un punto muy cercano a un punto de discontinuidad significativo con respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión; es decir, cuando la falla ocurre muy cercana a una barra donde existe un cambio de impedancia con respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión.

1.2.- Objetivo

El objetivo de esta tesis consiste en abordar la metodología desarrollada en un principio por McLaren y Crossley con la finalidad de proponer un método alternativo de solución a los problemas reportados para el algoritmo de caracterización de la distancia a la falla, cuando esta ocurre en un punto cercano al cruce por cero de la onda de voltaje y cuando la falla es del tipo de alta impedancia.

1.3.- Metodología

Se propone implementar en MATLAB® el algoritmo de caracterización de distancia a la falla de McLaren y Crossley, y probarlo con simulaciones realizadas en PSCAD-EMTDC®, con la finalidad de entender las limitantes descritas con anterioridad. Se plantea iniciar las pruebas en esta etapa con un sistema de transmisión monofásico, para posteriormente abordar el caso polifásico. A continuación se propone realizar las adecuaciones necesarias al algoritmo para poder evaluarlo en las condiciones de falla de alta impedancia y en las condiciones de cruce por cero de la onda de voltaje para un sistema de transmisión multiconductor.

II.- PROPAGACIÓN DE ONDAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Los transitorios electromagnéticos, son condiciones del sistema eléctrico que se manifiestan temporalmente en el régimen de operación. Estos se reflejan como alteraciones de corriente y de voltaje provocando, por un lapso de tiempo, que el sistema opere bajo condiciones diferentes a las de estado estable senoidal.

Los transitorios pueden ser entendidos por medio del principio de superposición como ondas de voltaje y de corriente con frecuencias distintas a la fundamental, las cuales alteran a las ondas originales. La forma en que estas alteraciones ocurren depende de los elementos eléctricos involucrados, del instante de tiempo, del punto en que ocurre el disturbio y de los parámetros eléctricos de la línea. Por lo tanto, para modelar este comportamiento, es necesario plantear y solucionar las ecuaciones de onda de la línea de transmisión.

2.1.- Ecuaciones de Onda para la Línea de Transmisión Monofásica

Las ecuaciones que modelan el comportamiento electromagnético en una línea de transmisión ideal, son las ecuaciones del telegrafista, las cuales se expresan en el dominio del tiempo para el caso monofásico de la siguiente manera:

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

Donde L representa a la inductancia de la línea, C a la capacitancia de la línea, ambas en por unidad de longitud; v e i son el voltaje y la corriente en una posición x a lo largo de la línea y en un determinado tiempo t . En una línea ideal, v e i se componen de ondas viajeras que no sufren atenuación ni distorsión y la línea se comporta únicamente como un elemento de retardo de tiempo entre el extremo emisor y el extremo receptor. En dicho caso la inductancia y la capacitancia se deben sólo a las características geométricas de la línea y a las propiedades eléctricas del dieléctrico (μ_r y ϵ_r), es decir [18]:

$$L = L_G \quad C = C_G \quad (2.3)$$

Si ahora consideramos que la línea no es ideal y tiene pérdidas resistivas tanto en el conductor como en el dieléctrico, las ecuaciones del telegrafista se suelen modificar de la siguiente forma:

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = Ri + L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = Gv + C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (2.5)$$

En estas expresiones: $R = R_T + R_C$
 $L = L_T + L_C + L_G$
 $G = G_T + G_C$
 $C = C_T + C_C + C_G$,

donde R_T , L_T , G_T y C_T son los términos de corrección de la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia debidas al plano de tierra. R_C , L_C , G_C y C_C son los términos de corrección de la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia debidas al conductor imperfecto [18].

Las ecs. (2.4) y (2.5) se conocen como ecuaciones modificadas del telegrafista. Éstas son aproximadas para una línea con pérdidas, mientras que (2.1) y (2.2) son una representación exacta para el caso de línea ideal.

Representado de forma compacta podemos escribir:

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = Zi(x,t) \quad (2.6)$$

y

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = Yv(x,t) \quad (2.7)$$

donde $Z = (R + L \frac{\partial}{\partial t})$ y $Y = (G + C \frac{\partial}{\partial t})$ son la impedancia y admitancia generalizadas de la línea en el sentido de Heaviside.

Si representamos a las ecuaciones (2.6) y (2.7) en forma fasorial:

$$-\frac{dV}{dx} = RI + j\omega LI = ZI \quad (2.8)$$

y

$$-\frac{dI}{dx} = GV + j\omega CV = YV \quad (2.9)$$

donde ω representa la frecuencia de trabajo del fasor, $Z = (R + j\omega L)$, $Y = (G + j\omega C)$ son los parámetros de la línea calculados a la frecuencia del fasor, V e I son los factores respectivos de $v(x,t)$ e $i(x,t)$ que sólo dependen de x . La representación anterior es útil sólo si consideramos el estado estable senoidal de la línea de transmisión (es decir a una sola frecuencia). Por lo tanto, para tener una representación completa del comportamiento de las ondas en la línea, es necesario considerar la suma de los estados estables en todo el rango de frecuencias. Esto se puede lograr considerando que la resistencia, la inductancia, la conductancia y la capacitancia

son funciones de la frecuencia. En línea aérea, es posible despreciar la dependencia frecuencial de la conductancia y la capacitancia.

Si ahora las ecuaciones del telegrafista son analizadas en el dominio de la frecuencia por medio de la transformada de Laplace, para el caso de línea relajada tendremos:

$$-\frac{dV(s)}{dx} = RI(s) + sL(s)I(s) = Z(s)I(s) \quad (2.10)$$

$$-\frac{dI(s)}{dx} = GV(s) + sC(s)V(s) = Y(s)V(s) \quad (2.11)$$

donde $Z(s) = R + sL(s)$ y $Y(s) = G + sC(s)$ son la impedancia y la admitancia generalizadas en el dominio de Laplace, respectivamente. Por simplicidad en la notación asumiremos que:

$$-\frac{dV}{dx} = RI + sLI = ZI \quad (2.12)$$

$$-\frac{dI}{dx} = GV + sCV = YV \quad (2.13)$$

Combinando las ecuaciones (2.12) y (2.13), obtenemos las siguientes ecuaciones diferenciales de segundo orden.

$$\frac{d^2V}{dx^2} = ZYV \quad (2.14)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = YZI \quad (2.15)$$

Las ecuaciones (2.14) y (2.15) corresponden a ecuaciones de onda en una dimensión. Estas proporcionan una representación completa de las ondas de voltaje y corriente para todas las frecuencias en un determinado punto de la línea. De lo anterior definiremos:

$$\gamma = +\sqrt{ZY} = +\sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} = \alpha + j\beta \quad (2.16)$$

donde γ se denomina constante de propagación de la línea. Su parte real es la constante de atenuación α y su parte imaginaria es la constante de fase β . Obsérvese que tanto la constante de atenuación como la de fase son funciones de la frecuencia. Aplicando (2.16) en (2.14) obtenemos:

$$\frac{d^2V}{dx^2} - \gamma^2V = 0 \quad (2.17)$$

La solución de la ecuación anterior tiene la forma genérica:

$$V(x) = C_1 \exp(-\gamma x) + C_2 \exp(\gamma x) \quad (2.18)$$

y la solución para las corrientes tiene esa misma forma:

$$I(x) = C_3 \exp(-\gamma x) + C_4 \exp(\gamma x) \quad (2.19)$$

Dado que las ecuaciones del telegrafista son un sistema simultáneo de ecuaciones diferenciales, de (2.8) tenemos que:

$$I = -Z^{-1} \frac{dV}{dx} \quad (2.20)$$

por lo que

$$I = -Z^{-1} [-\gamma C_1 e^{-\gamma x} + \gamma C_2 e^{\gamma x}] = Z^{-1} \gamma [C_1 e^{-\gamma x} - C_2 e^{\gamma x}]. \quad (2.21)$$

El producto $Z^{-1}\gamma$ tiene dimensiones de admitancia y se denomina admitancia característica

$$Y_C(s) \triangleq Z^{-1}\gamma = Z^{-1} \sqrt{ZY} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} = \sqrt{\frac{sC + G}{sL + R}} \quad (2.22)$$

Sabemos que la variable s de Laplace se relaciona con la frecuencia de la siguiente forma:

$$s = c + j\omega, \quad (2.23)$$

siendo c cualquier constante real finita. Si evaluamos la ecuación (2.22) a muy alta frecuencia obtenemos:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{sC + G}{sL + R}} = \sqrt{\frac{C}{L}} \triangleq Y_0 \quad (2.23)$$

el término Y_0 se denomina Admitancia Transitoria de la línea. Definiendo $Z_C(s)$ como el inverso de $Y_C(s)$ obtenemos:

$$Z_C(s) \triangleq Y_C^{-1}(s) \quad (2.24)$$

y

$$Z_0 \triangleq Y_0^{-1} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.25)$$

nótese además que Z_0 y Y_0 son la impedancia y admitancia característica de la línea ideal, respectivamente.

La solución al sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias de segundo orden (2.14) y (2.15) será entonces:

$$V(x, \omega) = C_1 \exp(-\gamma x) + C_2 \exp(\gamma x) \quad (2.26)$$

$$I(x, \omega) = Y_C [C_1 \exp(-\gamma x) - C_2 \exp(\gamma x)] \quad (2.27)$$

donde $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$

Para obtener las soluciones anteriores expresadas en el dominio del tiempo, asumiremos por el momento que la función de excitación corresponde a una senoide pura, con lo cual estaremos en condiciones de emplear el análisis fasorial, por medio del cual obtenemos el siguiente desarrollo:

$$C_1 = |C_1| \exp(j\phi_1)$$

$$C_2 = |C_2| \exp(j\phi_2)$$

$$V(t) = \text{Re} \{ V(x, \omega) \exp(j\omega t) \}_{\omega=\omega_0}$$

$$\begin{aligned} V_0(t) &= |C_1| \exp(-\alpha_0 x) \cos(-\omega_0 + \beta_0 x - \phi_1) + |C_2| \exp(\alpha_0 x) \cos(\omega_0 + \beta_0 x + \phi_2) \\ &= |C_1| \exp(-\alpha_0 x) \cos[\beta_0(x - v e l_0 \cdot t) - \phi_1] + \\ &\quad |C_2| \exp(\alpha_0 x) \cos[\beta_0(x + v e l_0 \cdot t) + \phi_2] \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} I_0(t) &= Y_C \{ |C_1| \exp(-\alpha_0 x) \cos[\beta_0(x - v e l_0 \cdot t) - \phi_1] - \\ &\quad |C_2| \exp(\alpha_0 x) \cos[\beta_0(x + v e l_0 \cdot t) + \phi_2] \} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Asumiendo ahora que la función de excitación es una función con componentes en todo el espectro, la función se puede expresar en términos de una composición de senoides por medio del análisis de Fourier. Podemos intuir por medio del principio de superposición una solución conformada por una sumatoria de funciones del tipo (2.28) para voltajes y del tipo (2.29) para corrientes, es decir:

$$\begin{aligned} V(t) &= \sum_{i=0}^{\infty} \{ |C_{1i}| \exp(-\alpha_i x) \cos[\beta_i(x - v e l_i \cdot t) - \phi_1] + \\ &\quad |C_{2i}| \exp(\alpha_i x) \cos[\beta_i(x + v e l_i \cdot t) + \phi_2] \} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_{i=0}^{\infty} Y_C \{ |C_{1i}| \exp(-\alpha_i x) \cos[\beta_i(x - v e l_i \cdot t) - \phi_1] - \\ &\quad |C_{2i}| \exp(\alpha_i x) \cos[\beta_i(x + v e l_i \cdot t) + \phi_2] \} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Tomando en cuenta una línea de transmisión sin pérdidas, podemos expresar las soluciones para los voltajes y las corrientes de la forma siguiente:

$$v(x,t) = \exp(-\gamma x)F_1(t) + \exp(\gamma x)F_2(t) \quad (2.31)$$

$$i(x,t) = Y_c [\exp(-\gamma x)F_1(t) - \exp(\gamma x)F_2(t)] \quad (2.32)$$

De las ecuaciones anteriores podemos expresar:

$$v(x,t) = F_1\left(t - \frac{x}{c}\right) + F_2\left(t + \frac{x}{c}\right) \quad (2.33)$$

$$i(x,t) = Y_c \left[F_1\left(t - \frac{x}{c}\right) - F_2\left(t + \frac{x}{c}\right) \right] \quad (2.34)$$

Donde $c = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ es la velocidad de onda que, para una línea aérea sin pérdidas, vale 3×10^8 m/s.

Como puede observarse, la solución completa planteada en las ecuaciones (2.33) y (2.34), son 2 ondas que se propagan a través de las líneas de transmisión; una en el sentido positivo del eje de las abscisas ($F_1(t-x/c)$) y la otra en el sentido negativo del mismo eje ($F_2(t+x/c)$). Por lo tanto, las soluciones de voltaje y de corriente se pueden expresar como:

$$v = v^+ + v^- \quad (2.35)$$

y

$$i = i^+ + i^- \quad (2.36)$$

Donde v^+ e i^+ son las ondas viajeras de voltaje y de corriente en el sentido positivo del eje de las abscisas, respectivamente, mientras que v^- e i^- son las ondas viajeras en el sentido negativo del eje de las abscisas. Esto se ilustra en la figura 2.1. Las ondas viajeras que se producen cuando ocurre una falla son el principio fundamental en el que se basan los esquemas de protección de UHS.

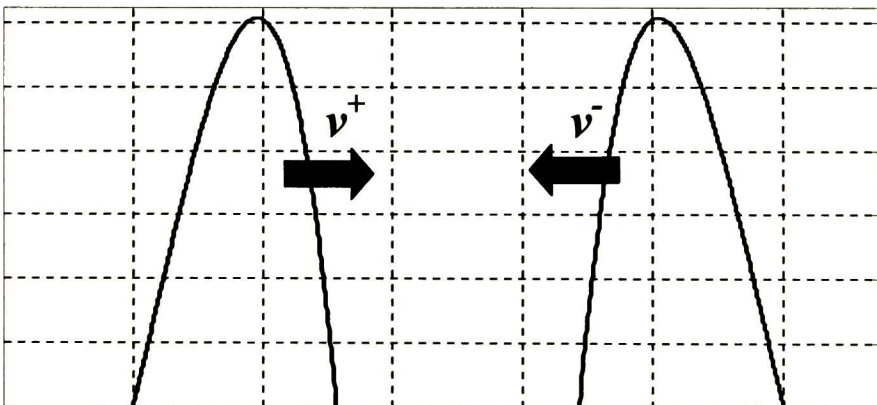


Fig. 2.1 Ondas Viajeras en sentido positivo y negativo del eje de las abscisas.

2.2.-Coeficientes de Reflexión

Las ondas viajeras que se propagan en una línea de transmisión homogénea sin pérdidas lo hacen a una velocidad constante c y no cambian su forma durante el viaje; sin embargo, cuando estas ondas se encuentran con una discontinuidad, tal como un corto circuito, un circuito abierto, o cualquier otro tipo de cambio de impedancia una parte de la onda incidente es reflejada hacia atrás a lo largo de toda línea, mientras que la otra parte atraviesa y es transmitida más allá del punto de discontinuidad. De la figura 2.2 podemos definir el voltaje en el punto V como:

$$v = v^+ + v^- = f(x - vt) + g(x + vt) \quad (2.37)$$

$$i = i^+ + i^- = Y_C [f(x - vt) - g(x + vt)] \quad (2.38)$$

de donde se pueden observar las siguientes relaciones:

$$\frac{v^+}{i^+} = \frac{1}{Y_C} = Z_C \quad (2.39)$$

$$\frac{v^-}{i^-} = -\frac{1}{Y_C} = -Z_C \quad (2.40)$$

de igual forma:

$$i^+ = v^+ / Z_C,$$

$$i^- = -v^- / Z_C;$$

por lo que, las formas de onda de voltaje y corriente transmitida y reflejada se verán como se muestra en la figura 2.3.

Se puede observar que las ondas de voltaje y corriente transmitidas son del mismo signo, mientras que las ondas de corriente y voltaje reflejadas son de polaridad opuesta. Nótese que en ambos casos las ondas transmitida y reflejada tiene la misma forma puesto que se considera que la línea es homogénea y sin pérdidas.

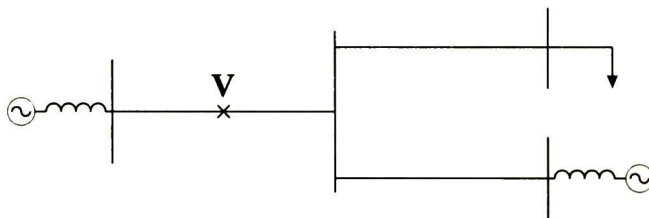


Fig. 2.2 Ejemplo de un sistema de transmisión .

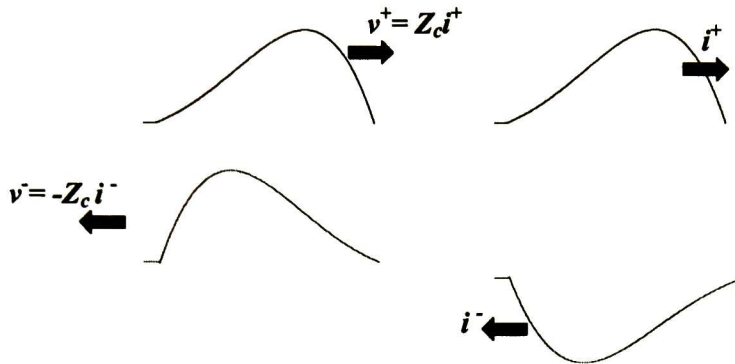


Fig. 2.3 Características de las ondas incidente y reflejada para voltajes y corrientes.

2.2.1.- Coeficiente de Reflexión de Voltajes

Si tomamos en cuenta el comportamiento en una barra típica del sistema de potencia, como la que se muestra en la figura 2.4, el voltaje en la barra A será:

$$V_A = v^+ + v^- \quad (2.41)$$

además

$$i = i^+ + i^- = \frac{V_A}{Z_L} \quad (2.42)$$

donde Z_L es la impedancia de carga

$$Z_L i = V_A \quad (2.43)$$

De la figura 2.4 se puede observar que la corriente que fluye hacia la carga está definida en términos del voltaje en el nodo A como:

$$i = \frac{v^+ - v^-}{Z_C} \quad \text{donde } Z_C \text{ es la impedancia característica de la línea} \quad (2.44)$$

Sustituyendo (2.44) en la ecuación (2.43) obtenemos:

$$\begin{aligned} \frac{Z_L}{Z_C} (v^+ - v^-) &= V_A = v^+ + v^- \\ \frac{Z_L}{Z_C} v^+ - v^+ &= \frac{Z_L}{Z_C} v^- + v^- \\ \frac{Z_L - Z_C}{Z_C} v^+ &= \frac{Z_L + Z_C}{Z_C} v^- \end{aligned} \quad (2.45)$$

Resolviendo para la onda de voltaje reflejada v^- obtenemos:

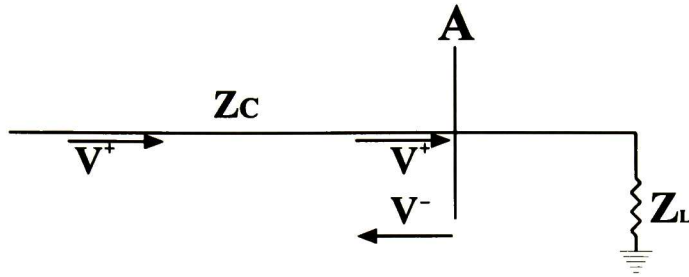


Fig. 2.4 Ondas de voltaje incidente y reflejada.

$$v^- = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} v^+ \quad (2.46)$$

Partiendo de la ecuación (2.46), podemos definir un coeficiente de reflexión para voltajes de la siguiente manera:

$$\Gamma_V \triangleq \frac{v^-}{v^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2.47)$$

En el caso de que al final de la línea se tenga una condición de corto circuito sólido, es decir que $Z_L = 0$, el coeficiente de reflexión de voltajes será $\Gamma_V = -1$. O sea que, el voltaje en el nodo A será:

$$V_A = v^+ + v^- = v^+(1 + \Gamma_V) = 0 \quad (2.48)$$

Por otro lado, para el caso en el que se tiene una condición de circuito abierto al final de la línea, la impedancia de carga será $Z_L = \infty$, dando como resultado un coeficiente de reflexión de voltajes $\Gamma_V = 1$. Por lo tanto, el voltaje en el nodo A será:

$$V_A = v^+ + v^- = v^+(1 + \Gamma_V) = 2v^+ \quad (2.49)$$

Enlace de Líneas y Cambios de Impedancia

Tomemos ahora en cuenta un nodo de la red en el cual se realiza un empalme. Esto podría ser considerado como una subestación de enlace entre dos líneas. Este caso se ilustra en la figura 2.5. Se puede observar que tenemos dos líneas de transmisión con diferentes impedancias características, lo cual modifica el coeficiente de reflexión de voltajes en el bus A de la siguiente manera:

$$\Gamma_V = \frac{v^-}{v^+} = \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}}, \quad (2.50)$$

donde Z_{C1} es la impedancia característica de la línea 1 y Z_{C2} es la impedancia característica de la línea 2.

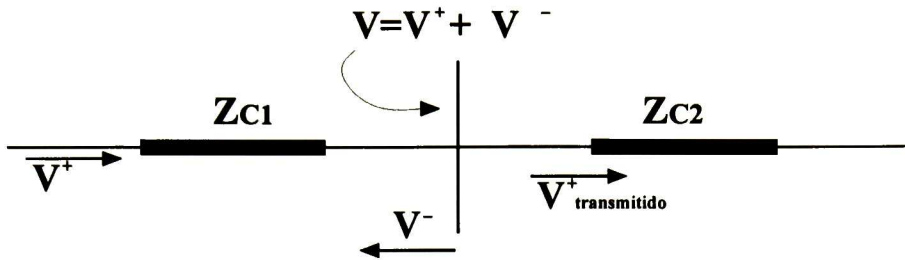


Fig. 2.5 Conexión de dos líneas de transmisión.

Si las líneas se encuentran perfectamente acopladas en el punto A (es decir, si la impedancia característica de ambas es idéntica) no habrá coeficiente de reflexión. En otras palabras, ambas líneas se comportarán como una sola línea de longitud $L_1 + L_2$.

Falla en Línea de Transmisión

Para el caso en el que ocurre una falla en algún punto intermedio en una línea de transmisión se apreciará el escenario ilustrado en la figura 2.6; donde, Z_C es la impedancia característica de la línea de transmisión y Z_F es la impedancia de la falla. Si la falla es vista desde el extremo A de la línea, la impedancia equivalente en el punto de la falla será la combinación en paralelo de Z_F con Z_C . Por lo tanto, para este caso, el coeficiente de reflexión en el punto de la falla será:

$$\Gamma_V = \frac{Z_1 - Z_C}{Z_1 + Z_C} \quad (2.51)$$

donde

$$Z_1 = \frac{Z_F Z_C}{Z_F + Z_C}$$

Sustituyendo Z_1 y reduciendo obtenemos:

$$\Gamma_V = \frac{-Z_C^2}{2Z_F Z_C + Z_C^2} \quad (2.52)$$

Puesto que la impedancia de la falla puede adquirir valores desde cero (falla sólida) hasta infinito (línea sin falla), de la expresión (2.52) se puede ver que el coeficiente de reflexión de voltajes (Γ_V) puede tomar valores desde -1 hasta 0 .

2.2.2.- Coeficiente de Transmisión de Voltajes

De igual manera como se puede definir un coeficiente de reflexión, también se puede definir su contraparte, un Coeficiente de Transmisión de Voltajes. Partiendo de la relación $V = v^+ + v^- = v^+[1 + \Gamma_V]$, podemos definir el coeficiente de transmisión de voltajes como:

$$T_V = 1 + \Gamma_V \quad (2.53)$$

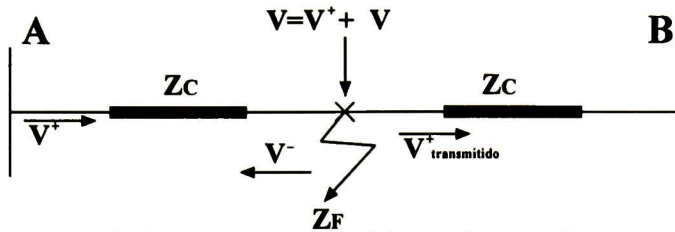


Fig. 2.6 Evento de falla en línea de transmisión con impedancia característica Z_C

Se puede observar que el coeficiente de transmisión de voltajes es un factor que define el voltaje en una barra (o en un punto determinado), expresándolo en términos de la onda de voltaje que incide en dicho punto (v^+). Del caso anterior de líneas interconectadas, podemos expresar el coeficiente de transmisión de voltajes como:

$$T_V = 1 + \Gamma_V = 1 + \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}} = \frac{2Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{C1}} \quad (2.54)$$

y, en forma general:

$$T_V = \frac{2Z_L}{Z_L + Z_C} \quad (2.55)$$

Para el caso de falla que se muestra en la figura 2.6

$$T_V = 1 + \Gamma_V = 1 - \frac{Z_C^2}{2Z_C Z_F + Z_C^2} = \frac{2Z_C Z_F}{2Z_C Z_F + Z_C^2} \quad (2.56)$$

de esta última expresión sigue que el coeficiente de transmisión de voltajes puede tomar valores desde 0 hasta 1.

2.2.3.- Coeficiente de Reflexión de Corrientes

Puesto que se tienen ondas viajeras tanto de voltaje como de corriente, se tienen también coeficientes de reflexión y de transmisión de corrientes. A partir de la figura 2.7 podemos arribar a las siguientes relaciones:

$$\Gamma_I \triangleq \frac{i^-}{i^+} = \frac{Z_C - Z_L}{Z_L + Z_C} = -\Gamma_V \quad (2.57)$$

$$T_I \triangleq \frac{i^-}{i^+} = \frac{2Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2.58)$$

En el caso de que al final de la línea se tenga una condición de corto circuito sólido, el coeficiente de reflexión de corrientes será $\Gamma_V = 1$, por lo que la corriente en el nodo A será:

$$I_A = i^+ + i^- = i^+(1 + \Gamma_I) = 2i^+ \quad (2.59)$$

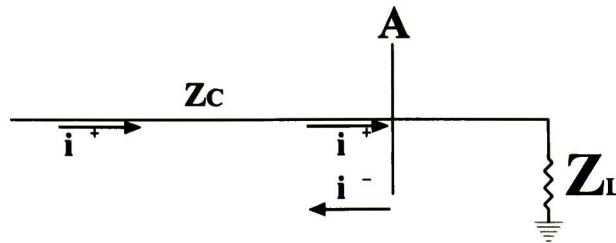


Fig. 2.7 Ondas viajeras de corriente.

