



**TRANSFORMADA WAVELET APLICADA À LOCALIZAÇÃO DE
FALTAS POR ONDAS VIAJANTES**

ELZIO METELLO

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TRANSFORMADA WAVELET APLICADA À LOCALIZAÇÃO DE
FALTAS POR ONDAS VIAJANTES**

ELZIO METELLO

ORIENTADOR: KLEBER MELO E SILVA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM - 509/2012

BRASÍLIA/DF: NOVEMBRO - 2012

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**TRANSFORMADA WAVELET APLICADA À LOCALIZAÇÃO DE
FALTAS POR ONDAS VIAJANTES**

ELZIO METELLO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO, SUBMETIDA AO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

APROVADA POR:

Prof. Kleber Melo e Silva, D. Sc. (ENE – UnB)
(orientador)

Prof. Igor Kopcak, Doutor, (EEEC – UFG)
(examinador externo)

Prof. Francisco Damasceno Freitas, Doutor (ENE – UnB)
(examinador interno)

Brasília – DF
Novembro 2012

FICHA CATALOGRÁFICA

METELLO, ELZIO

Transformada Wavelet Aplicada à Localização de Faltas por Ondas Viajantes [Distrito Federal] 2012.

xvi, 71p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Dissertação de Mestrado, 2012) Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1.Linhas de Transmissão

2.Localização de Faltas

3.Ondas Viajantes

4.Transformada Wavelet

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

METELLO, E. (2012). Transformada Wavelet Aplicada à Localização de Faltas por Ondas Viajantes. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM - 509/2012, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 71p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Elzio Metello.

TÍTULO: Transformada Wavelet Aplicada à Localização de Faltas por Ondas Viajantes.

GRAU: Mestre

ANO: 2012

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Elzio Metello

Universidade de Brasília – UNB

Campus Darcy Ribeiro

Faculdade de Tecnologia – FT

Departamento de Engenharia Elétrica

Brasília – DF

CEP: 70910-900

DEDICATÓRIA

Dedico a minha esposa e filho, que tiveram paciência para superar esta fase ao meu lado, ao meu pai e amigos que me apoiaram.

AGRADECIMENTOS

A Deus, que tem me orientado e aberto as portas das glórias por mim realizadas, para glória do teu nome.

A minha esposa Lisiane e meu filho Davi, que me apoiaram e compreenderam os esforços que tiveram de ser realizados, para que este objetivo fosse concluído.

A meu pai Izidoro, que sempre me apoiou e incentivou, para que sempre realiza-se meus objetivos.

Ao professor Kleber Melo e Silva, pelo trabalho de orientação, apoio e ensinamentos proporcionados.

Ao Instituto Federal de Mato Grosso, na figura de seus representantes, por confiarem na disponibilidade de nos proporcionar esta oportunidade, deste convênio com UNB.

Aos professores da UNB, que confiaram em dar a oportunidade desta troca de experiências, quanto a conhecimentos adquiridos numa instituição de renome internacional.

Aos colegas deste grupo do Minter, pelo companheirismo, pela amizade e pelas contribuições.

Aos colegas do LAPSE – Laboratório de Proteção em Sistemas Elétricos, pelo companheirismo e contribuição no desenvolvimento deste trabalho.

A Capes pelo apoio financeiro.

Aos que contribuíram com o trabalho.

RESUMO

TRANSFORMADA WAVELET APLICADA À LOCALIZAÇÃO DE FALTAS POR ONDAS VIAJANTES

Autor: Elzio Metello

Orientador: Kleber Melo e Silva

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, mês de novembro (2012)

O presente trabalho tem como objetivo apresentar uma comparação do desempenho da Transformada Wavelet Discreta (TWD) e da sua variante TWD redundante (TWDR) aplicadas à localização de faltas em linhas de transmissão (LTs) por ondas viajantes. Para tanto, utilizou-se um algoritmo de localização de dois terminais, diferentes wavelets mãe da família Daubechies e diferentes frequências de amostragem dos sinais. Um grande número de faltas foi simulado em uma LT de 230 kV e 300 km utilizando o software ATP, o que permitiu realizar uma análise estatística dos resultados obtidos, a partir da qual é possível identificar as vantagens das diferentes transformadas e wavelets mãe aplicadas à localização de faltas por ondas viajantes e apresentar uma alternativa de utilização nestes algoritmos da TWDR como proposta viável e nova.

Palavras-chave: Linhas de transmissão, localização de faltas, ondas viajantes, transformada wavelet.

ABSTRACT

WAVELET TRANSFORM APPLIED TO FAULT LOCATION FOR TRAVELERS WAVES

Author: Elzio Metello

Supervisor: Kleber Melo e Silva

Graduate Program in Electrical Engineering

Brasília, month of november (2012)

This paper aims to present the comparison of the performance of Discrete Wavelet Transform (DWT) and its variant named Maximum Overlap DWT (MODWT) applied to fault location in transmission lines based on traveling waves. In order to do so, two terminal based algorithm, different Daubechies mother wavelets and different sampling rates were taken into account. A large number of faults were simulated in 230 kV voltage rate and 300 km long transmission line, thereby a statistical analysis of the obtained results was performed, revealing the advantages and disadvantages of both transformations and indicating the MODWT can be successfully used for fault location in transmission lines based on traveling waves rather than the traditional DWT.

Keywords: Transmission lines, fault location, traveling waves, wavelet transform.

SUMÁRIO

RESUMO	vii
ABSTRACT	viii
LISTA DE FIGURAS.....	xii
LISTA DE TABELAS	xiv
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	xv
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 JUSTIFICATIVA.....	1
1.2 OBJETIVOS.....	2
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	3
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	4
2.1 ALGORITMOS DE UM TERMINAL.....	4
2.2 ALGORITMOS CONSIDERANDO MÚLTIPLOS TERMINAIS.....	9
2.3 RESUMO	11
3 FUNDAMENTOS SOBRE ONDAS VIAJANTES	13
3.1 ONDAS VIAJANTES EM LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS.....	13
3.2 CONDIÇÕES DE CONTORNO PARA LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS	16
3.3 DIAGRAMA DE LATTICE	18
3.4 MODELOS DISCRETOS NO TEMPO DE LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS	20
3.5 LT COM PERDAS	22
3.5.1 Atenuação.....	23
3.5.2 Distorção	24
3.5.3 Perdas de Energia	25
3.6 LT COM MULTICONDUTORES.....	25
4 FUNDAMENTOS DA TRANSFORMADA WAVELET.....	29
4.1 TRANSFORMADA WAVELET	29

4.2 TRANSFORMADA WAVELET RÁPIDA	30
4.2.1 Interpretação da TWD e TWDR pela Teoria dos Filtros.....	31
4.2.1.1 Filtros Wavelet e Escala da TWD	31
4.2.1.2 Primeiro Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD	32
4.2.1.3 Segundo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD	33
4.2.1.4 j – ésimio Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD	34
4.2.1.5 Filtros Wavelet e Escala da TWDR.....	35
4.2.1.6 Primeiro Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR.....	36
4.2.1.7 Segundo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR.....	37
4.2.1.8 j – ésimio Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR.....	38
4.2.2 Diferenças Básicas entre TWD e TWDR	38
5 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL.....	40
5.1 SOFTWARE ATP.....	40
5.2 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA ESTUDADO.....	41
5.3 MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO	41
5.4 ROTINA LINE CONSTANTS E O ARQUIVO DE ENTRADA PARA SOFTWARE ATP.....	42
5.4.1 Modelo do TPC	44
5.5 VARIAÇÕES NA SIMULAÇÃO DAS CONDIÇÕES DE FALTAS APLICADAS AO CIRCUITO DE TRANSMISSÃO SIMPLES HORIZONTAL	45
5.6 ALGORITMO LOCALIZADOR DE FALTAS	46
5.6.1 Aquisição de Dados	48
5.6.2 Classificação da Falta	48
5.6.3 Transformação Modal	49
5.6.4 Cálculo dos Coeficientes de Detalhe da TW	50
5.6.5 Determinação dos Tempos	51
5.2.6 Cálculo da Distância.....	54
6 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	55
6.1 RESULTADOS EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM.....	58
6.1.1 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 60 kHz.	59