Para el caso en el que se tiene una condición de circuito abierto al final de la línea, el coeficiente de reflexión de corrientes es $\Gamma_I = -1$, por lo que la corriente en el nodo A será:

$$I_A = i^+ + i^- = i^+(1 + \Gamma_I) = 0 \quad (2.60)$$

Como se puede observar, las relaciones de corriente son opuestas a las de voltaje. Ahora bien, si consideramos el caso de dos líneas perfectamente acopladas, no habrá reflexión de ondas de corriente.

$$\Gamma_I \triangleq \frac{i^-}{i^+} = \frac{Z_{C1} - Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}} = 0 \quad (2.61)$$

entonces:

$$I_A = i^+ + i^- = i^+(1 + \Gamma_I) = i^+ \quad (2.62)$$

Para el caso de falla en la línea de transmisión y partiendo de que $\Gamma_I = -\Gamma_V$

$$\Gamma_I = \frac{Z_C^2}{2Z_F Z_C + Z_C^2} \quad (2.63)$$

Por lo tanto, el coeficiente de reflexión de corrientes puede tomar valores desde 0 hasta 1.

2.2.4.- Coeficiente de Transmisión de Corrientes

Partiendo de la relación $I = i^+ + i^- = i^+(1 + \Gamma_I)$, podemos definir el coeficiente de transmisión de corrientes como:

$$T_I = 1 + \Gamma_I \quad (2.64)$$

En el ejemplo de línea de transmisión fallada, a partir de (2.63) y considerando que $T_I = 1 + \Gamma_I$

$$T_I = 1 + \Gamma_I = 1 + \frac{Z_C^2}{2Z_C Z_F + Z_C^2} \quad (2.65)$$

2.3.- Respuesta de las Ondas Viajeras a Impedancias de Carga

Hemos definido ya los coeficientes de reflexión y transmisión en función de impedancias de línea y de carga; pero, hasta el momento no hemos entrado en detalle acerca de la naturaleza de la carga en cuestión. Es decir, de qué manera afecta ésta a las ondas viajeras. Si consideramos el esquema de línea de transmisión mostrado en la figura 2.8, la cual se ha terminado en una carga puramente inductiva, podemos obtener el comportamiento de la onda viajera en el extremo receptor de forma sencilla utilizando la transformada de Laplace.

Asumiendo que en el extremo generador inyectamos una función escalón unitario, tendremos:

$$v^+ = U(t), \quad v^+(s) = \frac{1}{s}$$

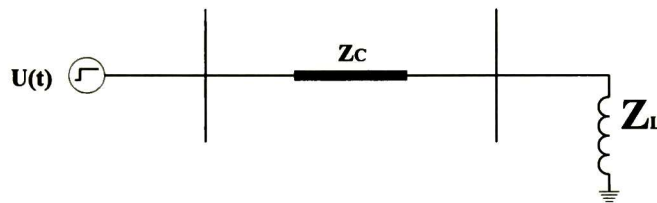


Fig. 2.8 Sistema de transmisión con carga inductiva.

La transformada de Laplace para una inductancia pura, considerando condiciones iniciales cero, es $Z_L(s) = sL$. Para el coeficiente de reflexión en el bus remoto tenemos:

$$\Gamma_v = \frac{v^-}{v^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{sL - Z_C}{sL + Z_C} \quad (2.66)$$

$$v^-(s) = v^+(s)\Gamma_v(s) = \frac{sL - Z_C}{(sL + Z_C)s} = \frac{s - \frac{Z_C}{L}}{(s + \frac{Z_C}{L})s} \quad (2.67)$$

Siguiendo un proceso de descomposición en fracciones parciales para la ecuación (2.67) y solucionando para v^- tendremos:

$$v^-(t) = -u(t) + 2 \exp(-\tau t)u(t)$$

Donde $\tau = Z_C / L$. Por lo que el comportamiento del voltaje en el lado receptor desde $t = \tau$ hasta $t = 3\tau$ será:

$$v(t) = v^+(t) + v^-(t) = u(t) + [-1 + 2 \exp(-\tau t)]u(t) = 2 \exp(-\tau t)u(t) \quad (2.68)$$

Como se puede observar en la figura 2.9, el comportamiento de un inductor ante una excitación de corriente directa se observa como un simple conductor, provocando una condición de corto circuito sólido. Esto último ocasiona que el voltaje decaiga hasta cero, pero no lo hace de forma instantánea, sino que el comportamiento del voltaje se ve afectado por un sobre-impulso (región transitoria), producto de la naturaleza inductiva de la carga.

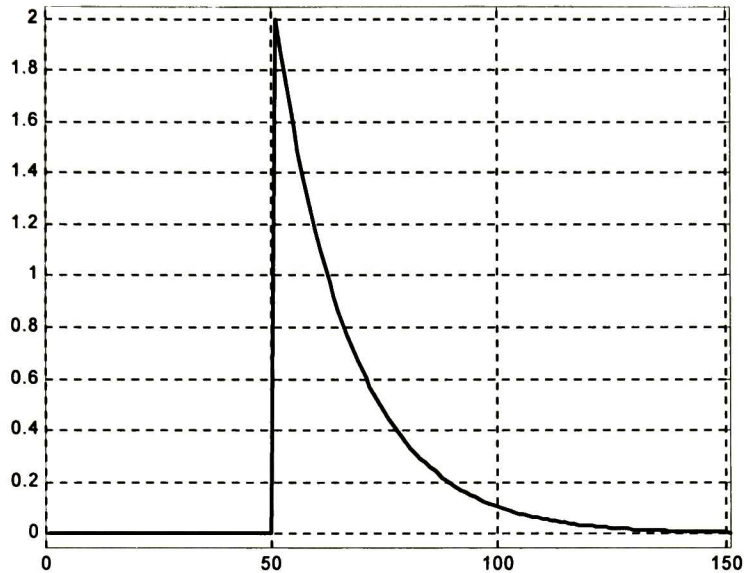


Fig. 2.9 Gráfica de la respuesta de voltaje para una impedancia puramente inductiva.

Ahora consideramos que la carga es puramente capacitiva, como se ilustra en la figura 2.10, y consideramos una función de excitación escalón unitario, $v = u(t)$, entonces, su transformada de Laplace es $V(s) = 1/s$. La transformada de Laplace para una carga capacitiva pura, considerando condiciones iniciales cero es $Z_L = 1/Cs$. Por lo tanto, para el coeficiente de reflexión en el bus remoto tenemos:

$$\Gamma_v = \frac{v^-}{v^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{\frac{1}{Cs} - Z_C}{\frac{1}{Cs} + Z_C} \quad (2.69)$$

$$v^-(s) = v^+(s)\Gamma_v(s) = \frac{\frac{1}{Cs} - Z_C}{\left(\frac{1}{Cs} + Z_C\right)s} = \frac{1 - CsZ_C}{(1 + CsZ_C)s} \quad (2.70)$$

Siguiendo un proceso de descomposición en fracciones parciales y solucionando para v^-

$$v^-(t) = u(t) - 2 \exp\left(\frac{-1}{CZ_C}t\right)u(t)$$

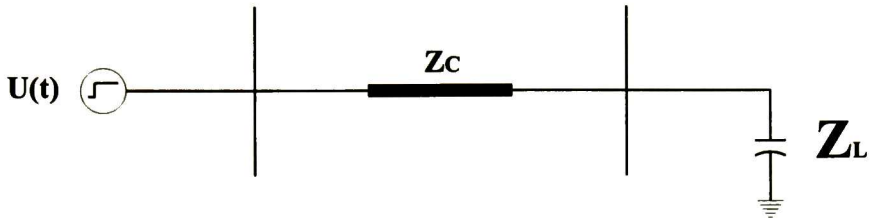


Fig. 2.10 Sistema de transmisión con carga capacitiva.

Por lo que el comportamiento del voltaje en el lado emisor considerando desde $t = \tau$ hasta $t = 3\tau$ será:

$$v(t) = v^+(t) + v^-(t) = 2u(t) - 2 \exp\left(\frac{-1}{C Z_c} t\right) u(t) \quad (2.71)$$

En la figura 2.11, se muestra como el comportamiento del capacitor que actúa como un circuito abierto ante corriente directa, provoca una oscilación (régimen transitorio), para después estabilizarse en 2 p.u. como era de esperarse para una condición de circuito abierto en la onda de voltaje.

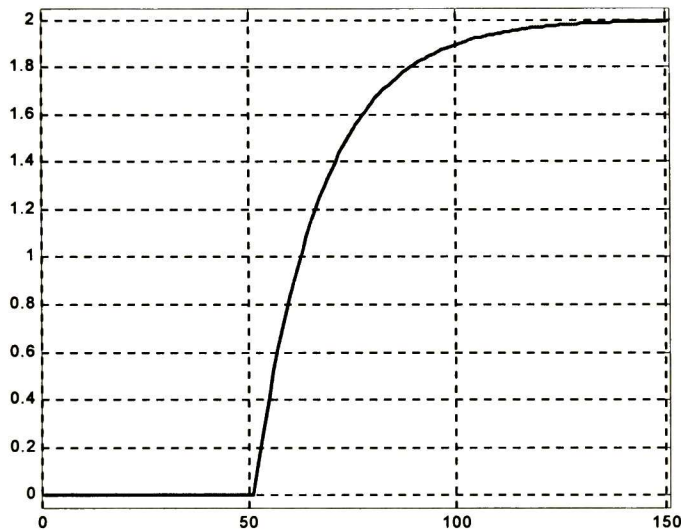


Fig. 2.11 Gráfica de la respuesta de voltaje para una impedancia puramente capacitiva.

2.4.- Diagramas de Bewley

El diagrama de Bewley (o Lattice) es una herramienta muy útil en el análisis cualitativo de transitorios en líneas de transmisión. Por medio de éste, se puede observar el comportamiento de las ondas viajeras en cualquier punto de la línea de transmisión. El diagrama de Bewley proporciona una forma sencilla de visualizar el fenómeno transitorio. No obstante, en la construcción de este diagrama se asume que el medio de propagación de las ondas es una línea ideal. Por ello se debe tener mucho cuidado de no asumir que el comportamiento de las ondas obtenido por medio de esta herramienta sea el comportamiento real del fenómeno. En el mejor de los casos, la técnica de Bewley proporcionará sólo una aproximación del fenómeno transitorio.

2.4.1.- Construcción de los Diagramas de Bewley

Puesto que se asume que el medio de propagación es una línea de transmisión sin pérdidas, las formas de las ondas no se distorsionan y viajan a una velocidad $c = 1/\sqrt{LC} = 3 \times 10^8$ m/s. De igual forma, como se explicó en la sección anterior, cuando el frente de onda incidente se encuentra con una discontinuidad ésta se divide en una parte reflejada (*backwards*) y una parte transmitida (*forward*). Estas son afectadas por los correspondientes coeficientes de reflexión y transmisión en el punto de la discontinuidad. Así mismo, estas dos ondas resultantes en el punto de la discontinuidad se siguen propagando por el sistema, hasta finalizar el tiempo de estudio de interés.

Para tener una visión más amplia de este proceso, observemos el diagrama que se muestra en las figuras 2.12 (a), 2.12(b) y 2.12(c). El sistema se encuentra inicialmente en reposo. El voltaje de fuente es un escalón simbolizado por $u(t)$, y el punto de observación será el bus remoto donde se encuentra conectada una impedancia de carga Z_L . Esta constituye una discontinuidad; es decir, en este punto habrá un coeficiente de reflexión Γ_B . De la misma manera, en la barra del generador se tiene otra discontinuidad; por lo tanto, para este punto definiremos un coeficiente de reflexión Γ_A como se muestra en 2.12(a).

Al tiempo $t = 0$ comienza a viajar una onda de voltaje (v^+) en forma de escalón de 1 p.u., desde el bus A hasta que al tiempo $t = \tau$ arriba al bus B, en donde se refleja una onda de voltaje (v^-) que es afectada por el coeficiente Γ_B , viajando ahora de regreso. El proceso que sigue el frente de onda de voltaje observado en el bus remoto desde $t = 0$ hasta $t = 4\tau$ se detalla en 2.12(b) y 2.12(c) respectivamente. Nótese como el voltaje se mantiene en cero hasta un tiempo $t = \tau$, que es cuando arriba al bus B el frente de onda de la fuente en el bus A.

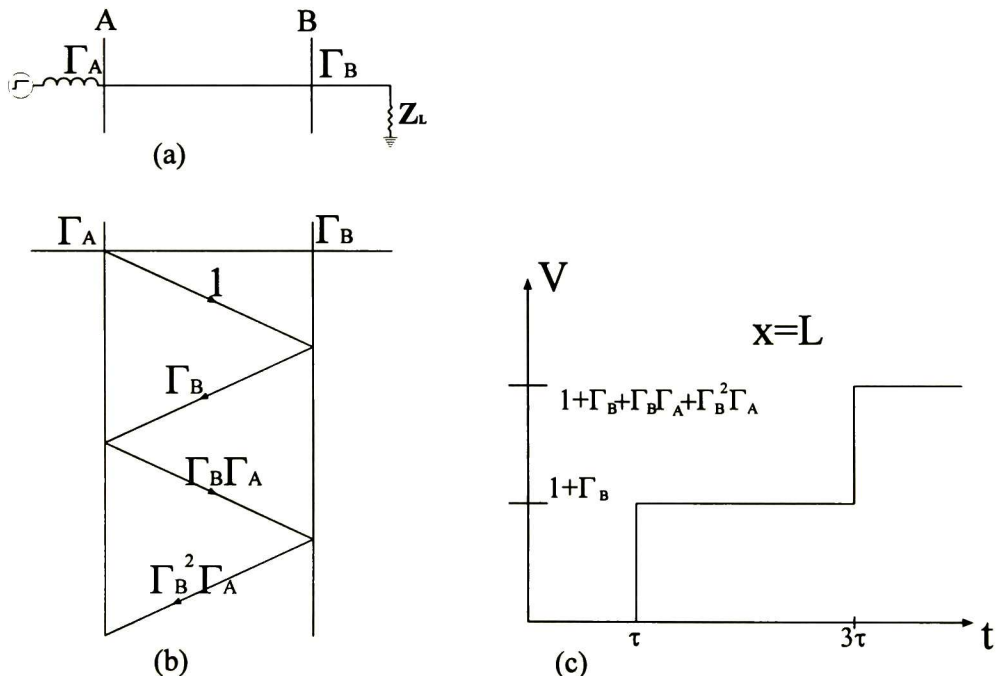


Fig. 2.12 (a) Sistema Base, (b) Diagrama de Bewley, (c) perfil de voltaje en el bus B para $0 \leq t \leq 5\tau$.

Ahora analicemos las ondas viajeras que se producen a lo largo de 2 líneas de transmisión de diferente impedancia característica como se ilustra la figura 2.13. Antes que nada, es necesario determinar los coeficientes de reflexión en los buses A y C, así como los coeficientes de reflexión y transmisión en el bus B vistos desde el extremo A (Γ_B , T_B). También hay que determinar los coeficientes de reflexión y transmisión en el bus B vistos desde el extremo C (Γ'_B , T'_B).

Obsérvese que $\Gamma_B = \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}} = -\Gamma'_B$ y que

$$T_B = 1 + \Gamma_B = 1 + \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}} = \frac{2Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{C1}}$$

y

$$T'_B = 1 + \Gamma'_B = 1 + \frac{Z_{C1} - Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{C1}} = \frac{2Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}}$$

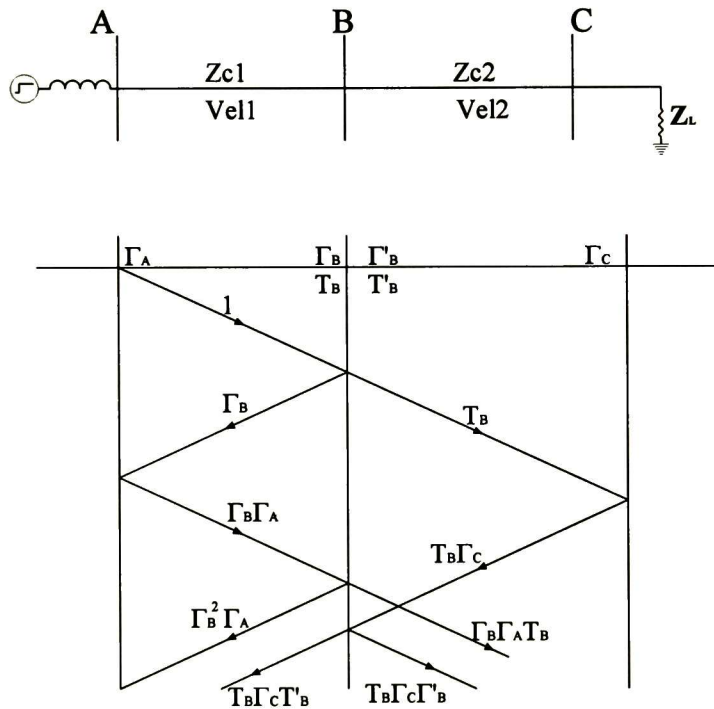


Fig. 2.13 Diagrama de Bewley considerando el enlace de 2 líneas de transmisión.

Puesto que ambas líneas no están perfectamente acopladas, la onda viajera que se desplaza a través de la línea BC, lo hará a una velocidad Vel_2 , diferente de la velocidad de propagación Vel_1 en la línea AB. Esto se reflejará en un cambio de pendiente en el diagrama de Bewley en la sección BC con respecto a la AB. Para evitar el inconveniente de tener que trabajar con pendientes distintas en el diagrama de Bewley, la sección de línea BC se “alarga” de forma artificial, de manera que se obtenga el mismo retardo de tiempo que el que se obtendría si se modificara la pendiente del trazo.

Con base en las consideraciones anteriores, se puede proceder a la representación del diagrama como se muestra en la figura 2.13, en el que cada onda que se encuentre con una discontinuidad será dividida en sus partes reflejada y transmitida, cada una de ellas propagándose en direcciones opuestas.

2.5.- Ecuaciones de Onda para Líneas Multiconductoras

En las secciones anteriores se ha analizado por simplicidad el comportamiento en un sistema de transmisión monofásico, el cual se vuelve un poco más complejo para líneas multiconductoras. La línea multiconductora con pérdidas queda representada en el dominio del tiempo por medio de las ecuaciones de Radulet [19]:

$$-\frac{\partial \bar{v}}{\partial x} = \mathbf{L}_G \frac{\partial \bar{i}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t} \int_0^t \mathbf{r}'(\tau) \bar{i}(t-\tau) d\tau \quad (2.72)$$

$$-\frac{\partial \bar{i}}{\partial x} = \mathbf{C}_G \frac{\partial \bar{v}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t} \int_0^t \mathbf{g}'(\tau) \bar{v}(t-\tau) d\tau \quad (2.73)$$

donde $\mathbf{r}(t)$ es la matriz de resistencia transitoria, cuyos elementos r_{ij} están definidos a través de la siguiente caída de voltaje por unidad de longitud.

$$r_{ij} = \frac{\partial}{\partial x} v_i(x, t) \Big|_{x=0, j=u(t)} \quad (2.74)$$

de igual forma, $\mathbf{g}(t)$ es la matriz de conductancias transitorias definida por medio de la siguiente diferencia de corriente por unidad de longitud.

$$g_{ij} = \frac{\partial}{\partial x} i_i(x, t) \Big|_{x=0, v_j=u(t)} \quad (2.75)$$

Las ecuaciones de Radulet en el dominio de la frecuencia quedan de la siguiente forma:

$$-\frac{d\mathbf{V}}{dx} = [s \mathbf{L}_G + s \mathbf{R}'(s)] \mathbf{I}(s) \quad (2.76)$$

$$-\frac{d\mathbf{I}}{dx} = [s \mathbf{C}_G + s \mathbf{G}'(s)] \mathbf{V}(s) \quad (2.77)$$

En el dominio de la frecuencia, las ecuaciones del telegrafista para una línea multiconductora toman la siguiente forma:

$$-\frac{d\mathbf{V}}{dx} = \mathbf{Z} \mathbf{I} \quad (2.78)$$

y

$$-\frac{d\mathbf{I}}{dx} = \mathbf{YV} \quad (2.79)$$

donde \mathbf{V} e \mathbf{I} son vectores de tamaño “ $n \times 1$ ” de voltaje y corriente y \mathbf{Z} e \mathbf{Y} son matrices de dimensiones “ $n \times n$ ” de impedancia y admitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión, las cuales son simétricas y tienen la siguiente forma:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_C + \mathbf{Z}_G + \mathbf{Z}_T = \mathbf{R}(s) + s\mathbf{L}(s)$$

y

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}(s) + s\mathbf{C}(s)$$

al igual que en el caso monofásico, los subíndices “ G ” significan matrices de parámetros geométricos, los subíndices “ T ” significan matrices de parámetros de tierra y los subíndices “ C ” indican matrices de parámetros del conductor.

Haciendo ahora una comparación entre las ecuaciones (2.76) y (2.77) y las ecuaciones del telegrafista podemos establecer las siguientes relaciones:

$$\mathbf{R}'(s) = \frac{\mathbf{Z}_T + \mathbf{Z}_C}{s} \quad (2.80)$$

$$\mathbf{G}'(s) = \frac{\mathbf{Y}_T + \mathbf{Y}_C}{s} \quad (2.81)$$

2.6.- Análisis Modal

Para resolver las ecuaciones de línea polifásica (2.78) y (2.79), es necesario primero combinarlas, obteniéndose el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales de segundo orden:

$$\frac{d^2\mathbf{V}}{dx^2} = \mathbf{ZYV} \quad (2.82)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}}{dx^2} = \mathbf{YZI} \quad (2.83)$$

Obsérvese que (2.82) y (2.83) están compuestas por “ n ” ecuaciones diferenciales simultáneas acopladas, por lo que su solución directa no es sencilla. Se introduce pues la técnica de análisis modal [17] y [20].

2.6.1.- Modos de Propagación de Voltajes

Para tener una forma sencilla de trabajar con los sistemas de ecuaciones anteriores, se ha propuesto en [17] y [20] una forma de desacoplarlas por medio del siguiente análisis. De las ecuaciones (2.82) y (2.83) obsérvese que

$$(\mathbf{ZY})^t = \mathbf{Y}^t \mathbf{Z}^t = \mathbf{YZ} \quad (2.84)$$

si consideramos que el producto \mathbf{ZY} en la ecuación (2.82) es diagonalizable, podremos factorizarlo en términos de sus matrices de egienvectores y eigenvalores de la siguiente forma:

$$\mathbf{ZY} = \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^{-1} \quad (2.85)$$

Sustituyendo (2.85) en (2.82):

$$\frac{d^2 \mathbf{V}}{dx^2} = \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{V} \quad (2.86)$$

Donde $\mathbf{M} = [\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \dots \mathbf{M}_n]$ es la matriz de compuesta por los “n” egienvectores columna de \mathbf{ZY} y $\mathbf{\Lambda}$ es la matriz diagonal compuesta por los “n” eigenvalores de \mathbf{ZY} .

Si en (2.86) suponemos que el vector \mathbf{V} es proporcional a uno de los egienvectores de \mathbf{ZY} :

$$\mathbf{V} = \mathbf{M}_i \mathbf{V}_{mi}, \quad (2.87)$$

entonces:

$$\mathbf{M}_i \frac{d^2 \mathbf{V}_{mi}}{dx^2} = \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{M}_i \mathbf{V}_{mi} \quad (2.88)$$

obsérvese que:
$$\mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{M}_i = \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_i \lambda_i \quad (2.89)$$

por lo que

$$\mathbf{M}_i \frac{d^2 \mathbf{V}_{mi}}{dx^2} = \mathbf{M}_i \lambda_i \mathbf{V}_{mi} \quad (2.90)$$

y

$$\frac{d^2 \mathbf{V}_{mi}}{dx^2} = \lambda_i \mathbf{V}_{mi} \quad (2.91)$$

Nótese que (2.90) equivale a las “n” ecuaciones idénticas (2.91). Ahora considerando que \mathbf{V} puede expresarse como una combinación lineal de las “n” columnas de \mathbf{M} .

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_{m1} \mathbf{M}_1 + \mathbf{V}_{m2} \mathbf{M}_2 + \dots + \mathbf{V}_{mn} \mathbf{M}_n \quad (2.92)$$

de forma matricial:
$$\mathbf{V} = [\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \dots \mathbf{M}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{m1} \\ \mathbf{V}_{m2} \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{mn} \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

finalmente expresando la ecuación para voltajes de forma modal y matricial tendremos

$$\frac{d^2 \mathbf{V}_m}{dx^2} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}_m \quad (2.94)$$

A los vectores propios \mathbf{M} de la matriz \mathbf{ZY} se les denomina Modos de Propagación de Voltajes. La solución general a las ecuaciones del tipo (2.91) es

$$V_{mi} = C_{1mi} \exp(-\gamma_i x) + C_{2mi} \exp(\gamma_i x) \quad (2.95)$$

donde $\gamma_i = \sqrt{\lambda_i} = \alpha_i + j\beta_i$

$$\begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ \vdots \\ V_{mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 x} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 x} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-\gamma_n x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{1m1} \\ C_{1m2} \\ \vdots \\ C_{1mn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e^{\gamma_1 x} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\gamma_2 x} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\gamma_n x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{2m1} \\ C_{2m2} \\ \vdots \\ C_{2mn} \end{bmatrix} \quad (2.96)$$

Expresando (2.96) en forma compacta tendremos:

$$\mathbf{V}_m(x) = \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(-\mathbf{\Gamma} x) \mathbf{C}_{1m} + \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(\mathbf{\Gamma} x) \mathbf{C}_{2m} \quad (2.97)$$

donde $\mathbf{\Gamma}$ es la matriz diagonal compuesta de las constantes de propagación de los “n” modos de propagación y los vectores \mathbf{C}_{1m} y \mathbf{C}_{2m} son las ondas viajeras modales en el sentido directo (*forward*) e inverso (*backwards*) respectivamente.

Puesto que $\mathbf{V} = \mathbf{M} \mathbf{V}_m$, $\mathbf{C}_{1m} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{C}_1$, $\mathbf{C}_{2m} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{C}_2$ podemos expresar la solución para la ecuación de voltajes como

$$\mathbf{V}(x) = \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(-\mathbf{\Psi} x) \mathbf{C}_1 + \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(\mathbf{\Psi} x) \mathbf{C}_2 \quad (2.98)$$

con

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{M} \mathbf{\Gamma} \mathbf{M}^{-1} \quad (2.99)$$

2.6.2.- Modos de Propagación de Corrientes

A partir de la solución obtenida para los voltajes por medio del análisis modal, podemos obtener de la siguiente forma la solución para la ecuación de las corrientes

a partir de la ecuación (2.78)

$$-\frac{d\mathbf{V}}{dx} = \mathbf{Z} \mathbf{I}$$

se despeja \mathbf{I}

$$\mathbf{I} = -\mathbf{Z}^{-1} \frac{d\mathbf{V}}{dx} ; \quad (2.100)$$

luego se sustituye la solución (2.98) de voltajes:

$$\mathbf{I}(x) = -\mathbf{Z}^{-1} \frac{d}{dx} (\mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(-\Psi x) \mathbf{C}_1 + \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(\Psi x) \mathbf{C}_2),$$

después, aplicando la diferenciación:

$$\mathbf{I}(x) = -\mathbf{Z}^{-1} (-\Psi \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(-\Psi x) \mathbf{C}_1 + \Psi \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(\Psi x) \mathbf{C}_2)$$

y finalmente:

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{Y}_0 (\mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(-\Psi x) \mathbf{C}_1 - \Psi \mathbf{e} \mathbf{x} \mathbf{p}(\Psi x) \mathbf{C}_2) \quad (2.101)$$

donde $\mathbf{Y}_C = \mathbf{Z}^{-1} \Psi$ es la matriz de admitancias características de la línea, su inversa $\mathbf{Z}_0 = \Psi^{-1} \mathbf{Z}$ es la matriz de impedancias características de la línea.

2.6.3.- Impedancias y Admitancias Modales

Si asumimos que el producto \mathbf{YZ} es diagonalizable y que \mathbf{N} es la matriz que lo diagonaliza, podemos establecer la siguiente relación:

$$\mathbf{Y} \mathbf{Z} = \mathbf{N} \Lambda \mathbf{N}^{-1} \quad (2.102)$$

donde, de nuevo, la matriz \mathbf{N} está formada por los eigenvectores del producto \mathbf{YZ} y Λ es la matriz diagonal de eigenvalores de \mathbf{YZ} igual a la de \mathbf{ZY} . Puesto que, $\mathbf{YZ} = (\mathbf{ZY})^T$ y dado que $\mathbf{ZY} = \mathbf{M} \Lambda \mathbf{M}^{-1}$ y $\mathbf{YZ} = \mathbf{N} \Lambda \mathbf{N}^{-1}$, podemos observar lo siguiente:

$$\mathbf{M} \Lambda \mathbf{M}^{-1} = (\mathbf{N} \Lambda \mathbf{N}^{-1})^T = \mathbf{N}^{-T} \Lambda^T \mathbf{N}^T \quad (2.103)$$

De lo anterior, se puede apreciar que una relación conveniente entre \mathbf{M} y \mathbf{N} es:

$$\mathbf{N} = \mathbf{M}^{-T} \quad (2.104)$$

A partir de las relaciones (2.105), podemos reformular la ecuación de propagación de las corrientes de la siguiente forma:

$$\frac{d^2 \mathbf{I}}{dx^2} = \mathbf{Y} \mathbf{Z} \mathbf{I} = (\mathbf{Z} \mathbf{Y})^T \mathbf{I} = \mathbf{N} \Lambda \mathbf{N}^{-1} \mathbf{I} = \mathbf{N} \Lambda \mathbf{I}_m \quad (2.105)$$

donde

$$\mathbf{I}_m = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{I} \quad (2.106)$$

Es el vector de corrientes de la línea en dominio modal.

En base a la relación (2.106) podemos describir la ecuación (2.105) en el dominio modal de la siguiente manera:

$$\frac{d^2 \mathbf{N}^{-1} \mathbf{I}}{dx^2} = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{N} \Lambda \mathbf{N}^1 \mathbf{I}, \quad (2.107)$$

o bien:

$$\frac{d^2 \mathbf{I}_m}{dx^2} = \Lambda \mathbf{I}_m \quad (2.108)$$

Expresando las ecuaciones del telegrafista en forma modal, obtenemos:

$$\begin{aligned} -\frac{d\mathbf{V}}{dx} &= \mathbf{Z} \mathbf{I} \\ -\frac{d\mathbf{M} \mathbf{V}_m}{dx} \mathbf{Z} \mathbf{N} \mathbf{I}_m & \\ -\frac{d\mathbf{V}_m}{dx} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z} \mathbf{N} \mathbf{I}_m &= \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z} \mathbf{M}^{-T} \mathbf{I}_m \\ -\frac{d\mathbf{V}_m}{dx} \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_m & \end{aligned} \quad (2.109)$$

donde $\mathbf{Z}_m = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z} \mathbf{M}^{-T}$ es la matriz de impedancia modal de la línea de transmisión. Puede demostrarse que \mathbf{Z}_m es diagonal. Haciendo un desarrollo similar al anterior para la ecuación de las corrientes tenemos:

$$\begin{aligned} -\frac{d\mathbf{I}}{dx} &= \mathbf{Y} \mathbf{V} \\ -\frac{d\mathbf{N} \mathbf{I}_m}{dx} \mathbf{Y} \mathbf{M} \mathbf{V}_m & \\ -\frac{d\mathbf{I}_m}{dx} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{M} \mathbf{V}_m &= \mathbf{M}^T \mathbf{Y} \mathbf{M} \mathbf{V}_m \\ -\frac{d\mathbf{I}_m}{dx} \mathbf{Y}_m \mathbf{V}_m & \end{aligned} \quad (2.110)$$

donde $\mathbf{Y}_m = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{N} = \mathbf{M}^T \mathbf{Y} \mathbf{M}$ es la matriz de admitancia modal de la línea de transmisión, también diagonal.

Rescribiendo las ecuaciones de propagación de voltajes y de corrientes en forma modal obtenemos:

$$-\frac{\partial^2 \mathbf{V}_m}{\partial x^2} \mathbf{Z}_m \mathbf{Y}_m \mathbf{V}_m \quad (2.111)$$

$$-\frac{\partial^2 \mathbf{I}_m}{\partial x^2} \mathbf{Y}_m \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_m \quad (2.112)$$

2.7.- Coeficientes de Reflexión en Sistemas Multiconductores

Para un sistema de transmisión multiconductor con una carga conectada en el extremo remoto, la matriz de coeficientes de reflexión de voltajes en el dominio de fases es la siguiente:

$$\Gamma_v = (\mathbf{Z}_L \mathbf{Y}_C + \mathbf{U})^{-1} (\mathbf{Z}_L \mathbf{Y}_C - \mathbf{U}) \quad (2.115)$$

Expresado (2.115) en el dominio modal tendremos:

$$\Gamma_{vM} = -(\mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z}_L \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM} + \mathbf{U})^{-1} (\mathbf{U} - \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Z}_L \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM}) \quad (2.116)$$

De igual manera, el coeficiente de reflexión de voltajes cuando ocurre una falla en paralelo en el sistema es el siguiente:

$$\Gamma_{vM} = -\left[\mathbf{M}^{-1} (\mathbf{Y}_F + \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM} \mathbf{M}^{-1})^{-1} \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM} + \mathbf{U} \right]^{-1} \left[\mathbf{U} - \mathbf{M}^{-1} (\mathbf{Y}_F + \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM} \mathbf{M}^{-1})^{-1} \mathbf{N} \mathbf{Y}_{CM} \right], \quad (2.117)$$

Donde :

\mathbf{U} : Matriz identidad

\mathbf{Z}_L : Matriz de impedancia de carga

\mathbf{Y}_F : Matriz de admitancia de falla.

$\mathbf{Y}_{CM} = \mathbf{N}^{-1} \mathbf{Z}_C^{-1} \mathbf{M}$, Matriz de admitancia característica modal de la línea

2.8.- Representación de Líneas por medio de Redes de Dos Puertos

Las soluciones de las ecuaciones de línea obtenidas en la sección anterior son útiles para poder representar redes eléctricas completas, por medio de modelos de dos puertos, como los que se describen a continuación. Estos modelos utilizan las soluciones para voltajes y corrientes en ambos extremos de la línea para poder así establecer una conexión circuital con otro elemento de la red. La mayor ventaja de esta representación, es que se tienen los voltajes y corrientes para todo instante de tiempo en ambos extremos de la línea sin necesidad de subdividirla y tener que resolver cada segmento.

2.8.1.- Matriz de Transferencia

Partiendo de las soluciones de las ecuaciones de línea (2.98) y (2.101) se pueden encontrar las soluciones de voltaje y corriente en los puntos $x = 0$ y $x = l$.

En $x=0$,

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{V}_0 = \mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2 \quad (2.118)$$

e

$$\mathbf{I}(0) = \mathbf{I}_0 = \mathbf{Y}_0(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \quad (2.119)$$

en $x=l$

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{C} \cosh(\Psi l) \mathbf{V}_0 - \mathbf{S} \sinh(\Psi l) \mathbf{Z}_0 \mathbf{I}_0 \quad (2.120)$$

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{Y}_0 \mathbf{S} \sinh(\Psi l) - \mathbf{C} \cosh^T(\Psi l) \mathbf{I}_0 \quad (2.121)$$

Combinando las expresiones (2.118), (2.119), (2.120) y (2.121) en forma matricial podemos expresar:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_l \\ \mathbf{I}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C} \cosh(\Psi l) & -\mathbf{S} \sinh(\Psi l) \mathbf{Z}_0 \\ \mathbf{Y}_0 \mathbf{S} \sinh(\Psi l) & -\mathbf{C} \cosh^T(\Psi l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{pmatrix}$$

el arreglo matricial anterior se representa esquemáticamente en la figura 2.14, nótese que $\mathbf{I}_l = -\mathbf{I}(l)$

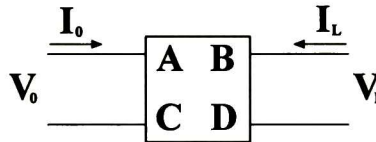


Fig. 2.14 Representación por medio de la matriz de transferencia de la línea de transmisión.

2.8.2.- Matriz Cadena

Cuando es necesaria una Representación de la línea que permita interconectarla con otros elementos de un SEP, se adopta la convención mostrada en la figura 2.15 para el flujo de las corrientes, donde $\mathbf{I}_k = \mathbf{I}(l)$, por lo que ahora la solución en forma matricial queda expresada como:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_l \\ \mathbf{I}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C} \cosh(\Psi l) & -\mathbf{S} \sinh(\Psi l) \mathbf{Z}_0 \\ -\mathbf{Y}_0 \mathbf{S} \sinh(\Psi l) & \mathbf{C} \cosh^T(\Psi l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{pmatrix} \quad (2.122)$$

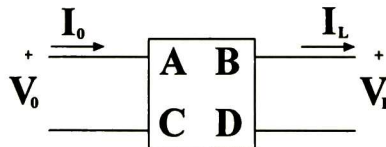


Fig. 2.15 Modelo de Matriz Cadena.

2.8.3.- Matriz de Admitancias

La mayoría de los programas para el análisis de redes de propósito general están planteados en forma nodal convencional, o en forma nodal modificada, por lo tanto, se requiere una representación de línea en forma nodal de dos puertos, ésta es la finalidad del modelo de admitancias, el cual se basa en el modelo del circuito “Pi” de la línea de transmisión obedeciendo a las convenciones de flujo de corriente como se muestran en la figura 2.16.

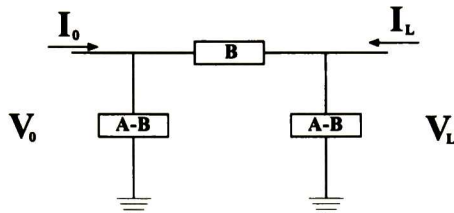


Fig. 2.16 Modelo Pi de línea de transmisión polifásica.

Partiendo de la ecuación (2.120) tenemos que

$$I_0 = Y_0 C \operatorname{oth}(\Psi \ell) V_0 - Y_0 C \operatorname{s ch}(\Psi \ell) V_L \quad (2.123)$$

Sustituyendo (2.123) en (2.121) y simplificando obtenemos

$$I_L = -Y_0 C \operatorname{s ch}(\Psi \ell) V_0 + Y_0 C \operatorname{oth}(\Psi \ell) V_L \quad (2.124)$$

Arreglando de forma matricial obtenemos la matriz de modelo de admitancias, cuya representación gráfica se muestra en la figura 2.17.

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_0 C \operatorname{oth}(\Psi \ell) & -Y_0 C \operatorname{s ch}(\Psi \ell) \\ -Y_0 C \operatorname{s ch}(\Psi \ell) & C \operatorname{oth}(\Psi \ell) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_L \end{pmatrix} \quad (2.125)$$

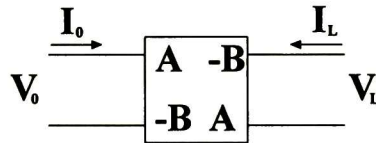


Fig. 2.17 Representación gráfica del modelo de matriz de admitancia de la línea de transmisión.

III.- PROTECCIÓN DE DISTANCIA POR ONDA VIAJERA PARA LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

3.1.- Antecedentes

Desde finales de los años 70 los esquemas de protección ultra rápidos han sido un campo de investigación activo, donde distintos autores han hecho aportaciones importantes [4-16]. En base a los trabajos reportados, hoy se sabe que la forma práctica de poder desarrollar un esquema de protección de UHS es por medio de las ondas viajeras de alta frecuencia producidas por la misma.

Uno de los primeros trabajos desarrollados acerca de la protección de distancia por onda viajera, fue iniciado por McLaren y Crossley [4]. Su algoritmo se basa en el principio básico de los equipos de radar y sonar utilizados en aeronáutica y navegación marítima. El principio operativo consiste en utilizar un algoritmo de reconocimiento de patrones que le permita identificar un transitorio provocado por una falla y sus rebotes consecutivos provenientes del punto donde se encuentra ésta. En este capítulo se hará una breve revisión del método de McLaren y Crossley y se describirá el esquema general de un sistema de protección de onda viajera.

Los esquemas de protección de distancia de onda viajera se basan en la consideración de que existen discontinuidades significativas, con respecto a la impedancia característica de la línea protegida, en algún punto de la red de potencia “atrás” de la ubicación del relevador. Estas discontinuidades provocarán las reflexiones necesarias para que el algoritmo tenga una señal base con la cual iniciar el proceso de reconocimiento. La caracterización de la distancia a la falla por este algoritmo implica congelar en memoria el frente de onda de falla y compararlo contra los frentes de onda sucesivos, hasta que se determine que un rebote con esencialmente la misma forma ha llegado de regreso al relevador. En ese momento se hace una estimación de la distancia a la falla considerando tanto el retardo de tiempo transcurrido entre dos rebotes consecutivos como la velocidad de propagación de la onda.

3.2.- Descripción Funcional de un Relevador de Onda Viajera

Un esquema de protección de onda viajera está compuesto por varias etapas, tanto analógicas como digitales. En estas etapas se sigue un proceso de acondicionamiento de las señales de energía para que, posteriormente, el relevador corra los distintos algoritmos que componen su lógica de disparo. Finalmente, el relevador entrega la señal de disparo a la siguiente etapa, que usualmente es un interruptor. El diagrama de flujo básico de estas funciones se muestra en la figura 3.1.

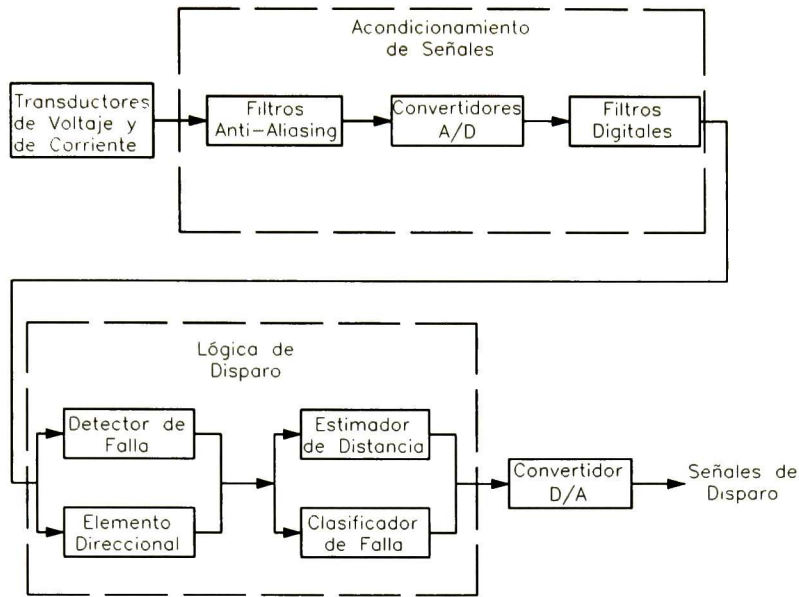


Fig. 3.1 Etapas que componen un esquema de protección de distancia de onda viajera.

3.3.- Transductores

En el contexto de las protecciones de los sistemas eléctricos de potencia (SEPs), los transductores son los elementos primarios de medición cuyo objetivo es entregar una reproducción fiel, pero de mucha menor magnitud, de los voltajes y corrientes del sistema eléctrico de potencia en su punto de ubicación. Estas señales son empleadas por los relevadores para realizar sus funciones de protección. Los transductores de corriente convencionales son transformadores magnéticamente acoplados con devanados de características especiales dados los requerimientos de precisión, que son conectados directamente en la sección de la línea de transmisión o dispositivo a proteger. En el caso de los transductores de potencial, para voltajes elevados se suele diseñar un arreglo especial denominado Divisor de Voltaje de Acoplamiento Capacitivo. Los transductores de corriente convencionales proveen suficiente precisión en la medición de las componentes de baja frecuencia de las señales, mientras que los transductores de potencial poseen alta precisión para la frecuencia a la que se encuentran sintonizados (60 o 50 Hz). Dadas las características inductivas y capacitivas de los transductores, su respuesta a componentes de muy alta frecuencia es muy pobre. Como se explicará en secciones posteriores, esta característica no favorece a un esquema UHS.

Desde finales de los años 80 ha comenzado el desarrollo de transductores de banda ancha de tipo magneto-óptico y electrónico, según se refiere en [9]. Aunque aún se encuentran éstos en etapa de investigación, se comienza a tener resultados favorables en cuanto a la precisión en la medición de componentes de alta frecuencia de las señales; lo cual es una característica necesaria para los esquemas de protección de ultra alta velocidad. Esto hace pensar que es solo cuestión de tiempo para que un transductor con las características requeridas por los esquemas UHS esté disponible en el mercado.

3.4.- Acondicionamiento de Señales

Una vez que se han recibido las señales de voltaje y corriente de los transductores, se efectúa un proceso de acondicionamiento. Puesto que se realizará un muestreo de la señal a una frecuencia determinada, será necesario procesar las señales analógicas por medio de filtros anti-aliasing sintonizados de acuerdo con el teorema de muestreo [3]. Una vez hecho esto, se muestrean y cuantifican las señales por medio de conversores analógico-digitales. Posterior a los conversores, se pueden emplear procesos de filtrado digital para los requerimientos propios de cada algoritmo, tales como filtrado de las componentes de pre-falla o filtrado de componentes de frecuencias específicas.

3.5.- Algoritmo de Reconocimiento de Patrones

El algoritmo de reconocimiento de patrones es la parte medular del estimador de distancia a la falla del relevador de onda viajera. Este compara secuencias de señales digitales contra una señal base con el objetivo de verificar si existe similitud entre ambas. Un algoritmo muy socorrido para esta clase de tareas es el algoritmo de correlación el cual será detallado a continuación.

3.6.- Correlación de Señales Discretas

Supongamos que tenemos dos ondas viajeras en una línea de transmisión, las cuales son almacenadas en dos secuencias de datos $x(n)$ e $y(n)$, respectivamente, para ser comparadas. Si $x(n)$ representa muestras de una onda viajera procedente desde el punto de ubicación del relevador hacia la falla, e $y(n)$ representa muestras de la reflexión de $x(n)$ debida a la discontinuidad en la línea causada por la falla, la señal recibida $y(n)$ sería una versión retardada de $x(n)$ además corrompida por ruido aditivo. Por lo cual podemos representar a la señal recibida $y(n)$ como:

$$y(n) = \alpha x(n - D) + \omega(n) \quad (3.1)$$

donde α es un factor de atenuación debido a las pérdidas en la línea de transmisión, D es el retardo con que llega el rebote y $\omega(n)$ representa el ruido aditivo captado por el relevador. Por otro lado, si no existiera la discontinuidad en la línea, la señal recibida constará solo de ruido, el cual se espera sea de naturaleza aleatoria.

Teniendo las dos secuencias $x(n)$ e $y(n)$, el problema de identificación de patrones consiste en determinar si existe alguna discontinuidad que provoque rebotes de la señal $x(n)$ (por ejemplo una falla). Se comparan las señales $x(n)$ e $y(n)$, se determina el retardo de tiempo D y, finalmente, se hace una estimación de la distancia a la que se encuentra la discontinuidad. En la práctica, la señal $y(n)$ está fuertemente corrompida por ruido, de modo que su simple observación visual no permite determinar la presencia o ausencia de una discontinuidad; por lo tanto la correlación nos proporciona una forma matemática de extraer esta información de $y(n)$.

3.6.1.- Autocorrelación y Correlación Cruzada de Señales Discretas

Si tenemos las dos secuencias reales $x(n)$ e $y(n)$, ambas de energía finita, la correlación cruzada de las secuencias $x(n)$ e $y(n)$ es la secuencia $r_{xy}(l)$, que se define como [3]:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n-l) \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.2)$$

o equivalentemente como:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n+l)y(n) \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.3)$$

se puede demostrar la siguiente propiedad de la correlación cruzada [3]:

$$r_{xy}(l) = r_{yx}(-l) \quad (3.6)$$

esta propiedad indica que r_{yx} es la versión reflejada de r_{xy} ; de aquí que r_{yx} nos proporcione exactamente la misma información que r_{xy} con respecto a la similitud entre $x(n)$ e $y(n)$.

En el caso especial en que $y(n) = x(n)$, tenemos la autocorrelación de $x(n)$, que se define como:

$$r_{xx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)x(n-l). \quad (3.7)$$

Al trabajar con señales de duración finita es costumbre expresar tanto la autocorrelación como la correlación cruzada mediante sumatorias finitas. En particular, si $x(n)$ e $y(n)$ son secuencias causales de duración N (es decir, $x(n) = y(n) = 0$ para $n < 0$ y $n \geq N$), la autocorrelación y la correlación cruzada pueden expresarse, respectivamente de la siguiente forma [3]:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=i}^{N-|k|-1} x(n)y(n-l) \quad (3.8)$$

y

$$r_{xx}(l) = \sum_{n=i}^{N-|k|-1} x(n)x(n-l) \quad (3.9)$$

donde $i = l, k = 0$ para $l \geq 0$ e $i = 0, k = l$ para $l < 0$

Nótese que si se tienen dos secuencias idénticas, la salida de la función de correlación tendrá un valor pico máximo positivo en el punto de máxima coincidencia. Por otro lado, si tenemos dos secuencias iguales pero con signos opuestos, la salida de la función de correlación tendrá un valor pico negativo; sin embargo en ambos casos se estará identificando la máxima coincidencia entre la forma de onda de las dos señales.

3.6.2.- Propiedades de las Secuencias de Autocorrelación y Correlación Cruzada

Consideremos que tenemos dos secuencias $x(n)$ e $y(n)$ que combinamos linealmente para obtener $ax(n) + by(n-l)$, donde a y b son constantes arbitrarias y l es un desplazamiento en el tiempo. La energía de éstas señales es [3].

$$|r_{xy}(l)| \leq \sqrt{r_{xx}(0)r_{yy}(0)} = \sqrt{E_x E_y} \quad (3.10)$$

en el caso de la autocorrelación, (3.10) se reduce a

$$|r_{xx}(l)| \leq r_{xx}(0) = E_x \quad (3.11)$$

esto significa que la autocorrelación es una función que alcanza su valor máximo para el retardo cero.

Observamos que si una o las dos secuencias implicadas en el cálculo de la correlación cruzada se multiplican por un factor, la forma de la correlación no cambia; simplemente se produce un escalado de la misma. Por lo tanto, el escalado no afecta el resultado de máxima correlación. En la práctica es muy común normalizar las secuencias de autocorrelación y correlación dentro del rango entre -1 y 1 . En el caso de la autocorrelación, simplemente se normaliza por $r_{xx}(0)$. Así la autocorrelación normalizada se define como

$$\rho_{xx}(l) = \frac{r_{xx}(l)}{r_{xx}(0)} \quad (3.12)$$

de forma similar definimos la correlación cruzada normalizada como [3]:

$$\rho_{xy}(l) = \frac{r_{xy}(l)}{\sqrt{r_{xx}(0)r_{yy}(0)}} \quad (3.13)$$

3.6.3.- Covarianza de Señales Discretas y Finitas

La covarianza, es una operación derivada de la correlación, la cual está definida de la siguiente forma

$$\phi_{xy}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) - \overline{x(n)}][y(n-l) - \overline{y(n-l)}] \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad (3.14a)$$

donde

$$\overline{x(n)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) \quad (3.14b)$$

y

$$\overline{y(n-l)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(n-l-k) \quad (3.14c)$$

En forma compacta

$$\phi_{xy}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)_M y(n-l)_M \quad (3.15a)$$

donde

$$x(n)_M = x(n) - \overline{x(n)} \quad (3.15b)$$

y

$$y(n-l)_M = y(n-l) - \overline{y(n-l)} \quad (3.15c)$$

De lo anterior observamos que la covarianza consiste en realizar el mismo proceso de correlación, pero con dos secuencias a las que se les ha extraído el valor medio. Por lo tanto, finalmente podemos expresar la covarianza normalizada de la siguiente manera:

$$\phi_{XY}^N(l) = \frac{1}{\sqrt{E_{XM}(l) \cdot E_{YM}(l)}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)_M y(n-l)_M \quad (3.16a)$$

donde:

$$E_{XM}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} x_M(l-j)^2 \quad (3.16b)$$

y

$$E_{YM}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} y_M(l-j)^2 \quad (3.16c)$$

3.7.- Lógica de Disparo

Como se muestra en la figura 3.1, la lógica de disparo para un esquema de protección de onda viajera está constituida básicamente por cuatro bloques principales que en conjunto deben de proporcionar una decisión; ya sea de disparo o de bloqueo de disparo.

En la primera etapa de la lógica se encuentran dos procesos, los cuales se pueden visualizar como el detonante para la segunda etapa que consta del algoritmo de caracterización de distancia a la falla y del selector de fase. En la primera etapa, el algoritmo de detección de falla se encarga de detectar un transitorio por medio del análisis de las señales de voltaje y corriente y así determina si la condición es debida a una falla en la red protegida. Simultáneamente, un elemento direccional determina si el transitorio registrado tiene su origen delante de la ubicación del relevador, o si está atrás de éste. Si el algoritmo de detección registra una falla, y si además el elemento direccional determina que ésta ha ocurrido “adelante” del relevador, se despierta la siguiente etapa de la lógica de disparo.