6.1.2 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 120 kHz.	60
6.1.3 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 240 kHz.	61
6.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS	62
7 CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	64
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	66

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 - Elemento infinitesimal da linha de transmissão (GLOVER <i>et al.</i> , 2008).....	13
Figura 3.2 - Análise do comportamento de ondas viajantes para: (a) função $f^+(u)$, onde $u = \left(t - \frac{x}{v}\right)$ e (b) função $f^+\left(t - \frac{x}{v}\right)$, por x (GLOVER <i>et al.</i> , 2008)	15
Figura 3.3 - Circuito para análise da condição de contorno (GLOVER <i>et al.</i> , 2008).....	17
Figura 3.4 - Interface entre dois meios de propagação diferentes.....	19
Figura 3.5 - Diagrama de Lattice para o circuito da Figura 3.3.	20
Figura 3.6 - Representação de duas linhas monofásicas sem perdas com terminais k e m (GLOVER <i>et al.</i> , 2008).	21
Figura 3.7 - Circuito equivalente discreto no tempo da Figura 3.5 (GLOVER <i>et al.</i> , 2008).....	22
Figura 4.1 - Três estágios de cálculo da TWD (SILVA, 2005).	31
Figura 5.1 - Diagrama unifilar do sistema elétrico de teste.	41
Figura 5.2 - Configuração da torre utilizada na simulação, apostila Furnas (AMON F.; PEREIRA, 1996).....	41
Figura 5.3 - Rotina LINE CONSTANTS.	43
Figura 5.4 - Resultado da rotina LINE CONSTANTS.	43
Figura 5.5 - Modelo do circuito equivalente do TPC (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2004).	44
Figura 5.6 - Fluxograma do algoritmo localizador de falta.	47
Figura 5.7 - Identificação do instante inicial dos transitórios do sinal original Vmodo 1.....	52
Figura 5.8 - Identificação do instante inicial dos transitórios via TWDR e seus coeficientes de detalhe.	52
Figura 5.9 - Identificação do instante inicial dos transitórios via TWD e seus coeficientes de detalhe.....	52
Figura 5.10 - Coeficientes de detalhe do sinal elevado ao quadrado.	53
Figura 5.11 - Identificação do tempo t_1 do terminal local.	54
Figura 5.12 - Diagrama de reflexões nas barras A e B, para a falta f com a identificação do processo de determinação de t_1 e t_2 no terminal Local barra A e terminal Remoto barra B.....	54
Figura 6.1 - Sinal de tensão para curto circuito entre as Fases AB.....	55

Figura 6.2 - Sinal Vmodo de tensão para curto circuito entre as Fases AB.....	55
Figura 6.3 - Sinal dos coeficientes de detalhe no primeiro nível de resolução usando a Daub 8 para TWDR de Vmodo 1 para o intervalo.....	56
Figura 6.4 - Sinal dos coeficientes de detalhe no primeiro nível de resolução usando a Daub 8 para TWD de Vmodo 1 para o intervalo.....	56
Figura 6.5 - Polígono de frequência acumulada dos resultados da Tabela 6.1.....	58
Figura 6.6 - Polígono de frequência acumulada TWD 60 kHz.....	59
Figura 6.7 - Polígono de frequência acumulada TWDR 60 kHz.....	60
Figura 6.8 - Polígono de frequência acumulada TWD 120 kHz.....	61
Figura 6.9 - Polígono de frequência acumulada TWDR 120 kHz.....	61
Figura 6.10 - Polígono de frequência acumulada TWD 240 kHz.....	62
Figura 6.11 - Polígono de frequência acumulada TWDR 240 kHz.....	62