En la segunda etapa, una vez que se ha asegurado que la falla se encuentra delante del relevador, se arrancan en paralelo el algoritmo de estimación de distancia a la falla así como el clasificador de fallas. El estimador de distancia hace una caracterización de la distancia a la falla y determina si ésta se encuentra dentro de la zona de protección establecida para el relevador. Esto se hace con base en un algoritmo de reconocimiento de patrones y con un previo conocimiento de la velocidad de propagación en la línea de transmisión. El clasificador

de fallas, identifica las fases involucradas en ésta. Finalmente, si el estimador indica una falla dentro de la zona de protección del relevador, se envía la señal de disparo al interruptor.

El clasificador de falla es un elemento importante que puede ser el arranque de las lógicas de protección y de señalización posteriores. En el caso específico en el que el clasificador determine una falla monofásica, es posible implementar disparo y re-cierre monopolar de la línea de transmisión; esto según los requerimientos del sistema.

3.8.- Principio de Operación del Algoritmo de Distancia

Como vimos en el capítulo anterior, la solución de las ecuaciones de onda para una línea de transmisión monofásica son las siguientes:

$$v(x,t) = F_1(t-x/c) + F_2(t+x/c) \quad (3.17)$$

y

$$i(x,t) = Y_C [F_1(t-x/c) - F_2(t+x/c)] \quad (3.18)$$

Las funciones $F_1(t-x/c)$ y $F_2(t+x/c)$ son ondas viajeras que se desplazan en el sentido positivo y negativo del eje de las abscisas, respectivamente. Si las señales de voltaje y corriente son medidas en un determinado punto x , es posible determinar e identificar las señales F_1 y F_2 con base en las siguientes relaciones [4]:

$$S_1 = v(x,t) + Z_0 i(x,t) = 2F_1(x-ct) \quad (3.19)$$

y

$$S_2 = v(x,t) - Z_0 i(x,t) = 2F_2(x+ct) \quad (3.20)$$

Si el voltaje y la corriente son medidos en el punto del relevador ($x = 0$), las señales S_1 (*forward*) y S_2 (*backwards*) representarán las aportaciones por parte de las ondas F_1 y F_2 a las señales de voltaje y de corriente en esa localización.

Una condición de falla suele ser equivalente a inyectar un escalón de voltaje en algún punto de la línea para $t > 0$. La amplitud del escalón corresponde a la magnitud de la onda de voltaje en un instante previo a la falla aunque tiene polaridad opuesta. Lo anterior puede ser expresado de la siguiente forma por medio del principio de superposición.

$$V_{POS-FALLA} = V_{PRE-FALLA} + V_{FALLA} \quad (3.21)$$

Para el funcionamiento del algoritmo de reconocimiento de patrones de McLaren y Crossley [4] es necesario trabajar sólo con las señales de corriente y voltaje de falla, por lo que las componentes de estado estable de pre-falla son extraídas de la señal completa [5]. Esto se hace almacenando en un buffer un ciclo completo de las señales de voltaje y de corriente de pre-falla, para después hacer la resta con las señales de post-falla. Las señales obtenidas con esta operación serán una muy buena aproximación de los voltajes y corrientes inyectados por la falla. A partir de éstas, el algoritmo reconstruye las señales S_1 y S_2 .

La figura 3.2 muestra un sistema de transmisión constituido por una línea monofásica y sus conexiones en ambos extremos representadas por fuentes inductivas equivalentes. También se incluye en la figura una falla sólida en el punto F. Podemos apreciar mediante un diagrama de Bewley el comportamiento de las ondas viajeras S_1 y S_2 ocasionadas por la falla. Estas, se propagan desde el punto F en ambos sentidos. Cuando una de estas ondas se encuentra con una discontinuidad se divide en una parte reflejada y otra transmitida, cada una continuando con su propagación a lo largo de la línea.

En la figura 3.3 se muestra cómo la onda S_{2A} pasa por el punto de ubicación del relevador y rebota en el punto del generador A. Cuando la señal S_{1A} viene de regreso y pasa por el punto del relevador al tiempo t_0 , se comienza a almacenar un determinado número de muestras obtenidas con un intervalo de muestreo Δt para establecer una ventana de datos fija. Esta ventana será utilizada como señal base por el algoritmo de reconocimiento de patrones. Por otro lado, a partir de este tiempo t_0 se congela otra ventana dinámica de datos, de igual longitud que la ventana fija. Una vez que ambas cadenas de datos han sido almacenadas, se realiza el proceso de correlación entre ellas. La ventana dinámica de datos es actualizada cada Δt segundos; por lo que, la muestra mas antigua será desechada y una nueva muestra será almacenada en la ventana. Se vuelve entonces a realizar el proceso de correlación entre la ventana fija (patrón base) y la ventana dinámica actualizada. Este proceso se realiza desde el tiempo t_0 hasta el tiempo $t_0+2\tau$, donde τ es el tiempo de viaje de las ondas desde el bus B hasta el bus C.

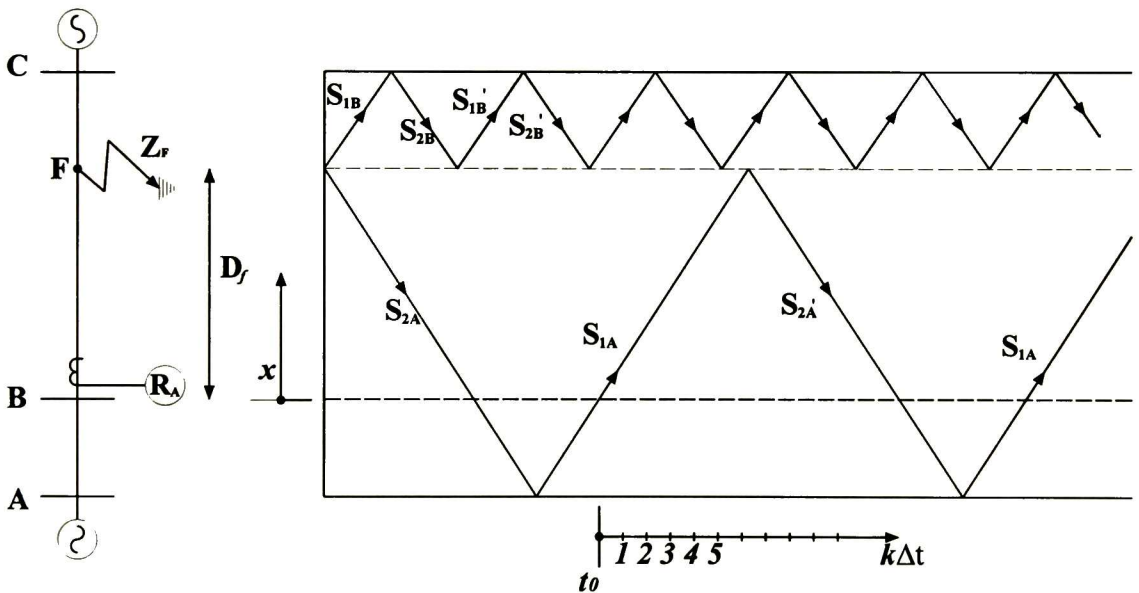


Fig. 3.2 Diagrama de Bewley para $Z_F = 0\Omega$.

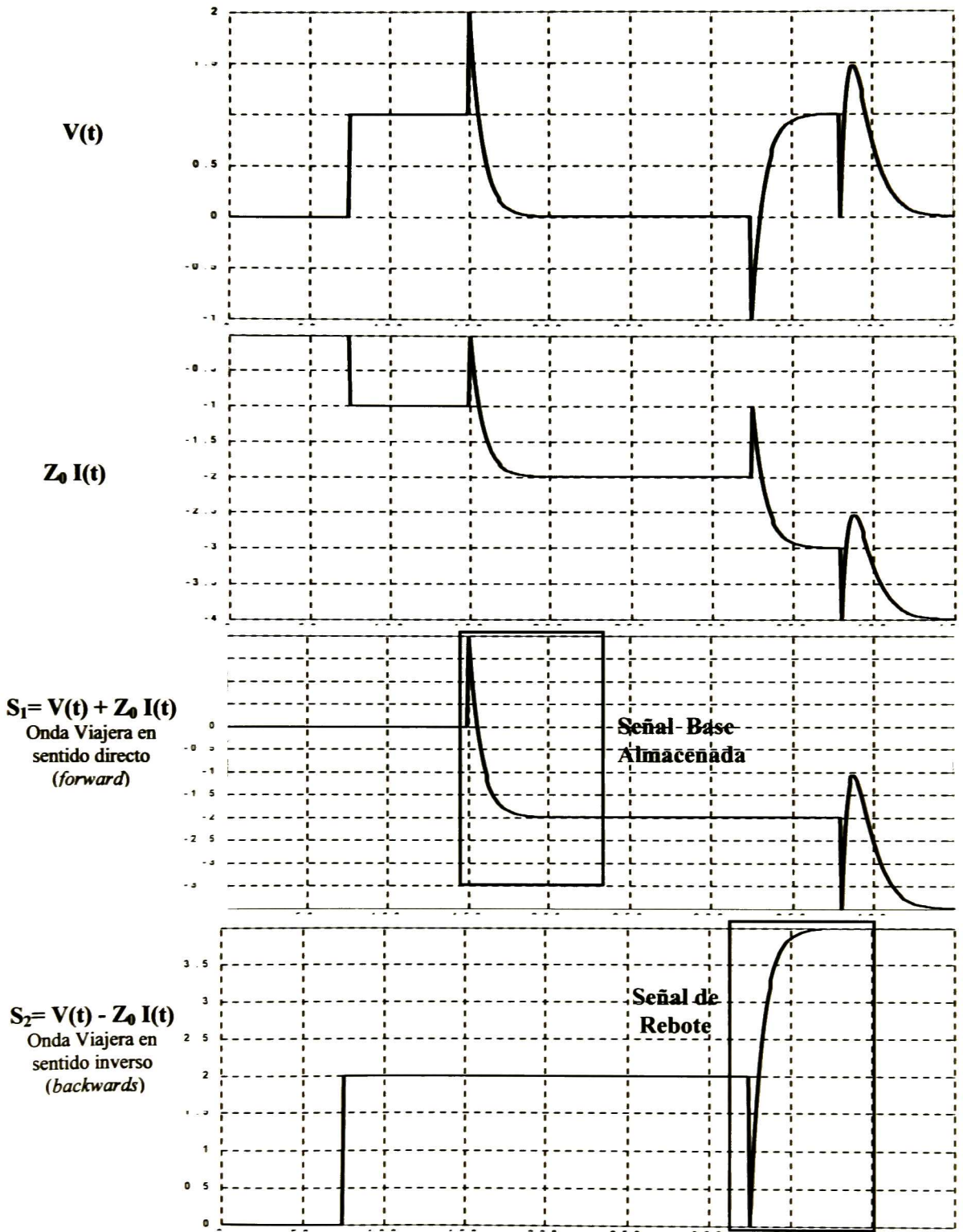


Fig. 3.3 Ondas viajeras en el punto del relevador para $Z_F = 0\Omega$.

Puesto que la ventana dinámica de datos será actualizada cada Δt segundos, el relevador debe ser capaz de ejecutar el algoritmo de correlación completo en un tiempo menor a Δt segundos, para así dar paso a la actualización de la ventana dinámica y poder realizar el siguiente proceso de reconocimiento.

3.8.1.- Correlación de las Ventanas de Datos

Para ventanas de datos de longitud N la correlación entre las señales S_1 y S_2 a partir del tiempo t_0 es pues realizada de la siguiente forma [4],[5],[6] y [7]:

$$\phi_{S_1 S_2}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[S_{1A}(t_0 + k\Delta t) - \overline{S_{1A}}(t_0) \right] \cdot \left[S_{2A}'(t + k\Delta t) - \overline{S_{2A}'}(t) \right] \\ t_0 \leq t \leq t_0 + 2\tau \quad (3.22)$$

donde

$$\overline{S_{1A}}(t_0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_i(t_0 + k\Delta t) \quad (3.23)$$

y

$$\overline{S_{2A}'}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_i(t + k\Delta t). \quad (3.24)$$

Puesto que se está extrayendo el valor medio de las ventanas de datos antes de realizar la correlación, esta operación representa la covarianza de las señales S_{1A} y S_{2A}' . Nótese que en el método descrito por McLaren y Crossley se divide a la covarianza entre la longitud N de la ventana.

3.8.2.- Longitud de las Ventanas de Datos

La figura 3.4 muestra el diagrama de Bewley para una falla de impedancia distinta de cero, lo cual originará que ondas viajeras provenientes del extremo remoto "C" de la línea sean transmitidas hacia el punto del relevador. Se puede observar en la figura, cómo los frentes de onda S_{2B} y S_{2B}' reflejados desde el bus remoto, llegan al bus local antes de que lo haga el frente de onda S_{2A} . Este último es el frente de onda que debe de identificar el algoritmo de correlación. Puesto que ambos extremos están conectados a fuentes inductivas, la forma de onda de los rebotes provenientes de ambas barras tendrán una forma muy parecida. Esto ocasionará que se obtenga un valor máximo en la salida de la función de Covarianza a la llegada de cada uno de estos frentes; ocasionando así, una identificación incorrecta.

Como se menciona en la referencia [5], la duración de la sección del frente de onda almacenada debe ser inversamente proporcional a la distancia entre la ubicación del relevador y la falla. Lo anterior es para evitar que ante una falla no sólida a tierra los frentes de onda provenientes de otras partes del sistema se traslapen con la onda reflejada en el bus local como se expuso en el párrafo anterior. Por lo tanto, se observa que para poder determinar una ventana de datos óptima, es necesario conocer con anterioridad la localización exacta de la falla, lo cual obviamente carece de sentido.

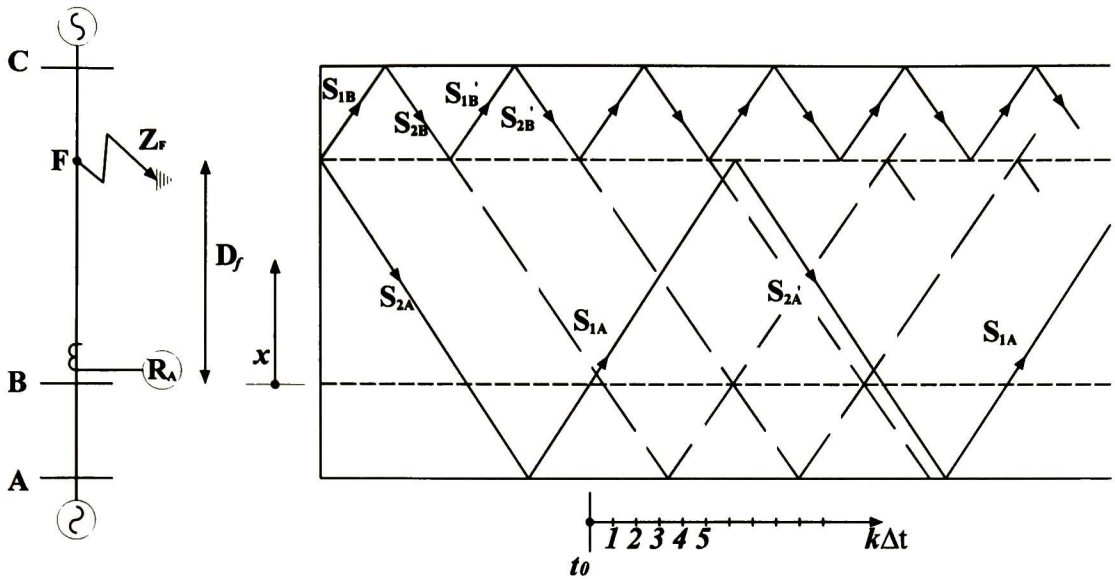


Fig. 3.4 Diagrama de Bewley para $Z_F \neq 0 \Omega$.

Si la duración de la ventana de datos se incrementa, se reduce la habilidad del sistema de protección para distinguir entre el frente de onda (S_{2A}) y la reflexión ocurrida en el bus remoto (S_{2B}). Esto engaña a la protección haciendo ver a la falla como una falla cercana al bus protegido. Por otro lado, si la longitud de la ventana de datos se reduce, la capacidad de la protección para distinguir entre las ondas (S_{2A}) y (S_{2B}) mejora; sin embargo, se incrementa el riesgo de operación incorrecta para fallas cercanas al bus protegido, puesto que se corre el peligro de identificar a una falla cercana como falla lejana.

La magnitud y forma de la salida de la función de Covarianza se ve seriamente afectada por la duración de la ventana de datos [5]. Una alternativa para resolver este problema es realizar dos procesos de Covarianza, uno con una ventana de datos corta, que permitirá detección precisa de fallas lejanas, y el otro con una ventana de datos larga para fallas cercanas al bus local. La salida final de la señal de Covarianza se obtiene simplemente sumando las dos salidas individuales para formar una salida compuesta y a partir de ella determinar la distancia a la falla.

En el algoritmo de McLaren y Crossley se utiliza la máxima salida de la función de covarianza como el punto de máxima coincidencia entre las señales. Una vez que se ha identificado este punto se hace una estimación de la distancia a la falla por medio del intervalo de tiempo entre t_0 y el punto de máxima coincidencia.

3.9.- Propagación en Línea Multiconductora

Hasta ahora se ha analizado el caso de los sistemas monofásicos con línea ideal. En el caso de líneas multiconductoras las ondas viajeras se ven sometidas a atenuación y distorsión debidas a las pérdidas resistivas, a los parámetros dependientes de la frecuencia de la línea y a la no uniformidad en la distribución de las corrientes de retorno por tierra.

En una línea de transmisión multiconductora los elementos mutuos de la matriz de impedancias ocasionan acoplamientos magnéticos entre las fases. Esto causará aún más distorsión en las ondas, lo cual provocará que el relevador tome decisiones erróneas. Para solucionar este problema se propone utilizar el análisis modal [2] y trabajar con componentes modales. El relevador asumirá que las señales modales son independientes y que no sufren distorsión sobre un determinado rango de frecuencias. También asume que las señales modales se propagan a una velocidad determinada y constante. Esto último es apropiado para los modos aéreos.

La matriz de descomposición modal propuesta por McLaren y Crossley corresponde a la matriz de componentes de Clarke [17], la cual posee la siguiente forma para un sistema trifásico:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3.10.- Limitaciones del Algoritmo

El algoritmo descrito en la referencia [4] presenta algunas limitantes para situaciones muy específicas, tales como fallas cercanas al bus protegido, fallas de alta impedancia, ángulos de ocurrencia de falla muy cercanos al cruce por cero de la onda de voltaje y fallas muy cercanas al bus remoto de la línea protegida [5].

Puesto que se requiere muestrear a las señales de voltaje y de corriente a una determinada frecuencia, se obtendrán los valores de estas señales cada Δt segundos. Esto introduce una incertidumbre de $\Delta t/2$ segundos que se verá reflejada como error en la estimación de la distancia a la falla [9].

Cuando ocurre una falla muy cercana al relevador, el voltaje se abatirá a cero y la corriente comenzará a incrementarse en forma de rampa. Esto afectará a las señales S_1 y S_2 y el algoritmo de covarianza no mostrará un pico que indique similitud entre las señales [5]. McLaren y Crossley proponen una forma alternativa de solucionar el inconveniente [5].

Se ha reportado en [4] y [5] que el ángulo en la onda de voltaje al cual ocurre la falla, es un factor crítico para el proceso. Cuando la falla ocurre en un punto cercano al cruce por cero de la onda de voltaje, la localización que hace el algoritmo es errática. Además, si la falla tiene una impedancia considerable con respecto a la de la línea de transmisión protegida, las ondas de rebote tendrán una energía muy pequeña. Esto provocará picos de muy baja energía con respecto a los provocados por las ondas viajeras provenientes del otro extremo de la línea. En estos casos el relevador se engaña con aquellos picos de mayor energía.

Debido a la incertidumbre producida por la frecuencia de muestreo empleada, el relevador tendrá dificultades para determinar si una falla que ocurre muy cerca del bus remoto se encuentra dentro o fuera de la zona de protección [9]. La manera de disminuir dicha incertidumbre es empleando una frecuencia de muestreo elevada.

3.11.- Observaciones del Capítulo

Se ha establecido que el intervalo de muestreo seleccionado imprime restricciones a la precisión en la caracterización de la distancia a una falla. Este error, obliga a elevar la frecuencia de muestreo en los relevadores de UHS. En la actualidad, los relevadores con los dispositivos electrónicos más veloces son capaces de tener frecuencias de procesamiento de hasta 5 kHz aproximadamente. Si se considera una velocidad de propagación de 3×10^5 km/s, utilizando un procesador con tales características se tendría un error en la localización de ± 60 km, el cual es obviamente exagerado e inútil para esta aplicación. Por otro lado, los transformadores de potencial y de corriente utilizados en la actualidad, tienen un ancho de banda muy limitado; por lo tanto, aún cuando se tuvieran velocidades de muestreo superiores, las componentes de alta frecuencia de las señales serían filtradas por los transductores convencionales, antes de que el relevador pudiera procesarlas. Sin embargo, el constante y rápido avance en la tecnología de semiconductores, especialmente en el desarrollo de DSPs más veloces y a precios más accesibles, hace pensar que la barrera de la frecuencia de muestreo será solucionada a mediano plazo. En cuanto al problema con los transductores, en años recientes se ha venido trabajando con transductores de tipo óptico, según se refiere en [9]. Estos tienen un mayor ancho de banda y mejores características de respuesta a las altas frecuencias que los actuales. Por tales razones, los problemas presentes con el hardware serán ignorados en este trabajo.

En cuanto al algoritmo se refiere, en esta investigación se abordará sólo la problemática de la correcta caracterización de la distancia a la falla, tratando de ofrecer alternativas de solución a los casos de fallas de alta impedancia, fallas cercanas al bus protegido, fallas cercanas al bus remoto y ángulos de falla cercanos a cero expuestos en la sección anterior. Se asumirá que los algoritmos de detección de falla, de dirección y de selección de fases involucradas en la falla, son completamente operativos [4,8,10,12-16]; por lo cual, el esfuerzo en esta tesis se enfocará en el algoritmo de reconocimiento de patrones y de caracterización de distancia de falla para los casos mencionados en el párrafo anterior.

IV.- MODIFICACIONES AL ALGORITMO CONVENCIONAL DE PROTECCIÓN DE DISTANCIA POR ONDA VIAJERA

4.1.- Modificaciones Propuestas

Con el fin de mejorar el comportamiento del algoritmo de McLaren y Crossley sobre todo bajo condiciones de falla de alta impedancia, así como de ángulo de aplicación de falla a cero grados, proponemos las siguientes modificaciones:

- I. Las señales obtenidas al remover la forma de onda de pre-falla aún contienen fuertes componentes de frecuencia fundamental. En este trabajo, se propone procesar dichas señales por medio de un filtro digital pasa altas para atenuar aún más la componente de 60 Hz.
- II. La función de correlación expresa la similitud entre dos formas de onda sin importar el signo de las mismas; por lo tanto, un valor grande de correlación con signo negativo también debe de ser interpretado como un indicativo de máxima similitud en la forma de las señales correlacionadas. Por ello se propone hacer énfasis en los picos máximos positivos y mínimos negativos presentes en la función de covarianza.
- III. Una modificación más consiste en normalizar los segmentos de las señales S_1 y S_2 almacenadas en las ventanas larga y corta con respecto a sus propias energías. Esto con el fin de mejorar la definición en los picos de la salida de la función de correlación, obteniéndose así la función de covarianza normalizada.
- IV Además, se desarrolla una lógica complementaria a la covarianza normalizada, para el óptimo reconocimiento de los frentes de onda de falla.

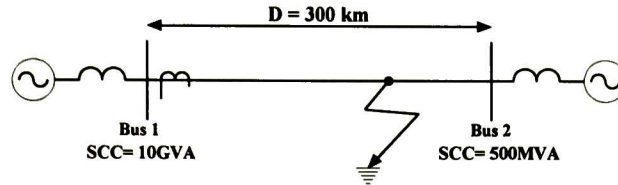
El impacto de estas modificaciones en el algoritmo de correlación se muestra a continuación por medio de ejemplos de simulación.

4.2.- Pruebas de Simulación

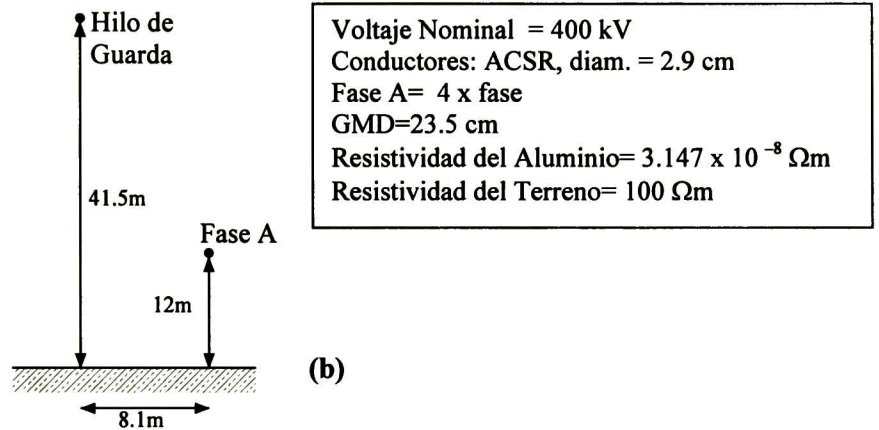
El algoritmo de protección de distancia propuesto en [4] ha sido implementado en MATLAB[®] con las modificaciones propuestas arriba. Este algoritmo ha sido probado inicialmente en un sistema de transmisión monofásico sin distorsión para distintas localizaciones de falla, ángulo e impedancia de falla. Posteriormente, se realizaron pruebas para distintos tipos de fallas en un sistema trifásico con pérdidas y con parámetros dependientes de la frecuencia.

4.3.- Simulaciones con Línea de Transmisión Monofásica

La figura 4.1a muestra el diagrama unifilar del sistema monofásico empleado en las simulaciones, mientras que la figura 4.1b ilustra los parámetros eléctricos de la línea y su configuración geométrica.



(a)



(b)

Fig. 4.1 (a).- Diagrama unifilar del sistema de prueba. (b) Geometría de la línea y parámetros del sistema de transmisión.

Consideremos una falla que ocurre a 240 km del bus 1, la impedancia de la falla es cero ($Z_f = 0$), y el ángulo de falla es $\theta_f = 175^\circ$ (considerando al cruce por cero a 180°). Las figuras 4.2a y 4.2b corresponden a las formas de onda de voltaje $v(t)$ y corriente $i(t)$ en el bus 1 obtenidas por medio del PSCAD/EMTDC[®]. El tiempo de discretización empleado es $\Delta t = 33.3333 \times 10^{-6} \text{ s}$ ($F_s = 30 \text{ kHz}$), la impedancia característica de la línea es $Z_0 = 388 \Omega$.

Puesto que es necesario trabajar sólo con señales de falla, se congela a un ciclo de la señal de pre-falla inmediatamente antes de la ocurrencia de ésta y luego la señal congelada se resta de la de pos-falla. Las figuras 4.3a y 4.3b corresponde a las formas de onda del voltaje y de la corriente de falla en el bus 1, v_f e i_f respectivamente.

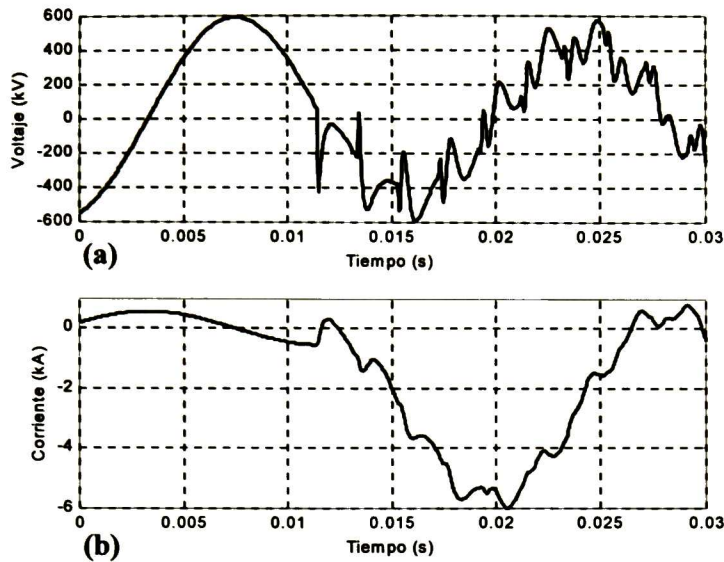


Fig. 4.2 (a) Perfil de voltaje en el bus 1. (b) Perfil de corriente en el bus 1.

Haciendo un análisis espectral de las señales de falla podremos observar que éstas tienen todavía una componente muy fuerte de frecuencia fundamental. Sin embargo, las ondas viajeras producidas por los rebotes en la falla tienen componentes de alta frecuencia, las cuales serán inversamente proporcionales a la distancia de la falla con respecto a la ubicación del relevador. Por lo anterior, podemos establecer que para una falla a 240 km en el sistema de prueba, considerando una velocidad de propagación de 240 km/ms, las componentes debidas a los rebotes entre el bus 1 y la falla tendrán un periodo dado por

$$t = \frac{2D_f}{v_{el}} = 2ms, \quad (4.1)$$

dichos rebotes se observarán en las señales de voltaje y de corriente como componentes de 500Hz. Podemos afirmar que la componente de 60Hz no ofrece información sustancial acerca de los rebotes entre el bus 1 y el punto de falla; ya que, de ser así, para una velocidad de 300 km/ms y una componente de 60 Hz, tendríamos una distancia a la falla de 2500 km. Esto último es completamente irreal. Por otro lado, debido a que la alta energía de la componente de 60 Hz enmascara a las componentes de alta frecuencia, se obtiene un pobre desempeño en la identificación de los rebotes por parte del algoritmo de reconocimiento de patrones. En base a esto, hemos encontrado conveniente filtrar la componente de 60 Hz de las señales de falla por medio de un filtro digital, el cual se detalla a continuación.

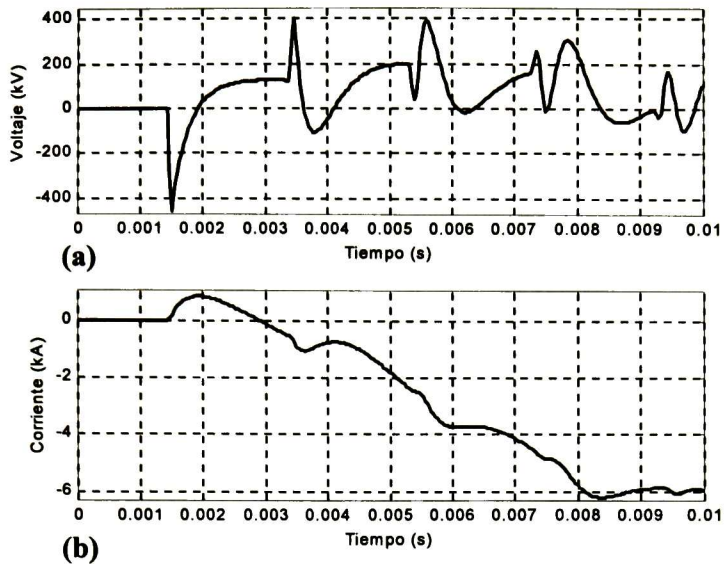


Fig. 4.3 (a) Voltaje de falla visto desde el bus 1. (b) Corriente de falla vista desde el bus 1.

4.4.- Características del Filtro Digital

El filtro idóneo para eliminar sólo la componente de 60 Hz, es un filtro tipo ranura (“notch filter”)[3], sintonizado a 60Hz y con bandas de transición muy reducidas para evitar al máximo la distorsión de las componentes distintas a la fundamental. Sin embargo, éste tipo de filtro resulta difícil de realizar digitalmente en forma estable. Además, el orden requerido sería muy elevado. Cabe enfatizar que el retardo causado por un filtro digital es proporcional a su orden.

Puesto que el objetivo final de la investigación de protecciones no convencionales es diseñar un esquema de protección ultra rápido, es obvio que se debe de tener el menor retardo posible y, por ende, un filtro del menor orden posible que cumpla con la respuesta deseada. Para lograr esto, se propone utilizar un filtro digital pasa altas tipo Chebyshev I, con una banda de bloqueo en la que la componente de 60 Hz tenga una atenuación (en este sistema) de al menos 120 dB. La frecuencia de corte debe de ser lo mas cercana posible a 60 Hz. La frecuencia de paso (3 dB de atenuación) por su parte, se propone a 400 Hz. El filtro obtenido con tales características tiene orden 6 (ver apéndice A2), lo cual se traduce en un retardo de 0.2 ms (1/80 de ciclo), si es que consideramos una frecuencia de muestreo de 30 kHz. Las características del filtro han sido obtenidas mediante prueba y error con distintas simulaciones. Se ha seleccionado un filtro Chebyshev I debido a que ofrece el mínimo orden posible para un mínimo ancho de banda de transición. Esto se logra a cambio de permitir un ligero rizado en la banda de paso [3]. Muy probablemente haya mejores filtros que el que aquí se propone; sin embargo, este es un tema que requiere de mayor investigación a futuro.

Para efectos de simulación se ha implementado la etapa de filtrado analógico anti-aliasing mediante un filtro digital pasa bajas sintonizado a 15 kHz. Este es adicionado al filtro pasa altas descrito en los párrafos anteriores. La respuesta en frecuencia de la combinación en cascada de ambos filtros se ilustra en la figura 4.4. Ahí se pueden observar la atenuación a 60

Hz y una banda de transición estrecha, tanto en la sección pasa altas como en la sección pasa bajas. El orden del filtro completo para este caso es de 9 (ver apéndices A1 y A2). Las señales de voltaje y de corriente de falla después de ser procesadas con el filtro descrito anteriormente se muestran en las figuras 4.5a y 4.5b.

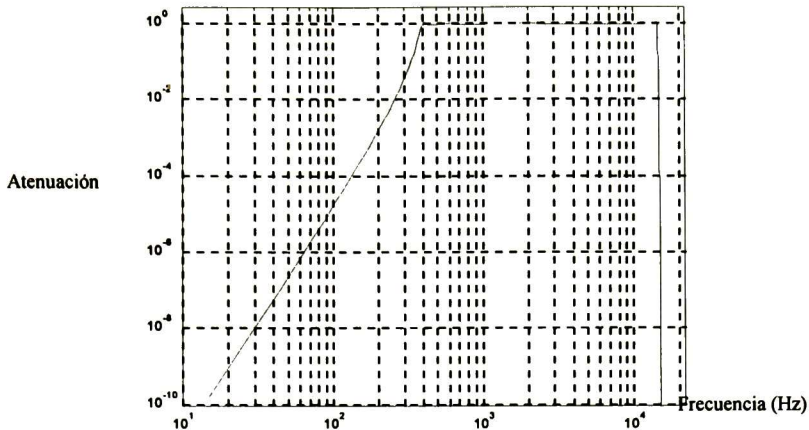


Fig. 4.4 Respuesta combinada de los filtros digitales pasa altas (orden 6) y pasa bajas (orden 3).

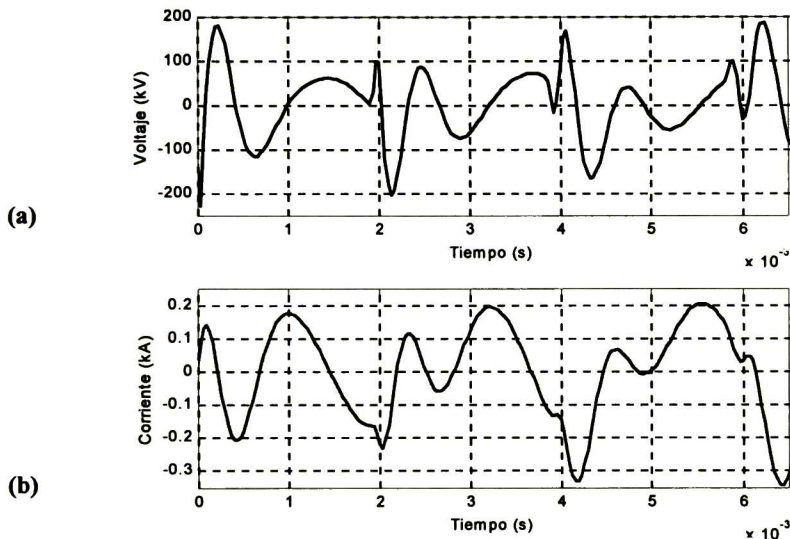


Fig. 4.5 (a) Onda de voltaje de falla vista en el bus 1 después del proceso de filtrado. (b) Onda de corriente de falla filtrada.

Una vez que se ha realizado el proceso de acondicionamiento de las ondas de voltaje y de corriente, se procede a construir las señales S_1 y S_2 en base a:

$$S_1 = v(x,t) + Z_0 i(x,t) = 2F_1(x - ct) \quad (4.2)$$

y

$$S_2 = v(x,t) - Z_0 i(x,t) = 2F_2(x + ct) \quad (4.3)$$

Las señales S_1 (*forward*) y S_2 (*backwards*) construidas a partir de las ondas de voltaje y de corriente de falla de las figuras 4.5a y 4.5b se proporcionan en las figuras 4.6a y 4.6b.

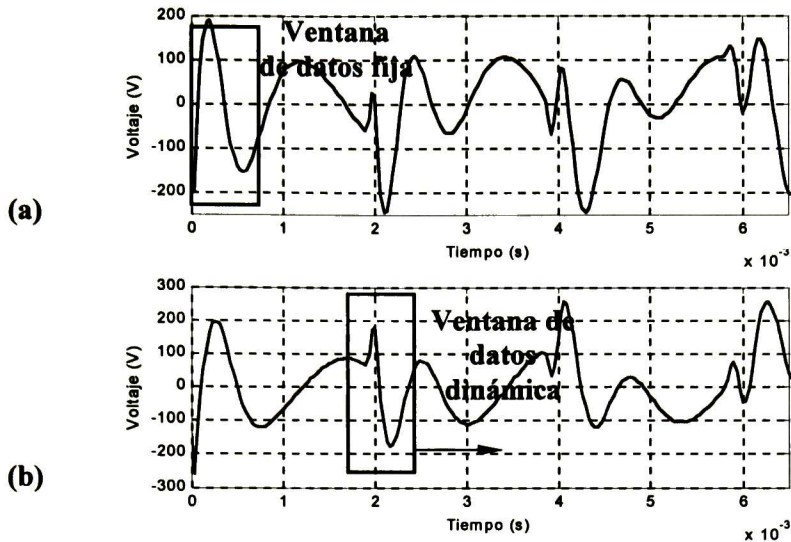


Fig. 4.6 (a) Señal S_1 (forward) (b) Señal S_2 (backwards).

Para iniciar el proceso de covarianza normalizada es necesario establecer las longitudes de las ventanas de datos corta y larga. Para este sistema y para la frecuencia de muestreo empleada (30 kHz) se ha encontrado en forma empírica aquí, que las longitudes apropiadas para las ventanas corta y larga, respectivamente son

$$\frac{1}{3} \cdot \frac{Long}{vel \cdot \Delta t} \quad \text{muestras} \quad (4.4)$$

y

$$\frac{5}{6} \cdot \frac{Long}{vel \cdot \Delta t} \quad \text{muestras} \quad (4.5)$$

donde $Long$ es la longitud de la línea en km , vel es la velocidad de propagación de la onda en km/ms y Δt es el periodo de muestreo en ms . Las ventanas de datos también se ilustran en 4.6a y 4.6b. La figura 4.7a muestra la covarianza normalizada de las señales S_1 en 4.6a y S_2 en 4.6b considerando una longitud de ventana corta (en este caso de 12 muestras). Por otra parte, la figura 4.7b muestra la covarianza normalizada entre ambas señales obtenida con una longitud de ventana larga (en este caso de 30 muestras). Se puede observar en las figuras 4.7a y 4.7b cómo los valores de covarianza están restringidos a un rango entre +1 y -1; esto se debe a la normalización de la covarianza con respecto a la energía de las señales. Otras implicaciones de la normalización propuesta se dan más adelante.

Se puede observar en la figura 4.7a que se obtiene un valor de pico mínimo a un tiempo de 1.967 ms. Considerando la velocidad de propagación de la línea de transmisión estimada por PSCAD/EMTDC® de 244.4 km/ms , la expresión (4.1) proporciona una estimación de distancia a la falla de 240.3 km, que es muy cercana a los 240 km de la ubicación real de la falla. De igual forma, en 4.7b podemos observar un valor pico mínimo mejor definido en el mismo instante de tiempo; por lo tanto, en este caso obtenemos la misma localización utilizando la ventana corta o la ventana larga.

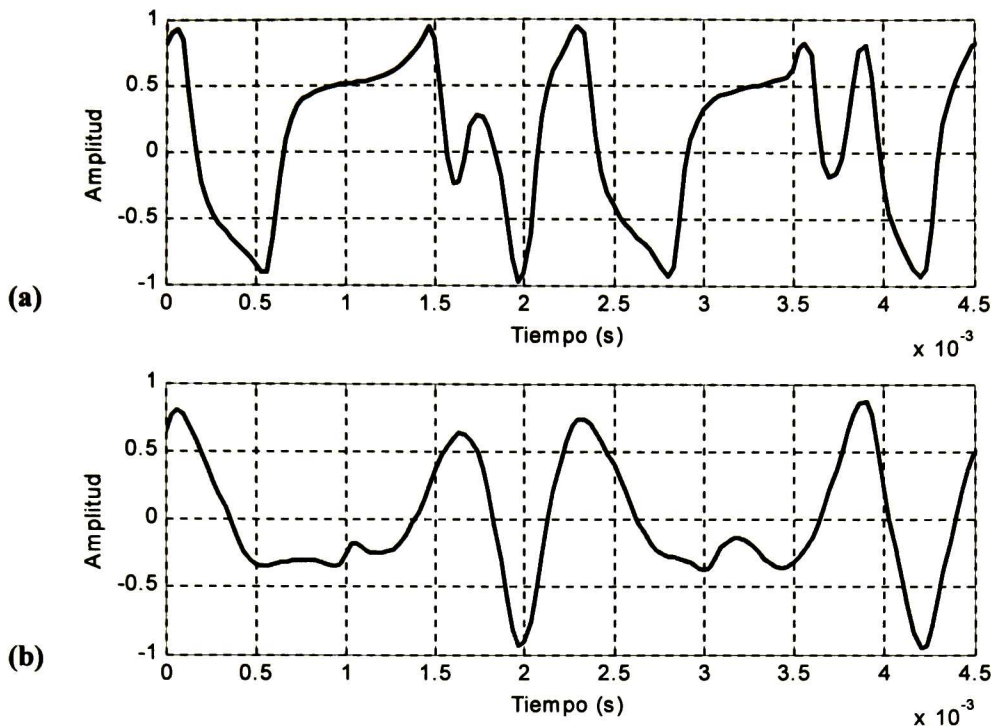


Fig. 4.7 (a) Salida de la función de covarianza normalizada de ventana corta. (b) Salida de la función de covarianza normalizada de ventana larga.

Finalmente, si sumamos los valores obtenidos en la salida de los procesos de covarianza normalizada de ventana corta y de ventana larga mostrados en las figuras 4.7a y 4.7b, obtenemos la salida mostrada en la figura 4.8 (covarianza normalizada compuesta), donde se aprecia que la falla es localizada a 240.3 km (1.97 ms) del bus 1.

Nótese que, puesto que estamos trabajando con valores discretos de tiempo, se tiene una incertidumbre en la localización de falla de hasta $\pm(\Delta t/2) \cdot vel$. Esto significa que para una velocidad de propagación de 244.4 km/ms y un periodo de muestreo de $33.33 \times 10^{-3} \text{ ms}$ ($F_S = 30 \text{ kHz}$) se tendrá un error en la caracterización de la distancia a la falla de hasta $\pm 4.1 \text{ km}$.

La Tabla 4.1 muestra la distancia estimada por el algoritmo de covarianza normalizada para la falla a 240 km con impedancia cero. Aquí se consideran variaciones en el ángulo de falla desde 90° (valor cresta) hasta 180° (cruce por cero). La primera columna muestra el ángulo de falla, la segunda y tercera columnas muestran la caracterización de la falla según los procesos de covarianza normalizada de ventana corta y de ventana larga, respectivamente. La última columna muestra los resultados obtenidos mediante el proceso de ventana compuesta.

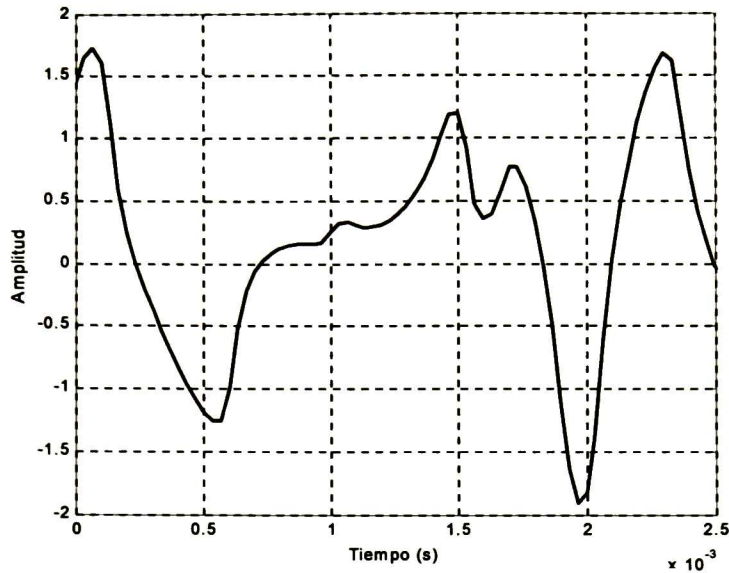


Fig. 4.8 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta para una falla a 240 km del bus 1 con un ángulo de falla de 175°, impedancia de falla de 0 Ω y velocidad de propagación de 244.4 km/ms.

Angulo de Falla	ϕ_{SH}	ϕ_{LG}	$ \phi_{SH} + \phi_{LG} $
90°	240.3	240.3	240.3
130°	240.3	240.3	240.3
140°	240.3	240.3	240.3
160°	240.3	240.3	240.3
175°	240.3	240.3	240.3
180°	240.3	240.3	240.3

Tabla 4.1 Caracterización de la distancia a la falla por parte de los algoritmos de covarianza normalizada, para una falla a 240 km del bus 1 y para distintos ángulos de falla.

4.5.- Ventajas de la Normalización de las Señales con Respecto a su Energía

La normalización de las señales es de gran utilidad para el correcto reconocimiento de las formas de onda. Por ejemplo, si tenemos tres señales como las que se muestran en la figura 4.9 y hacemos una comparación visual entre *a* y *c*, podemos apreciar que tienen formas de onda idénticas pero energía diferente (*c* es una versión escalada de *a*); por otro lado, observando *a* y *b*, podemos ver que ambas señales tienen formas de onda distintas, pero con una similar cantidad de energía. Si buscáramos cuál de las dos formas de onda *b* o *c* se parece más a la señal *a* por medio de la función de covarianza convencional, la covarianza entre *a* y *b* nos daría un pico mayor que la covarianza entre *a* y *c*. Esto se debe a que la señal *b* tiene mayor energía que *c*. Por tal motivo, y para evitar ésta errónea identificación de las formas de onda, es necesario colocarlas a un mismo nivel de energía, de forma tal que al momento de realizar la covarianza entre ellas, el algoritmo se enfoque únicamente en su forma; esto se logra normalizando la covarianza con respecto a la energía de cada una de las señales.

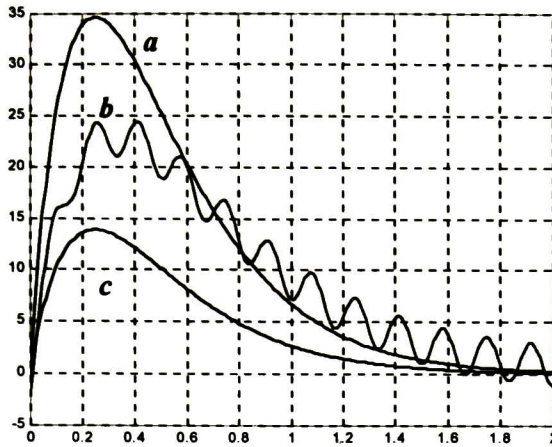


Fig. 4.9 Efecto de la normalización de las señales.

Si analizamos el diagrama de Bewley mostrado en la figura 4.10, en el que consideramos que ambos extremos de la línea tienen conectados dos sistemas equivalentes de tipo inductivo, el rebote S_{2A}' proveniente desde el punto de falla y el rebote S_{2B} proveniente del bus remoto tendrán formas de onda con cierta similitud, pero energías distintas debido a la atenuación sufrida por el viaje a través de la línea y por los coeficientes de reflexión y transmisión. En este caso, la covarianza convencional identificará a la señal que contenga mayor energía como la señal proveniente de la falla, lo cual no siempre es cierto. Este es precisamente el caso en el que la covarianza normalizada tiene un desempeño superior al de la covarianza convencional.

Si ahora suponemos que las fuentes en ambos extremos de la línea mostrada en la figura 4.10, además de ser inductivas tienen impedancias muy similares, entonces, las ondas S_{2B} y S_{2A} tendrán formas casi idénticas y, por lo tanto, el algoritmo de covarianza normalizada seguirá teniendo problemas para identificar cuál de los dos rebotes proviene del punto de falla. No obstante, con el algoritmo de covarianza normalizada, el problema se ha reducido ya a discriminar sólo entre éstas dos formas de onda, ignorando de forma intrínseca a todos los demás rebotes que pudieran causar interferencia. Para hacer el proceso de discriminación entre ambos rebotes, se ha implementado la lógica que se detalla a continuación.

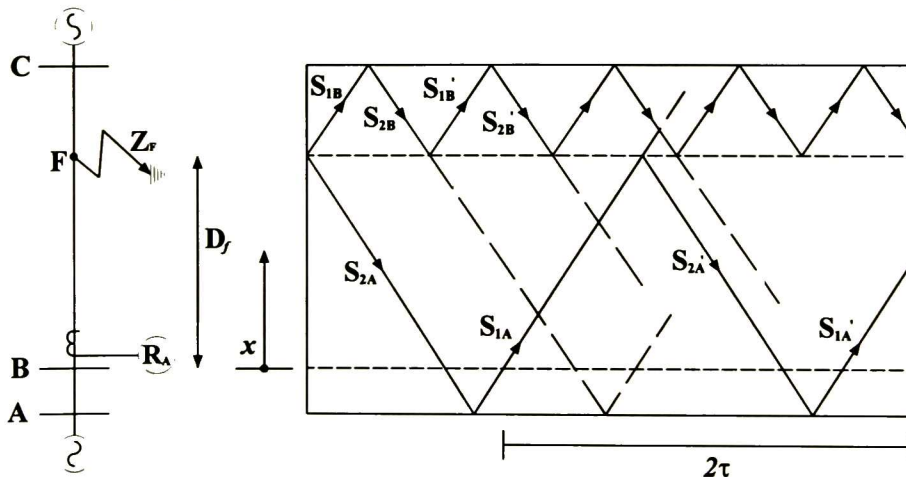


Fig. 4.10 Diagrama de Bewley para falla con impedancia distinta de 0Ω .

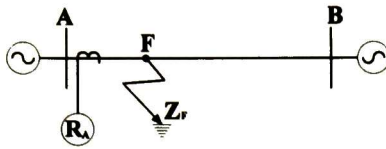
4.6.- Lógica de Discriminación de Ondas Viajeras

Dado que al emplear la covarianza normalizada todavía es necesario discriminar entre dos formas de onda, una proveniente de la falla y otra proveniente del bus remoto, es necesario emplear una técnica alternativa para esto. En la presente tesis, se propone una lógica de discriminación basada en los signos de los rebotes que llegan al relevador.

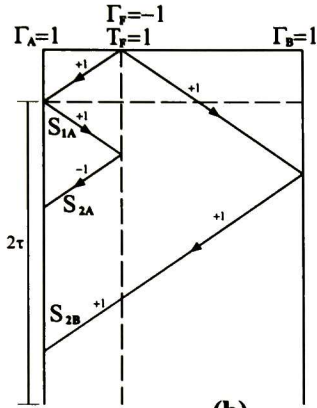
Para desarrollar la lógica de discriminación, nos auxiliaremos en los diagramas de Bewley, con el fin de entender el efecto que tienen los coeficientes de reflexión y de transmisión sobre los signos de las ondas viajeras en un sistema bajo falla. Tomando en cuenta que el coeficiente de reflexión en el punto de falla sólo puede adquirir valores negativos y que el coeficiente de transmisión ahí mismo, sólo puede tomar valores positivos, se les asignará de forma artificial un valor fijo de -1 y $+1$ respectivamente. Esto también se justifica por el hecho de que la técnica de covarianza normalizada restablece la energía que pierden las ondas viajeras en la propagación y los rebotes. Puesto que el coeficiente de reflexión en los extremos de la línea depende de la relación entre la impedancia característica y la impedancia conectada a ellos, asumiremos que los coeficientes en los extremos pueden tomar tanto valores positivos como negativos y por lo tanto, debemos analizar las cuatro combinaciones posibles de polaridades de los coeficientes de reflexión. Estos escenarios se ilustran en las figuras 4.11b, 4.11c, 4.11d y 4.11e.

Asumiendo que las ondas viajeras iniciadas por la falla corresponden a escalones unitarios $u(t)$ propagándose en ambas direcciones, podemos identificar los frentes de onda S_{1A} , S_{2A} y S_{2B} en las figuras 4.11b, 4.11c, 4.11d y 4.11e. Ahí mismo, se han indicado los signos de dichos frentes de onda a lo largo de su recorrido por el sistema hasta llegar al punto del relevador. Analizando la figura 4.11b en donde los coeficientes de reflexión en ambos extremos son positivos, encontramos que la señal S_{1A} tiene signo positivo, la señal S_{2A} tiene signo negativo, y la señal S_{2B} tiene signo positivo. Al realizar la covarianza normalizada entre la señal base S_{1A} y los rebotes de la falla y del bus remoto S_{2A} y S_{2B} , respectivamente, observamos que al llegar el frente de onda S_{2A} se obtendrá un pico mínimo negativo, mientras que, al llegar el frente de onda S_{2B} , tendremos un pico máximo positivo. Siguiendo este mismo análisis para las figuras 4.11c, 4.11d, y 4.11e, obtenemos los resultados que se muestran en la tabla 4.2, en donde la segunda, tercera y cuarta columnas contienen el signo de las señales S_{1A} , S_{2A} y S_{2B} respectivamente, mientras que en la quinta y sexta columnas se muestra el signo del pico obtenido al realizar la covarianza normalizada entre S_{1A} y S_{2A} , y entre S_{1A} y S_{2B} respectivamente.

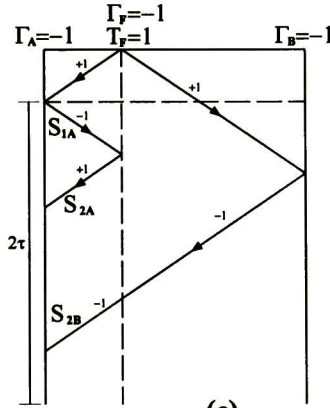
De la tabla 4.2 debemos enfatizar que la covarianza normalizada entre S_{1A} y el rebote proveniente de la falla S_{2A} siempre arroja un valor pico negativo, mientras que, la covarianza normalizada entre S_{1A} y S_{2B} puede tomar ambos signos. En la figura 4.12 se muestra la salida de la covarianza normalizada compuesta, para una falla con impedancia distinta de 0Ω , ángulo de falla $\theta_F = 175^\circ$ y ubicada a 30 km del bus local en el sistema ilustrado en la figura 4.1. Nótese que la gráfica muestra la amplitud de la salida de covarianza normalizada compuesta en función de la distancia a la falla. También se ha hecho énfasis en los tres valores pico más significativos, los cuales se encuentran a 28.5km, 110km y 268.9 km, respectivamente, y han sido nombrados en orden de magnitud como $P1$, $P2$ y $P3$.



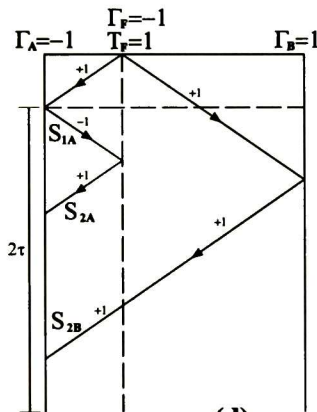
(a)



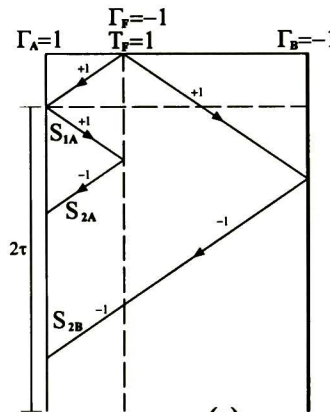
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 4.11 Diagramas de Bewley de las señales normalizadas.

Figura	Energía S_{1A}	Energía S_{2A}	Energía S_{2B}	$\phi S_{1A} S_{2A}$	$\phi S_{1A} S_{2B}$
411a	+1	-1	+1	-1	+1
411b	-1	+1	-1	-1	+1
411c	-1	+1	+1	-1	-1
411d	+1	-1	-1	-1	-1

Tabla 4.2 Covarianza normalizada de las señales

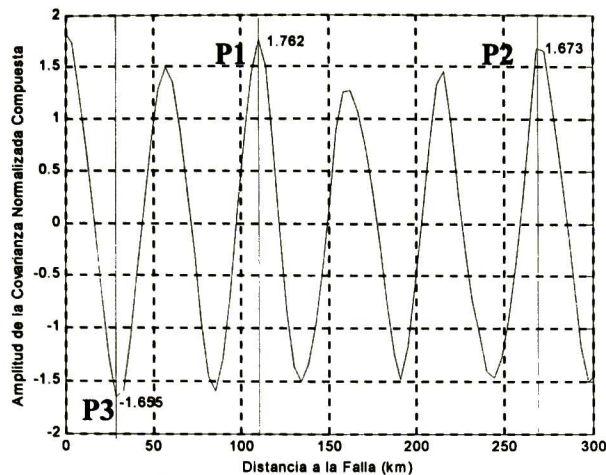


Fig. 4.12 Covarianza Normalizada de Ventana Compuesta, para una falla con impedancia distinta de cero, ángulo de falla $\theta_f = 175^\circ$ y ubicación a 30 km del bus local.

Puesto que se sabe con anterioridad que la falla se encuentra ubicada a 30 km del bus 1, resulta evidente que el pico $P3$ (28.5 km) es el que contiene la información con respecto a la localización de la falla y, como se indica en la tabla 4.2, tiene signo negativo. Por otro lado, el pico $P2$, es provocado por la onda proveniente desde el bus remoto, pues indica una localización de 268.9 km, lo cual es muy cercano a la distancia que existe entre la falla y el bus remoto (270 km). Nótese que en esta ocasión, el signo de $P2$ es positivo. Finalmente, el pico $P3$ puede ser debido a las reflexiones múltiples que ocurren entre el bus 1 y el punto de falla durante todo el tiempo de simulación.

Se puede observar que la distancia medida por la izquierda de $P3$ es similar a la distancia medida por la derecha de $P2$ y viceversa, lo cual no ocurre con $P1$, ésta propiedad nos será útil para identificar los dos picos provocados por los rebotes correctos. Una vez habiendo identificado $P3$ y $P2$ como los picos correctos, podemos ver que el signo de $P3$ es negativo, mientras que el de $P2$ es positivo. Puesto que sabemos que el rebote proveniente de la falla siempre provocará un pico negativo (Tabla 4.2), resulta evidente que la distancia correcta a la falla es la que proporciona $P3$, es decir 28.5 km, lo cual es muy cercano a la localización previamente conocida de la falla (30 km). La tabla 4.3 muestra la información aquí descrita.

Punto	Signo	Distancia al bus 1 (muestras)	Distancia al bus 2 (muestras)
P1	+	109.35 km (28)	186.3 km (47)
P2	+	268.62 km (67)	28.5 km (8)
P3	-	28.5 km (8)	268.62 km (67)

Tabla 4.3 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada.

Obviamente, se pudo haber presentado el caso en que $P2$ tuviera signo negativo al igual que $P3$, lo cual complicaría ligeramente la identificación del rebote correcto. En dicho caso, se identifica cuál de los dos picos posee mayor magnitud y se toma como distancia a la falla la menor longitud que indica éste, ya sea por la derecha o por la izquierda, según la gráfica de covarianza normalizada compuesta.

El diagrama de flujo completo de la lógica de reconocimiento de signos se muestra en la figura 4.13, el cual se explica a continuación. El primer paso, consiste en identificar los tres picos con mayor magnitud en la salida de la covarianza normalizada, obteniéndose sus distancias y signos y ordenarlos por magnitud. A continuación, se verifica si dos de los tres picos, poseen distancias recíprocas por derecha e izquierda. De ser así, se comparan los signos de ambos valores. En el caso de ser signos distintos, la distancia a la falla corresponde a la distancia por la izquierda del pico con signo negativo. En caso de que ambos picos posean valores con el mismo signo, la distancia a la falla será la longitud menor (izquierda o derecha) del pico con mayor magnitud.

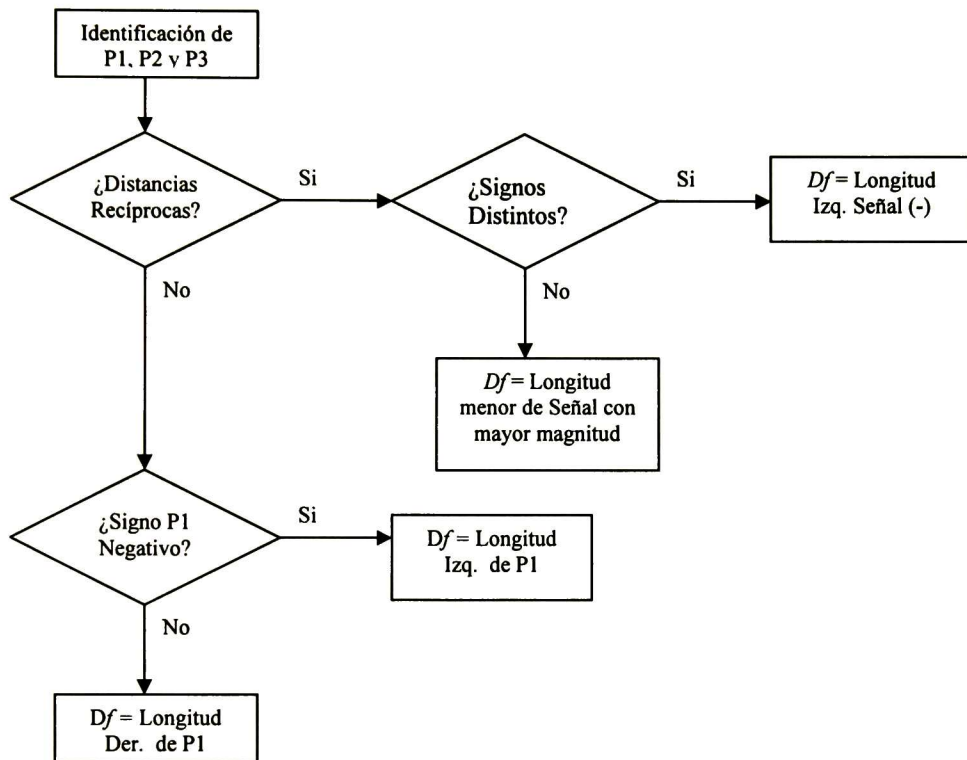


Fig. 4.13 Diagrama de flujo de la lógica de reconocimiento de signos para la Covarianza Normalizada Compuesta.

En el caso de que ninguno de los tres picos presente distancias recíprocas, se toma al pico de mayor magnitud (identificado siempre como $P1$) y se verifica su signo. Si éste es negativo, hay muy altas probabilidades de que éste se deba a la reflexión del bus local; por ello la distancia a la falla será la longitud por la izquierda del mismo. En caso de tener signo positivo, definitivamente éste pico no será debido al rebote proveniente del bus local, teniendo así muy altas probabilidades de deberse al rebote proveniente del bus remoto; por lo tanto, la distancia a la falla en este caso, será la longitud por la derecha de $P1$.

Cabe resaltar que la decisión en la lógica, cuando se tienen distancias recíprocas y signos iguales entre si, ha sido obtenida en forma empírica por medio de pruebas exhaustivas para distintos tipos de falla, distintas impedancias de falla y distintos ángulos de falla, tanto en

sistemas monofásicos como trifásicos. En todas ellas ésta propiedad se ha verificado. Para mayor información al respecto ver apéndices A9 – A21.

4.7.- Simulaciones con Línea de Transmisión Trifásica

Hasta el momento sólo hemos presentado resultados para sistemas con línea de transmisión monofásica y sin distorsión; pero, como veremos a continuación, cuando incluimos el modelo completo de la línea de transmisión trifásica con parámetros dependientes de la frecuencia, el comportamiento de la función de covarianza normalizada compuesta es muy similar al que se observó en el caso monofásico. Para llevar a cabo las simulaciones, se utilizó la línea de transmisión que se muestra en las figuras 4.14 (a) y (b).

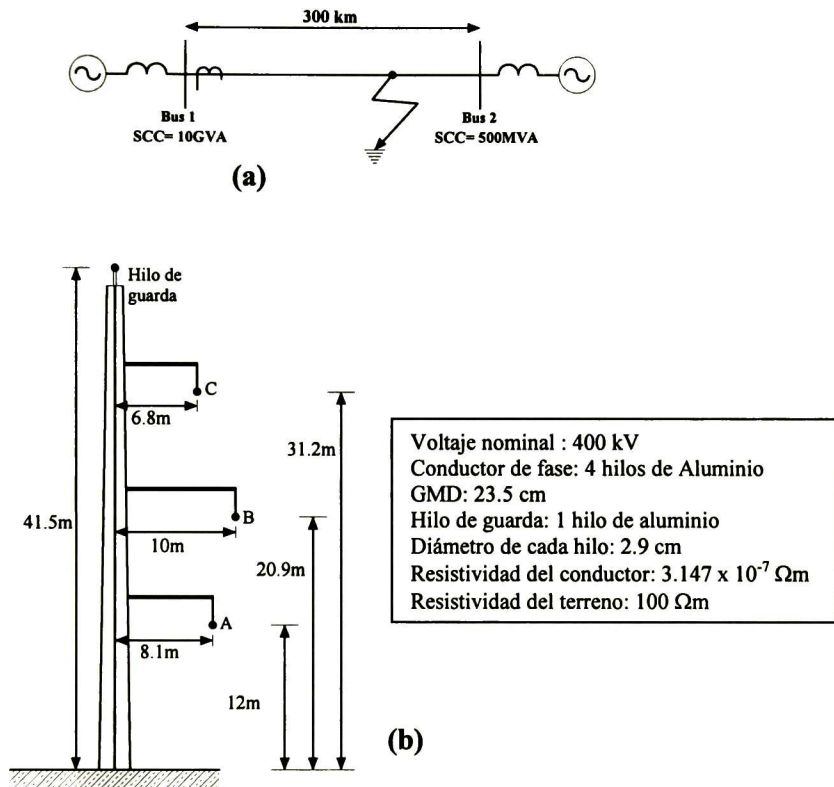


Fig. 4.14 Configuración y parámetros eléctricos del sistema trifásico de prueba.

Una línea de transmisión con pérdidas generalmente presenta distorsión debida a la dependencia frecuencial de sus parámetros eléctricos, Esto se manifiesta en que las diversas componentes de frecuencia presentes en las ondas viajeras se desplacen a velocidades y con atenuaciones distintas. Esto crea la distorsión en las ondas de voltaje y de corriente. De igual forma, cuando se trabaja con sistemas de transmisión multiconductores se presentan acoplamientos entre los parámetros eléctricos de las fases y, por lo tanto, también acoplamientos entre los voltajes y las corrientes. Esto agrega aún más distorsión. Para tratar este problema, se hará uso de la técnica de análisis modal [2].

4.8.- Análisis Modal

Empleando el análisis modal obtenemos las siguientes matrices modales de voltajes y de corrientes para la geometría de la línea de la figura 4.14 b, considerando una frecuencia de 5 kHz. Nótese que las partes imaginarias son despreciables con respecto a la parte real.

$$M = \begin{bmatrix} 0.6561 & -0.5721 & -0.2200 \\ 0.5682 & 0.3043 & 0.8099 \\ 0.4949 & 0.7603 & -0.5434 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0.0000 & 0.0351 & 0.0035 \\ -0.0198 & 0.0264 & 0.0000 \\ -0.0333 & 0.0000 & -0.0161 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$N = \begin{bmatrix} 0.7956 & -0.7251 & -0.2867 \\ 0.4888 & 0.2521 & 0.7978 \\ 0.4054 & 0.6698 & -0.5351 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0.0470 & 0.0043 & 0.0085 \\ 0.0039 & 0.0287 & -0.0098 \\ -0.0199 & 0.0165 & -0.0041 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La matriz diagonal de impedancias características modales calculadas por PSCAD/EMTDC[®], se muestra a continuación:

$$Z_{0m} = \begin{bmatrix} 588.21 - j20.214 & 0 & 0 \\ 0 & 283.404 + j0.178 & 0 \\ 0 & 0 & 283.404 + j0.178 \end{bmatrix} \Omega \quad (4.8)$$

en donde la primera columna de (4.6), (4.7) y (4.8) corresponde al modo de tierra, la segunda columna corresponde al modo aéreo 1 y la última columna corresponde al modo aéreo 2.

De la matriz diagonal de eigenvalores de ZY obtenemos las siguientes velocidades modales

$$Vel = \begin{bmatrix} 211.07 \\ 294.294 \\ 294.294 \end{bmatrix} km/ms \quad (4.9)$$

donde el elemento (1,1) es la velocidad del modo de tierra y los elementos (1,2) y (1,3) son las velocidades de modo aéreo 1 y modo aéreo 2 respectivamente. Expresando de forma matricial las relaciones para las señales S_1 y S_2 modales, tendremos:

$$S_{1m} = M^{-1}V + Z_{0m}N^{-1}I \quad (4.10)$$

y

$$S_{2m} = M^{-1}V - Z_{0m}N^{-1}I \quad (4.11)$$

donde

$$Z_{0m} = M^{-1}Z_C N \quad (4.12)$$

Puesto que el modo aéreo 1 tiene componentes de las 3 fases, a través de éste es posible detectar fallas en cualquiera de ellas; por lo tanto, se utilizarán los voltajes y corrientes de éste modo de propagación para construir las señales necesarias para el algoritmo de covarianza normalizada. Obsérvese que la parte imaginaria de la matriz de impedancia característica modal (Z_{0m}) es muy pequeña en comparación con la parte real; por lo tanto, sólo la parte real de esta matriz será utilizada en (4.10) y (4.11).

Para llevar a cabo la covarianza normalizada, se sigue el mismo proceso de acondicionamiento de señales que se utilizó con el sistema monofásico; es decir, primero se extrae el estado de pre-falla de los vectores de voltaje y corriente, se hace el filtrado digital paso banda por medio del filtro usado para el sistema monofásico (ver apéndice A1), posteriormente se construyen los vectores S_{1m} y S_{2m} por medio de (4.10) y (4.11), y se extraen los componentes del modo aéreo 1; con éstas señales se realiza el proceso de covarianza normalizada de ventana compuesta utilizando las longitudes de ventana descritas en (4.4) y (4.5); finalmente, se sigue el criterio de discriminación descrito en la figura 4.13, estableciendo de este modo la correcta distancia a la falla desde el bus 1.

Puesto que se ha observado que la falla más problemática de caracterizar por medio del algoritmo ordinario de covarianza es la monofásica [4], evaluaremos el desempeño del algoritmo de covarianza normalizada compuesta para ésta misma. Si consideramos que al sistema de la figura 4.14 se le aplica una falla monofásica en la fase A a una distancia de 120 km del bus 1, con un ángulo de falla $\theta_f = 180^\circ$ (cruce por cero) y con una impedancia de falla $Z_f = 400 \Omega$, observamos que la salida de la función de covarianza normalizada compuesta tendrá la forma mostrada en la figura 4.15. Siguiendo el criterio establecido en el diagrama de flujo de la figura 4.13, identificamos los tres picos de mayor magnitud y los numeramos en orden descendente, tal y como se muestra en la figura 4.15. Posteriormente identificamos las distancias por la izquierda y por la derecha de cada uno de estos tres valores pico, obteniendo así los resultados mostrados en la tabla 4.4.

Obsérvese que, para una línea de transmisión de 300km, con una velocidad modal de propagación de 294.294 km/ms , una frecuencia de muestreo de 30 kHz y un tiempo de simulación 2τ , tendremos un total de 62 muestras (desde cero hasta 300 km) y una incertidumbre en la localización de la falla de $\pm 4.905 \text{ km}$.

A partir de los datos de la tabla 4.4 podemos observar que ninguno de los tres valores pico presenta una relación recíproca entre las distancias por la derecha y por la izquierda; por lo cual se usa el pico $P1$ y, puesto que su signo es positivo, se toma la distancia por la derecha como la distancia real a la falla. O sea que, a partir de la figura 4.15 diríamos que la distancia a la falla es de 118.52 km. Nótese que esto es muy cercano a la distancia real de 120 km en la que se aplicó la falla.

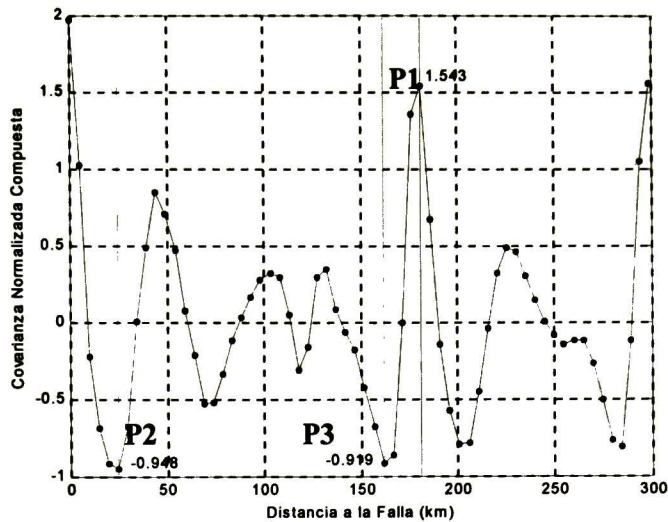


Fig. 4.15 Covarianza normalizada compuesta para falla de fase A a tierra con ángulo de falla $\theta_f = 180^\circ$ e impedancia de falla $Z_f = 400 \Omega$ aplicada a 120 km del bus local.

Punto	Signo	Distancia al bus 1 (muestras)	Distancia al bus 2 (muestras)
P1	+	181.48 km (37)	118.52 km (24)
P2		24.5 km (5)	277.5 km (56)
P3		161.86 km (33)	138.14 km (28)

Tabla 4.4 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada.

Cabe enfatizar, que el caso anterior es uno de los mas patológicos que han sido reportados por McLaren *et. al.* en [4] y [5] para el algoritmo de covarianza convencional. Tenemos aquí pues el caso de falla monofásica con una alta impedancia respecto a la característica de la línea y un ángulo de falla de 180° , o sea de cruce por cero; sin embargo, el algoritmo de covarianza normalizada compuesta ha demostrado obtener una correcta caracterización de la distancia a la falla bajo dichas circunstancias.

Otro caso especial reportado como problemático por McLaren *et. al.* en [4] y [5] para el algoritmo convencional de covarianza es el de fallas muy cercanas al bus protegido (“close-in faults”). En éste caso particular, McLaren y Crossley han implementado un proceso adicional al de covarianza en donde se utiliza la energía en las señales de falla para identificar una falla muy cercana al bus protegido [5]. Observemos ahora el comportamiento del algoritmo de covarianza normalizada compuesta en relación a este problema.

En la figura 4.16 se observa la salida de la función de covarianza normalizada para una falla de la fase A a tierra aplicada a 5 km del bus local; la impedancia de falla aquí es $Z_f = 0\Omega$ y el ángulo de inyección de falla es $\theta_f = 180^\circ$. En la tabla 4.5 se muestran los tres picos máximos para éste caso; en base a esto, y siguiendo el criterio establecido aquí para la identificación, obtenemos una distancia de falla de 29.43 km, que es bastante diferente a la de 5 km en que fue inyectada la falla.

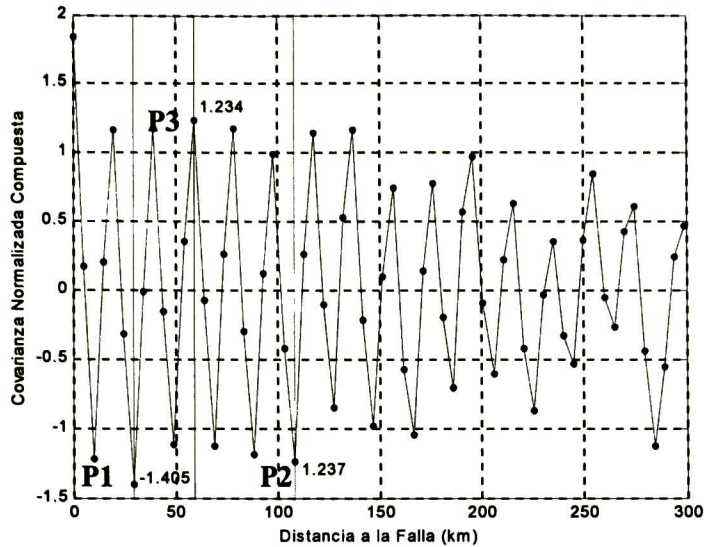


Fig. 4.16 Covarianza Normalizada para falla de fase A a tierra con ángulo de falla $\theta_f = 180^\circ$ e impedancia de falla $Z_f = 0 \Omega$ aplicada a 5 km del bus local.

Punto	Signo	Distancia al bus 1 (muestras)	Distancia al bus 2 (muestras)
P1	+	29.43 km (6)	270.57 km (55)
P2		107.9 km (22)	192.1 km (39)
P3		58.86 km (12)	241.14 km (49)

Tabla 4.5 Distancias por la izquierda y por la derecha de los puntos en la función de covarianza normalizada

Puesto que en la etapa de acondicionamiento de señales se ha implementado un filtro digital pasa banda, el cual tiene una frecuencia superior de corte a 14500 Hz, es de esperarse que no haya aportación por parte de las componentes espectrales en tal frecuencia. Asumiendo dicha frecuencia de corte para una velocidad de propagación de 294.294 km/ms tendremos una longitud de 20.29 km. Esto quiere decir que para fallas entre 0 y 20.29 km el algoritmo no tendrá una buena localización tal y como se observó en la figura 4.16; sin embargo, la señal seguirá conteniendo componentes de frecuencias sub-múltiplos de las frecuencias superiores a los 14500 Hz. Por lo tanto, una falla dentro de ese rango de distancia podrá ser ubicada a una distancia muy cercana a los 20.29 km, tal y como sucedió en el ejemplo anterior.

En la tabla 4.6 se resumen los resultados obtenidos para las pruebas realizadas al sistema de la figura 4.14. Estas consisten en aplicar fallas de la fase A a tierra con distintas distancias e impedancias. El ángulo de falla se mantuvo a 180° (cruce por cero). Podemos observar, en la tabla 4.6 que, en general, la caracterización de la distancia a la falla por parte del algoritmo de covarianza normalizada compuesta, cuando el ángulo de inyección se encuentra en el cruce por cero, tiene una precisión muy buena; mientras que, por otra parte, el algoritmo convencional no detecta este tipo de fallas. También se ha realizado un gran número de pruebas para el sistema de la figura 4.14 en el que se incluyen fallas bifásicas, fallas bifásicas a tierra y fallas trifásicas; todas ellas para distintos valores de impedancia de falla, de ubicación de falla, así como de ángulos de falla muy cercanos a cero o en el cruce por éste. En todas estas pruebas el algoritmo de covarianza normalizada compuesta ha obtenido resultado similares a los mostrados en la tabla 4.6 (ver apéndices A19 – A21).

Tipo de Falla	Distancia Real a la Falla	Impedancia de Falla				
		0 Ω	75 Ω	200 Ω	400 Ω	700 Ω
		Distancia a la falla en km				
A-G	30 km	29.43	24.93	30.2	30.2	30.2
A-G	100 km	98.9	98.9	98.9	98.9	98.9
A-G	120 km	118.5	118.52	118.52	118.52	118.52
A-G	150 km	133.5	137.34	137.34	148	148
A-G	200 km	201.1	201.1	201.1	201.1	201.1
A-G	240 km	240.4	241.14	241.14	241.14	241.14
A-G	295 km	294.3	289.4	289.4	284.48	284.48

Tabla 4.6 Distancia a la falla obtenida con el algoritmo de covarianza normalizada compuesta para una falla de la fase A a tierra en un sistema trifásico, con ángulo de falla de 180° y distintas impedancias de falla.

Aún cuando se han obtenido localizaciones de falla muy acertadas en la mayoría de los casos, debemos resaltar, que el propósito de un algoritmo de reconocimiento de patrones, utilizado por los esquemas de protección, no es el de realizar una localización exacta del punto de falla; sino de determinar si una falla se encuentra fuera o dentro de la zona de la línea de transmisión protegida, para así poder realizar las acciones pertinentes. Desde este punto de vista, el algoritmo de covarianza normalizada tiene un desempeño muy exitoso.

4.9.- Observaciones del capítulo

En este capítulo se ha adoptado la misma configuración de línea de transmisión empleada por McLaren y Crossley en la referencia [4]; esto con el fin de poder establecer una comparación directa entre el desempeño de ambos algoritmos para las condiciones adversas indicadas en la referencia [5]. Sin embargo, es importante mencionar que existen otras configuraciones que merecen un estudio propio; tales son los casos de línea horizontal, de línea con transposiciones y de línea con compensación; sólo por mencionar algunos.

En el trabajo original de McLaren y Crossley se realiza la descomposición modal de las señales de voltaje y corriente por medio de la matriz de modos de Clarke, asumiendo que tanto las matrices de descomposición de voltajes como la de corrientes son idénticas, es decir:

$$\mathbf{M} = \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

En la presente tesis hemos decidido utilizar las matrices de descomposición modal, tanto de voltajes como de corrientes, propias de la línea de transmisión utilizada para las pruebas. Esto supone una mayor precisión en los cálculos, aunque para una línea de transmisión en configuración vertical como la empleada, la matriz de descomposición de Clarke es una buena elección. Esto último ha sido corroborado por las simulaciones presentadas en esta tesis. Para la selección de las matrices de descomposición modal de voltaje y de corriente empleadas aquí, se ha tomado una frecuencia representativa de 5 kHz. El comportamiento de los elementos de éstas matrices es casi monótono (ver apéndices A3 – A8).

V.- CONCLUSIONES

5.1.- Conclusiones Generales

En esta tesis, se han propuesto e implementado modificaciones al algoritmo de protección de distancia previamente propuesto por McLaren y Crossley [4]. El objetivo de éstas es mejorar el desempeño de dicho algoritmo para condiciones específicas reportadas como problemáticas; como son, la caracterización de fallas con alta impedancia o fallas que ocurran cerca del cruce por cero de la onda de voltaje [5].

Con el fin de reproducir los resultados obtenidos por McLaren y Crossley en [4], se han realizado simulaciones para el sistema monofásico propuesto por estos autores. Para éstas se ha utilizado PSCAD/EMTDC® Versión 4.1, empleándose el modelo de línea con parámetros dependientes de la frecuencia (“Frequency Dependent Phase Domain Line Model”). De este modo, se ha obtenido una base de datos del sistema en el que se ha variado la localización de la falla con respecto al punto de protección, la impedancia de falla y el ángulo de aplicación con respecto a la onda de voltaje. Posteriormente, se ha implementado en MATLAB® el algoritmo de caracterización de la distancia a la falla tal como se propone en [4] y éste se ha probado para todos los casos en la base de datos previamente obtenida. Con base en esto se ha podido corroborar que el algoritmo tradicional de caracterización de la distancia a la falla de McLaren y Crossley no funciona correctamente cuando la falla tiene una alta impedancia con respecto a la característica de la línea, y que tampoco tiene un buen desempeño cuando el ángulo de falla es cercano al cruce por cero de la onda de voltaje.

Con base en los resultados anteriores se ha procedido a trabajar en el algoritmo de caracterización de distancia a la falla para el sistema monofásico, buscando hacer una reestructuración que pudiera mejorar su comportamiento para las condiciones anómalas antes mencionadas. En primera instancia, se ha realizado un análisis espectral de las señales de voltaje y de corriente de falla de las distintas formas de onda en la base de datos. Con esto se ha podido observar que dichas señales tienen un alto contenido de componente a frecuencia fundamental. Ésta enmascara a las componentes de alta frecuencia que contienen la información referente a la localización de la falla. Por esto mismo, se ha procedido a hacer un filtrado digital de las señales de voltaje y de corriente de falla antes de reconstruir las ondas viajeras directa e inversa, S_1 y S_2 , respectivamente. Con el proceso de filtrado se ha logrado un buen comportamiento del algoritmo de caracterización cuando se aplica falla sólida; inclusive cuando el ángulo de falla coincide con el cruce por cero (0° y 180°). Éste algoritmo, sin embargo, sigue manifestando problemas serios cuando se varía la impedancia de falla.

En segundo lugar, se ha procedido a hacer la normalización de la salida de la función de covarianza con respecto a las energías de ambas ventanas de datos, con lo cual el comportamiento del algoritmo de caracterización de distancia para fallas de alta impedancia ha arrojado resultados muy positivos. En esta segunda etapa del proyecto se ha observado que la polaridad de los picos máximos de la salida de la función de covarianza normalizada no es de importancia, mientras que la magnitud sí lo es. Por lo tanto, se ha optado por utilizar el valor absoluto de la covarianza misma para determinar la correcta distancia a la falla.

Una vez que se ha logrado un desempeño satisfactorio para el caso monofásico, se ha procedido a crear la base de datos para el sistema trifásico con la configuración propuesta por McLaren y Crossley en [4]. Aquí, de nuevo, se han simulado diversos escenarios variando la localización, la impedancia, el ángulo de falla, así como el tipo de éstas (fallas monofásicas, bifásicas, bifásicas a tierra y trifásicas).

Puesto que en un sistema trifásico real se presentan los fenómenos de acoplamientos entre fases así como de distorsión, es necesario recurrir al análisis modal para hacer una adaptación del algoritmo monofásico a un sistema polifásico. Para hacer la descomposición modal de las señales de voltaje y de corriente de falla se utilizan las matrices de modos correspondientes, calculadas a 5 kHz y obtenidas por medio de un programa de cálculo de parámetros eléctricos de líneas de transmisión programado en MATLAB®. Para reconstruir las ondas viajeras modales en sentido directo e inverso (S_{1m} y S_{2m}), se han aplicado las matrices modales a las señales filtradas de voltaje y de corriente de falla, utilizándose las ondas viajeras del modo aéreo 1 como entradas de la función de covarianza normalizada.

En esta etapa del proyecto, se ha observado que el signo del pico máximo en la salida de la función de covarianza normalizada tiene implicaciones importantes concernientes a la identificación de los rebotes, provocados por las distintas discontinuidades en el sistema. Por este motivo, se ha abandonado el uso del valor absoluto de la salida de la función de covarianza normalizada y se ha desarrollado, de forma empírica, una lógica de discriminación de rebotes. Ésta emplea, para tal fin, el signo del pico obtenido.

Finalmente, tomando en cuenta todas las modificaciones antes descritas, se ha obtenido un excelente desempeño global del algoritmo para las condiciones de aplicación de falla en puntos cercanos al cruce por cero, e incluso en el cruce mismo. También se ha obtenido un desempeño muy alentador para fallas de alta impedancia y para fallas cercanas al bus protegido. Dichas condiciones han sido objeto de investigación por parte de varios especialistas en los últimos años [5-16].

Aunque hasta el momento las modificaciones realizadas al algoritmo ordinario de covarianza han mostrado un rendimiento sobresaliente para las condiciones patológicas antes mencionadas, se debe resaltar que es necesario realizar más pruebas en el algoritmo de covarianza normalizada propuesto; esto con el fin de analizar distintas condiciones que hasta ahora no han sido probadas. Entre ellas, la transposición de las líneas de transmisión, el acoplamiento de líneas, los sistemas de transmisión más complejos (mayor número de nodos y líneas), las líneas compensadas y los dispositivos FACTS

5.2.- Trabajos Futuros

Con base en las necesidades encontradas en la simulación y prueba del algoritmo de **Covarianza Normalizada**, se plantean las siguientes líneas de investigación, con la finalidad de darle continuidad a este proyecto.

- I. Determinación de un filtro óptimo para eliminar la componente de 60 Hz.
- II. Establecer mejores criterios para determinar las matrices de descomposición modal de voltaje y de corriente más apropiadas.
- III. Desarrollo de filtros modales como alternativa al tratamiento de las señales
- IV. Análisis de métodos de detección de la falla. En este trabajo se asume un detector ideal.
- V. Evaluación de los algoritmos existentes para los elementos direccionales de esquemas de protección UHS y/o diseño de un nuevo método de discriminación direccional.
- VI. Consideración y evaluación de los efectos de las transposiciones en el algoritmo de protección de distancia de onda viajera.
- VII. Evaluación del algoritmo considerando redes con mayor número de líneas y nodos
- VIII. Evaluación de los efectos de los sistemas de compensación y dispositivos FACTS en el desempeño del algoritmo de protección de distancia.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] H.W. Dommel, “Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multi-phase networks”, IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, vol. 88, No. 2 , pp. 734-741, april, 1969.
- [2] L. M. Wedepohl, S. E. T. Mohamed, “Multiconductor transmission lines theory of natural modes and Fourier integral applied to transient analysis”, Proceedings IEE, Vol. 116, No. 9, September 1969
- [3] John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, “Tratamiento digital de señales”, Prentice Hall, Tercera edición.
- [4] P. A. Crossley, P.G. McLaren, “Distance protection based on traveling waves”, IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 9, pp 2971-2983, Sept 1983.
- [5] E.H. Shehab-Eldin, P.G. McLaren, “Traveling wave distance protection problem areas and solutions”, IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 3, No. 3, pp 894 – 902, July 1988.
- [6] S. Rajendra, P.G. McLaren, “Traveling wave applied to the protection of teed circuits: Principle of traveling wave techniques”, IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 12, pp 3544 – 3550, December 1985.
- [7] S. Rajendra, P.G. McLaren, “Traveling wave applied to the protection of teed circuits: Multi-Phase / Multi-Circuit system”, IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 12, pp 3551 – 3557, December 1985.
- [8] Ernesto Vázquez, Héctor J. Altuve, Oscar L. Chacón, “Protección de onda viajera en líneas de transmisión”, RVP-AI/99-PRO-28, pp 418 – 424, Julio 1999.
- [9] G.B.Ancell, N.C.Pahalawaththa, “Maximum likelihood estimation of fault location on transmission lines using travelling waves”, IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 9, No. 2, April 1994.
- [10] Hermann W. Dommel, John M. Michels, “High speed relaying relaying using traveling wave analysis”, 1978 Winter Power Meeting, New York, NY, January 29 – February 3, paper No. A78 214-9.
- [11] G.B. Ancell, N.C. Pahalawaththa, “Effects of frequency dependence and line parameters on single ended traveling wave based fault location”, IEE Proceedings -C, Vol. 139, No. 4, pp 332 – 342, July 1992
- [12] M.M. Mansour, G.W.Swift, “A multi-processor based traveling wave relay – theory and realization”, IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. PWRD-1, No.1, pp 272 – 279, January 1986.

- [13] M. Vittins, "A fundamental concept for high speed relaying", IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 1, January 1981.
- [14] M. Vittins, "A correlation method for transmission line protection", IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No. 5, Sept./Oct. 1978.
- [15] Z. Qo. Bo, M. A. Redfern, G. C. Weller, "Positional Protection of Transmission Line Using Fault Generated High Frequency Transient Signals", IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 15, No. 3, July 2000.
- [16] C. Christopoulos, D.W.P. Thomas, A. Wright, "Signal processing and discriminating techniques incorporated in a protective scheme based on travelling waves", IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. C, No. 5, September 1989.
- [17] L. M. Wedepohl, "Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems", IEE Proceedings, Vol.110, No. 12, December 1963.
- [18] R. H. Galloway, W.B. Shorrocks, L. M. Wedepohl, "Calculation of electrical parameters for short and long polyphase transmission lines", IEE Proceedings, Vol III, No. 12, December 1964.
- [19] R. Radulet, Al. Timotin, A. Tugulea, "The propagation equations with transient parameters for long lines with losses", Rev. Roumanie Sci. Tech. Electrotech. Et Energetique, pp. 587-599, 15, (4), 1970.
- [20] D. E. Hedman, "Propagation on overhead transmission lines I-theory of modal analysis. II-Earth-conduction effects and practical results", IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, pp. 200-211, March 1965.
- [21] L. M. Wedepohl, "Electrical Characteristics of polyphase transmission systems with special reference to boundary-value calculations at power-line carrier frequencies", IEE Proceedings, Vol. 112, No. 11, November 1965.

Coefficientes del Filtro paso Bajas tipo Chebyshev 1

Fs = 30kHz

Fc = 14.5 kHz

Atenuación a 15 kHz = 120 dB

Orden = 3

Numerador =

[8.324527406127441e-001 2.497358221838232e+000 2.497358221838232e+000
8.324527406127441e-001]

Denominador =

[1.000000000000000e+000 2.652094523173299e+000 2.331723612968339e+000
6.758037887603148e-001]

A1

Coefficientes del Filtro paso Altas tipo Chebyshev 1

Fs = 30kHz

Fc = 400 Hz

Atenuación a 60 Hz = 120 dB

Orden = 6

Numerador =

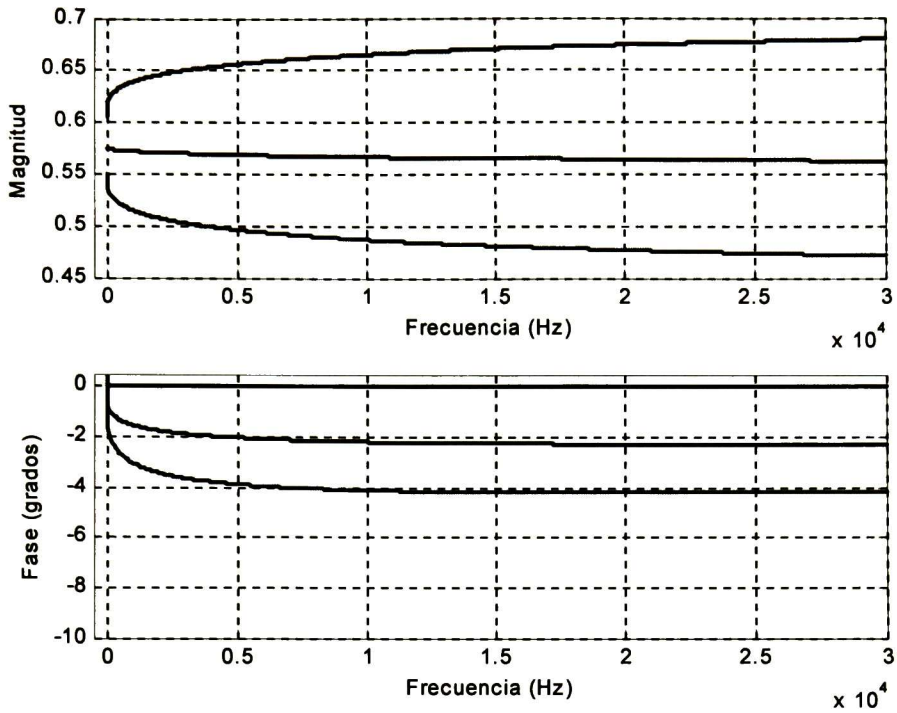
[5.980131274930869e-001 -3.588078764958521e+000 8.970196912396302e+000
-1.196026254986174e+001 8.970196912396302e+000 -3.588078764958521e+000
5.980131274930869e-001]

Denominador =

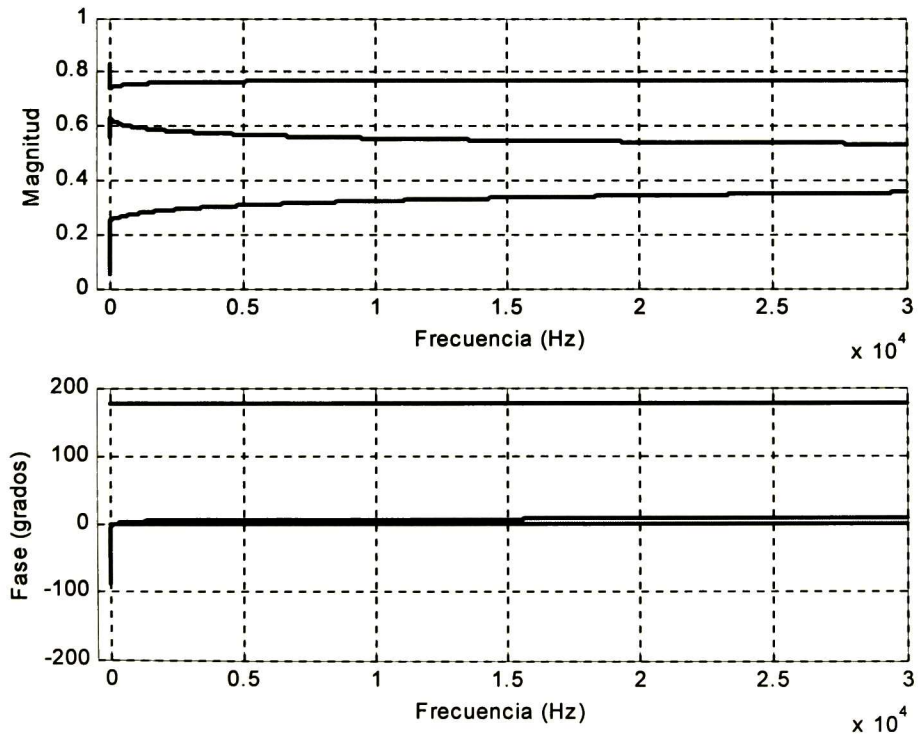
[1.000000000000000e+000 -5.638058790833885e+000 1.329813668888345e+001
-1.680092911411196e+001 1.199626005914436e+001 -4.591920615830587e+000
7.365183959163399e-001]

*Nota, los coeficientes del filtro han sido obtenidos por medio de la herramienta fdatool (Filter Design and Analisis Tool) de MATLAB® Ver. 6.1.

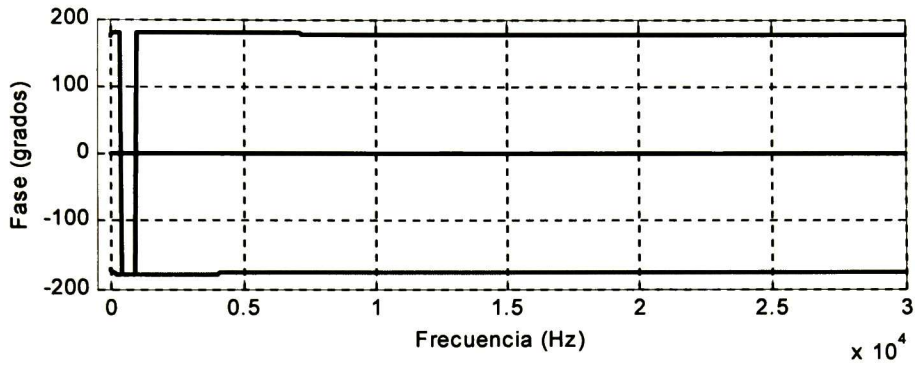
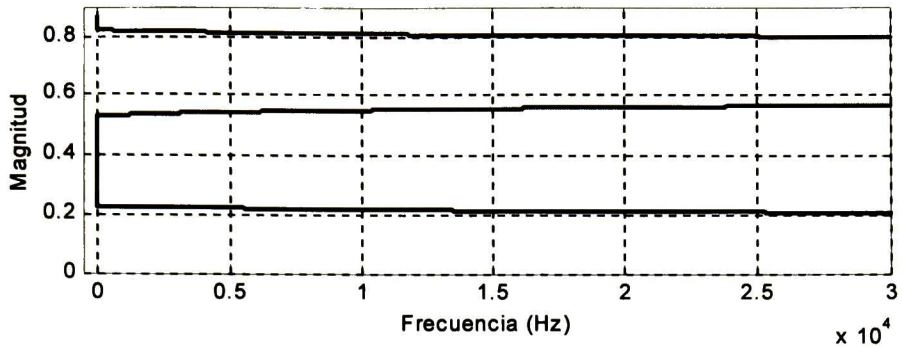
A2



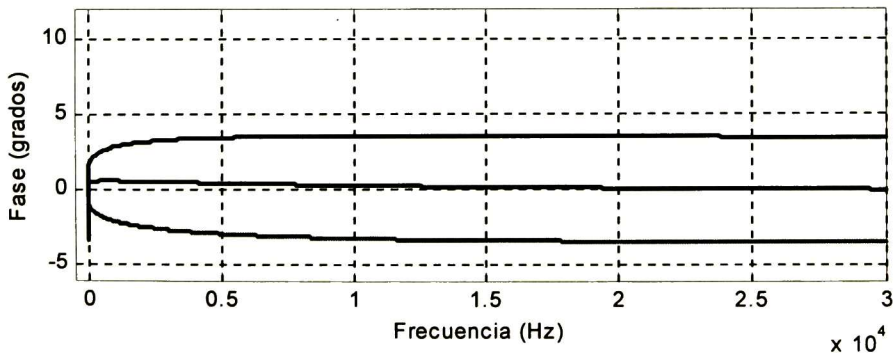
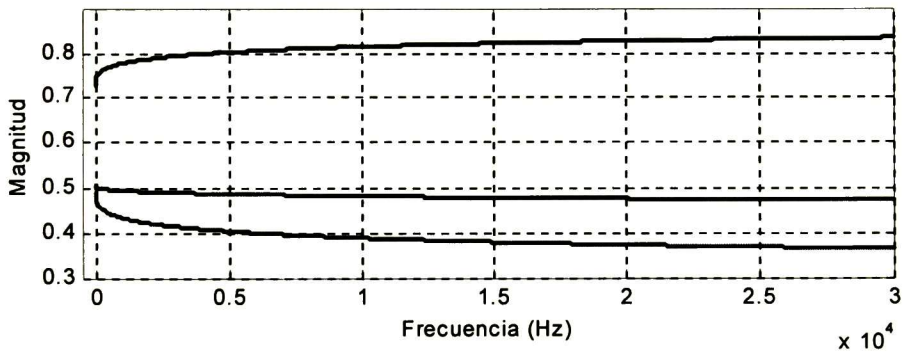
A3 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo de tierra en la matriz de descomposición modal de voltajes.



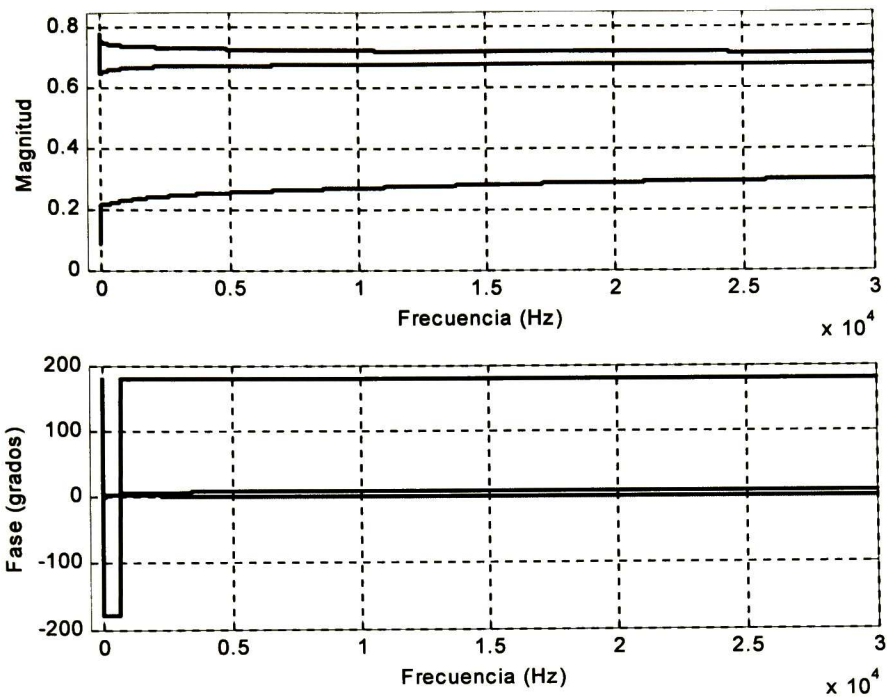
A4 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo aéreo 1 en la matriz de descomposición modal de voltajes.



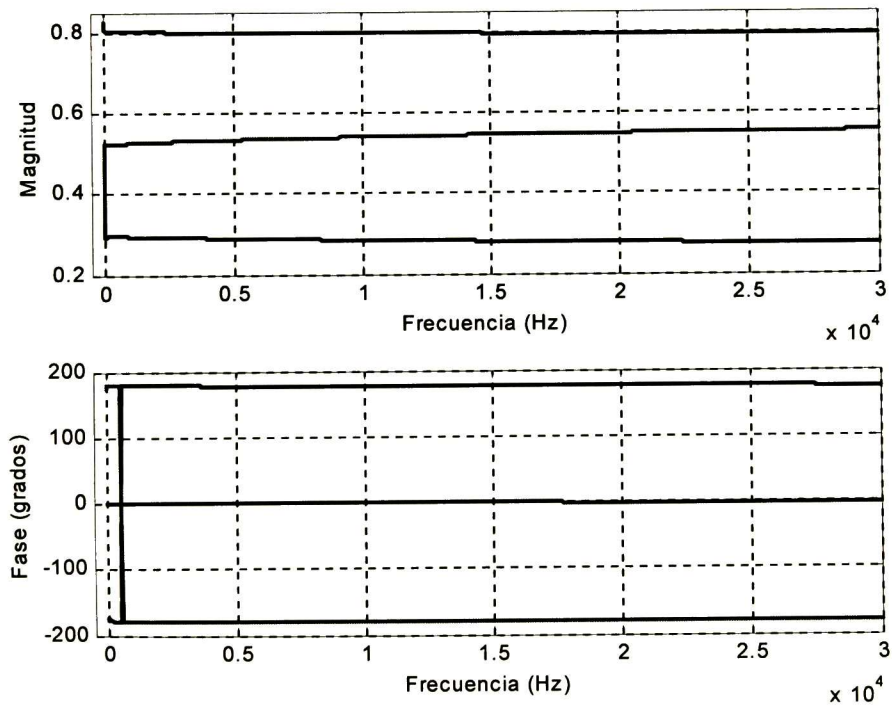
A5 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo aéreo 2 en la matriz de descomposición modal de voltajes.



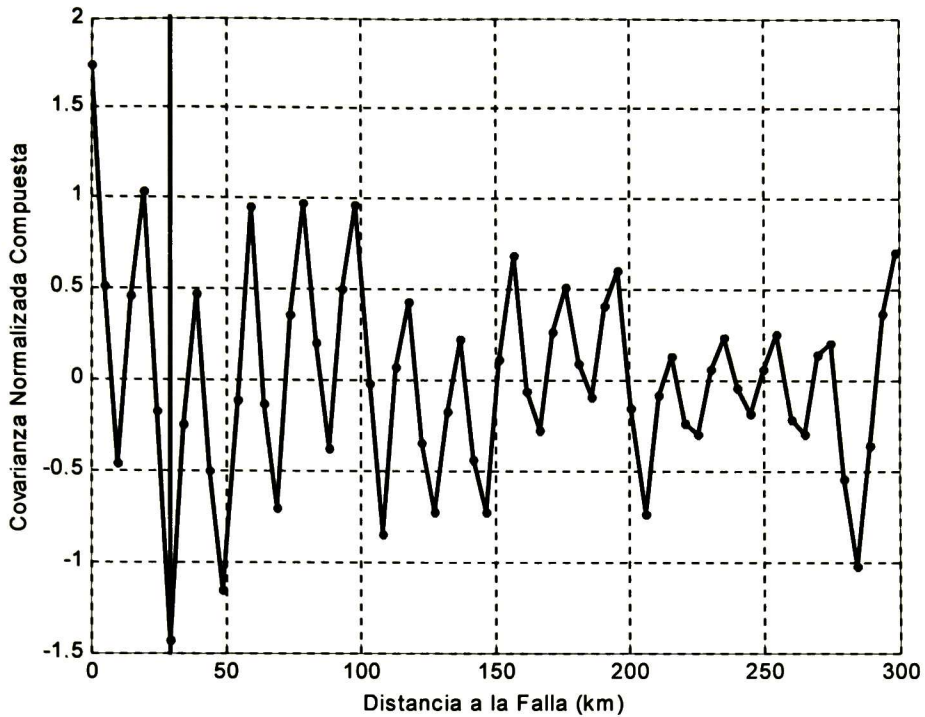
A6 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo de tierra en la matriz de descomposición modal de corrientes.



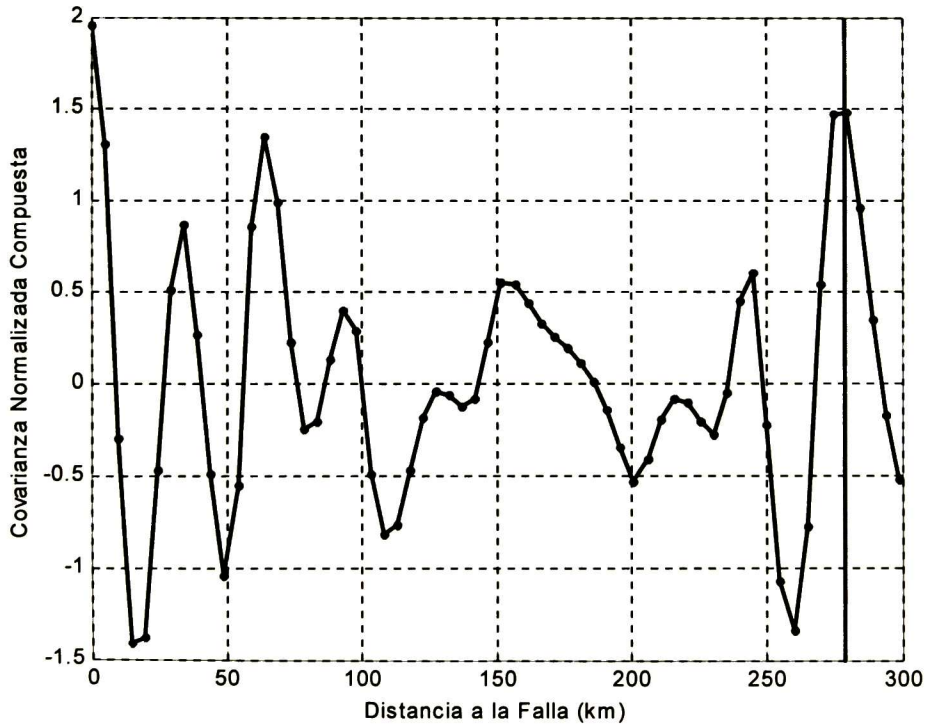
A7 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo aéreo 1 en la matriz de descomposición modal de corrientes.



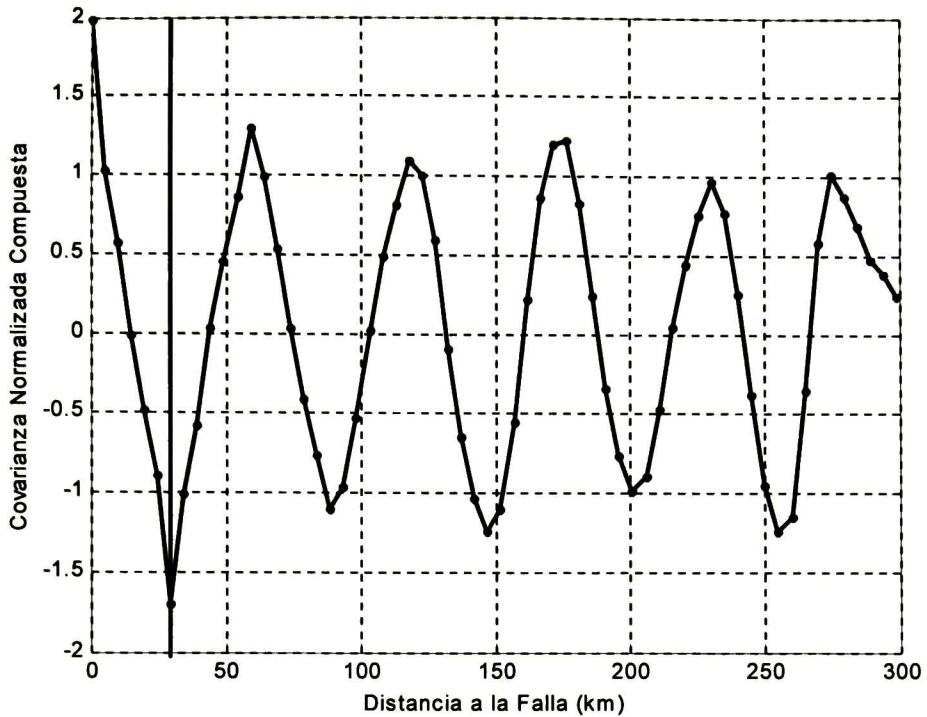
A8 Comportamiento en la frecuencia de la magnitud y fase de los elementos de la columna del modo aéreo 2 en la matriz de descomposición modal de corrientes.



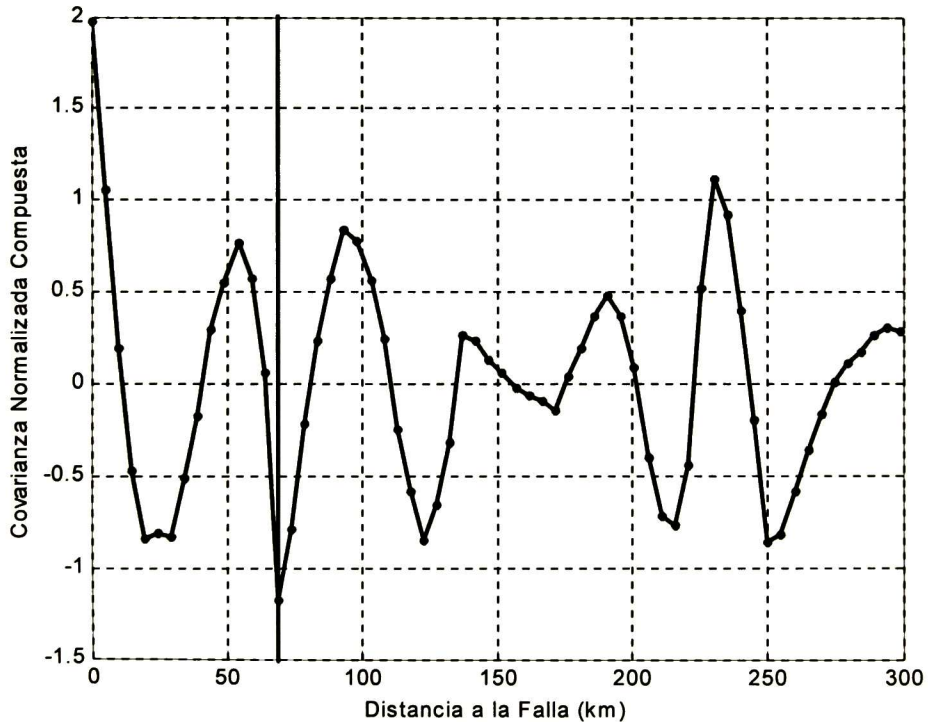
A9 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 5 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



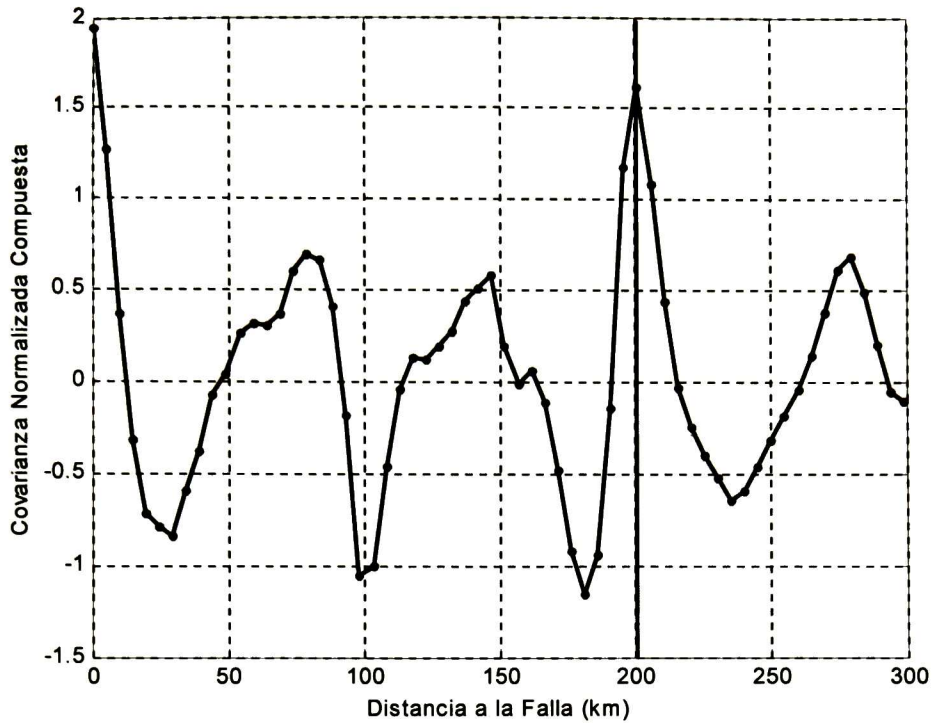
A10 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 15 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



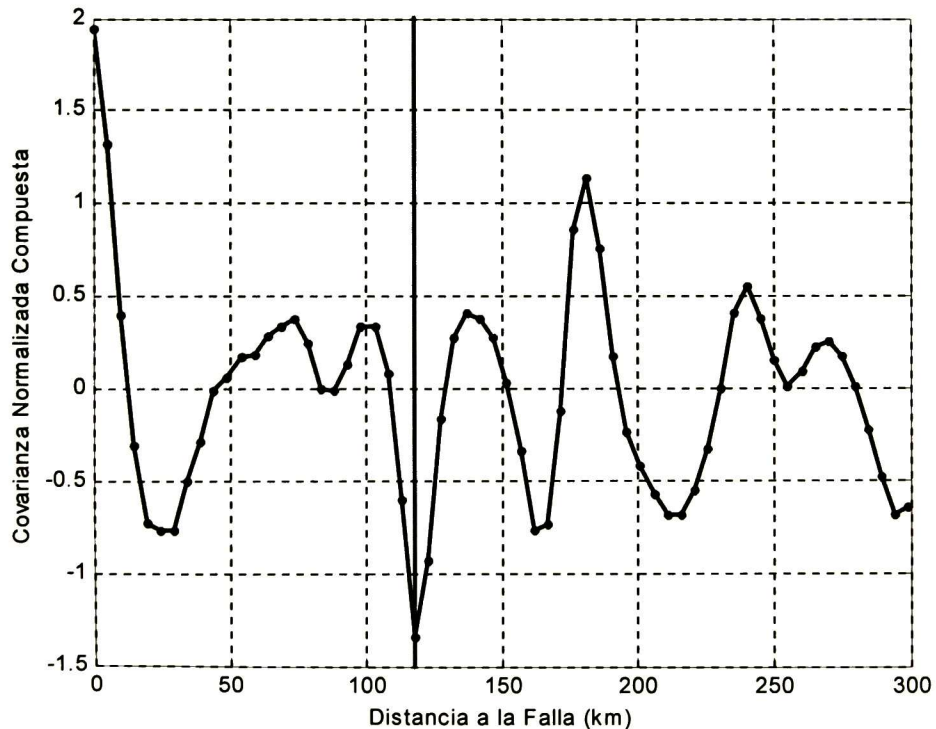
A11 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 30 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



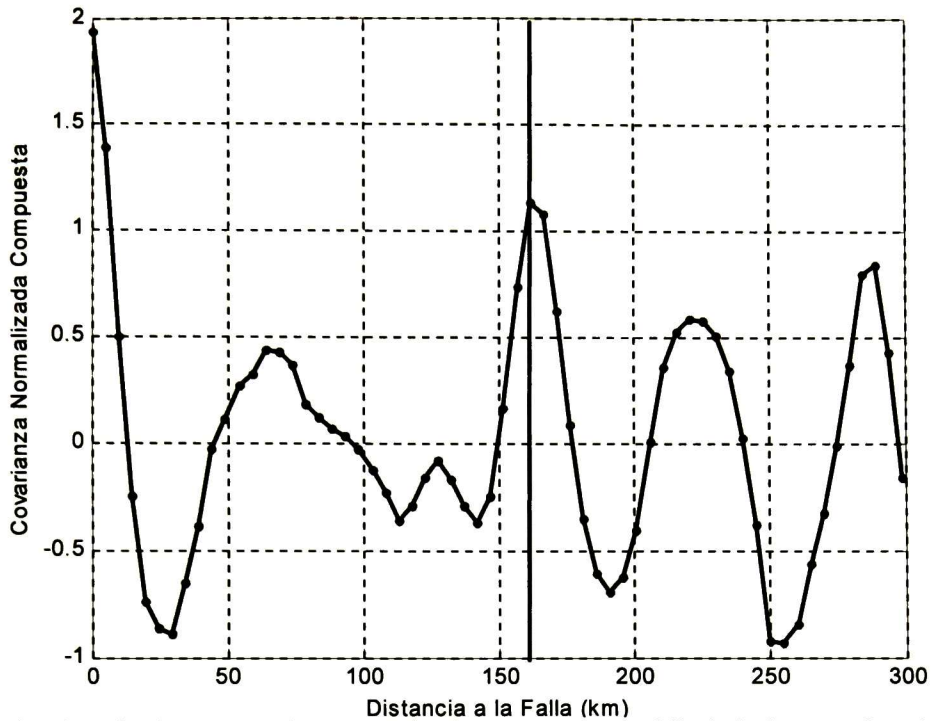
A12 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 70 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



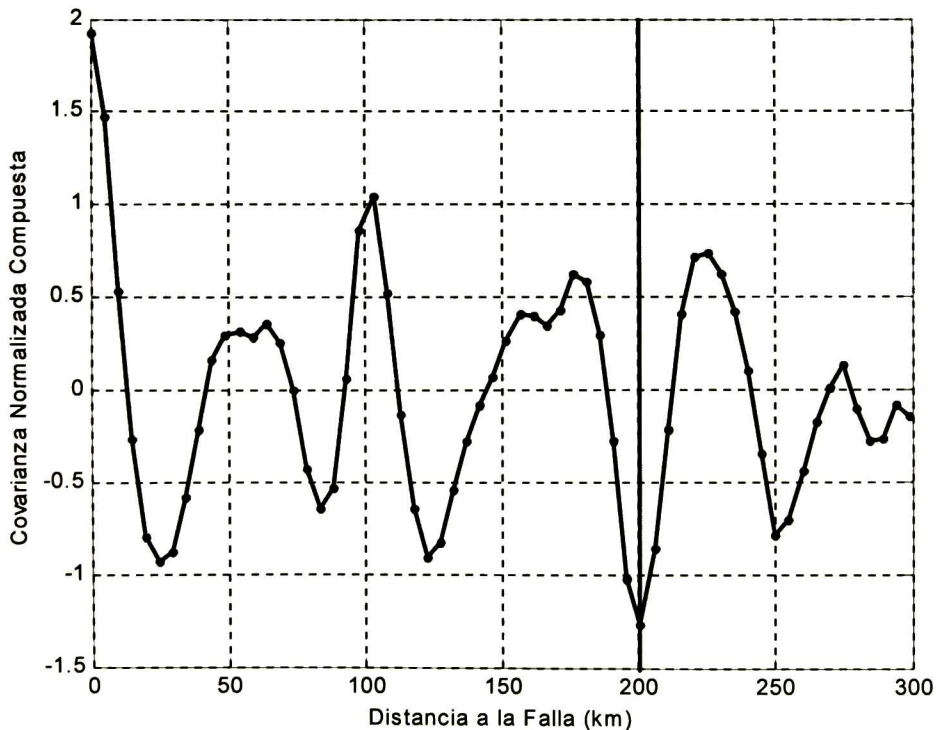
A13 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 100 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



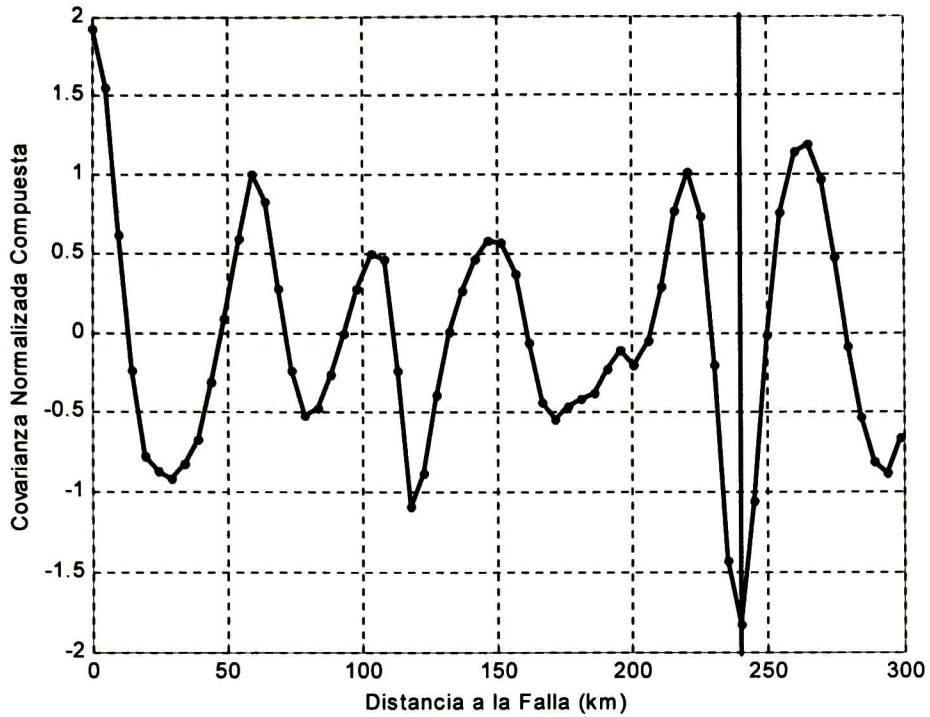
A14 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 120 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



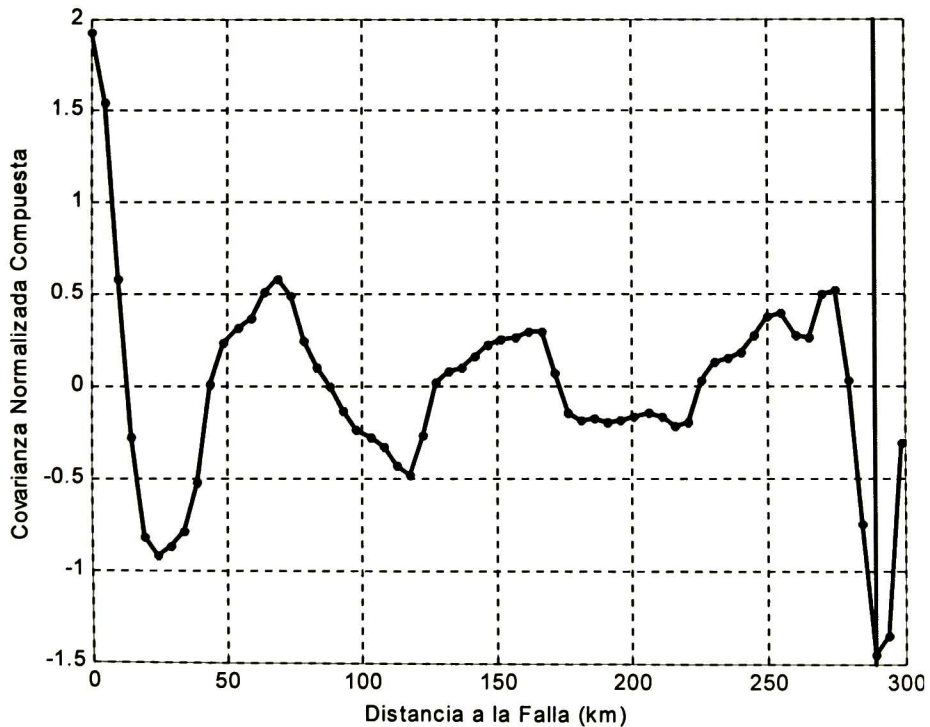
A15 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 150 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



A16 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 200 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



A17 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 240 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).



A18 Salida de la función de covarianza normalizada compuesta, para falla de la fase A a tierra localizada a 295 km del bus 1, con una impedancia de falla $Z_F = 0 \Omega$ y un ángulo de falla $\theta_F = 180^\circ$ (cruce por cero).

Tipo de Falla	Distancia Real a la Falla	Impedancia de Falla				
		0 Ω	75 Ω	200 Ω	400 Ω	700 Ω
		Distancia a la falla en km				
AB	30 km	29.43	29.43	29.43	29.43	29.43
AB	100 km	103.8	98.9	98.9	98.9	98.9
AB	120 km	117.72	117.72	117.72	118.52	118.52
AB	150 km	147.14	147.14	147.14	147.14	152.05
AB	200 km	201.1	201.1	201.1	201.1	197
AB	240 km	240.34	240.34	240.34	240.34	240.34
AB	295 km	294.29	294.29	294.29	289.4	289.4

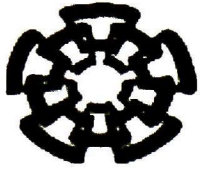
A19 Tabla 4.6 Distancia a la falla obtenida con el algoritmo de covarianza normalizada compuesta para una falla entre las fases A y B en un sistema trifásico, con ángulo de falla de 180° (cruce por cero) y distintas impedancias de falla.

Tipo de Falla	Distancia Real a la Falla	Impedancia de Falla				
		0 Ω	75 Ω	200 Ω	400 Ω	700 Ω
		Distancia a la falla en km				
AB-G	30 km	29.43	29.43	30.25	29.43	29.43
AB-G	100 km	98.9	98.9	98.9	98.9	98.9
AB-G	120 km	117.72	117.72	117.72	117.72	117.72
AB-G	150 km	147.14	147.14	147.14	147.14	147.14
AB-G	200 km	197	197	197	197	197
AB-G	240 km	225.6	225.6	240.34	240.34	240.34
AB-G	295 km	279.6	279.6	284.5	284.5	284.5

A20 Tabla 4.6 Distancia a la falla obtenida con el algoritmo de covarianza normalizada compuesta para una falla de las fases A y B a tierra en un sistema trifásico, con ángulo de falla de 180° (cruce por cero) y distintas impedancias de falla.

Tipo de Falla	Distancia Real a la Falla	Impedancia de Falla				
		0 Ω	75 Ω	200 Ω	400 Ω	700 Ω
		Distancia a la falla en km				
ABC-G	30 km	29.43	29.43	29.43	29.43	29.43
ABC-G	100 km	98.9	98.9	98.9	98.9	98.9
ABC-G	120 km	117.72	117.72	117.72	118.52	118.52
ABC-G	150 km	147.14	147.14	147.14	147.14	152.05
ABC-G	200 km	201.1	201.1	201.1	201.1	197
ABC-G	240 km	240.34	240.34	240.34	240.34	240.34
ABC-G	295 km	294.29	294.29	294.29	289.4	289.4

A21 Tabla 4.6 Distancia a la falla obtenida con el algoritmo de covarianza normalizada compuesta para una falla trifásica en un sistema trifásico, con ángulo de falla de 180° (cruce por cero) y distintas impedancias de falla.



CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N. UNIDAD GUADALAJARA

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Protección de Onda Viajera para Líneas de Transmisión mediante la
Función de Covarianza Normalizada

del (la) C.

Carlos Alberto VIZCAÍNO NÚÑEZ

el día 29 de Octubre de 2004.

Dr. José Luis Naredo Villagrán
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Yuriy Shkvarko Sosnoff
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo
Investigador CINVESTAV 3B
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Víctor Hugo Ortíz Muro
Profesor Investigador Titular A
Universidad de Guadalajara

Dr. José Alberto Gutiérrez Robles
Profesor Investigador Titular A
Universidad de Guadalajara



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000007622