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Distribuição típica do número de faltas por equipamento (PAITHANKAR; BHIDE, 2007).....	1
Tabela 2.1 - Sinopse da revisão bibliográfica.....	12
Tabela 5.1 - Parâmetros dos elementos do circuito do TPC para 230 kV (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2004).....	44
Tabela 6.1 - Tabela com alguns dos resultados, utilizando TWDR para Daubechies 8 na frequência de amostragem de 240 kHz	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A/D	Analógico e Digital
ATP	Alternative Transients Program
CWs	Coeficientes Wavelets
IEEE	Institute of Eletrical and Eletronics Enegeers
EMTP	Eletromagnetic Transients Program
LT	Linha de Transmissão
TC	Transformador de corrente
TPC	Transformador de potencial capacitivo
TWD	Transformada wavelet discreta
TWDR	Transformada wavelet discreta redundante
EHV	Extra alta Voltagem
TWC	Transformada wavelet contínua
GPS	Global Positioning System
AMR	Análise multiresolução
Daub	Daubechies
$h(n)$	Filtros passa-baixa de n amostras
$g(n)$	Filtros passa-alta de n amostras
c_m	Coeficientes de aproximação
d_m	Coeficientes de detalhe
c_1	Coeficientes escala do primeiro nível TWD
\tilde{c}_1	Coeficientes escala do primeiro nível TWDR
c_2	Coeficientes escala do segundo nível TWD
\tilde{c}_2	Coeficientes escala do segundo nível TWDR
d_1	Detalhe primeiro nível
d_1	Coeficientes wavelet do primeiro nível TWD
\tilde{d}_1	Coeficientes wavelet do primeiro nível TWDR
d_2	Coeficientes wavelet do segundo nível TWD

\tilde{d}_2	Coefficientes wavelet do segundo nível TWDR
v	Tensão no domínio do tempo
G	Condutância shunt
R	Resistência série
L	Indutância
C	Capacitância
Z_c	Impedância da LT
Z_R	Impedância do receptor
Z_s	Impedância da fonte
fs	Frequência de amostragem do sinal
l	Número de coeficientes dos filtros
$h(l)$	Coefficientes dos filtros escala da TWD
$g(l)$	Coefficientes dos fitros wavelets da TWD
$\tilde{h}(l)$	Coefficientes dos filtros escala da TWDR
$\tilde{h}(l)$	Coefficientes dos fitros wavelets da TWDR
V^+	Fasor de tensão na direção positiva de x
V^-	Fasor de tensão na direção negativa de x
I^+	Fasor de corrente na direção positiva de x
I^-	Fasor de corrente na direção negativa de x
Γ	Coefficiente de reflexão
τ	Tempo de trânsito da LT
δ	Fator de atenuação
σ	Fator de distorção
v	Velocidade de propagação da linha
v_1	Velocidade de propagação modo aéreo 1
v_0	Velocidade de propagação modo zero
A_1	Matriz A usada para cálculo dos coeficientes aproximação do 1º nível de resolução da TWD
B_1	Matriz B usada para cálculo dos coeficientes detalhe

	do 1° nível de resolução da TWD
A_2	Matriz A usada para cálculo dos coeficientes aproximação do 2° nível de resolução da TWD
B_2	Matriz B usada para cálculo dos coeficientes detalhe do 2° nível de resolução da TWD
\tilde{A}_1	Matriz A usada para cálculo dos coeficientes aproximação do 1° nível de resolução da TWDR
\tilde{B}_1	Matriz B usada para cálculo dos coeficientes detalhe do 1° nível de resolução da TWDR
\tilde{A}_2	Matriz A usada para cálculo dos coeficientes aproximação do 2° nível de resolução da TWDR
\tilde{B}_2	Matriz B usada para cálculo dos coeficientes detalhe do 2° nível de resolução da TWDR

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

A crescente demanda pelo fornecimento contínuo e confiável de energia elétrica, aliada a complexidade atual do sistema e às normas vigentes de regulação do setor, têm tornado o mercado de energia cada vez mais competitivo, exigindo das empresas, eficiência e qualidade nos serviços prestados (SILVA, 2009).

As faltas em sistemas elétricos de potência são consideradas como condições que fogem da normalidade de sua operação, e estas dependendo de suas intensidades e duração, podem provocar desligamentos não programados de componentes. Suas origens podem estar relacionadas de diversas formas, tais como: ação de ventos, arborização e erosão que provocam defeitos na estrutura mecânica das torres, também descargas atmosféricas e falhas de isolamento que provocam distúrbios de natureza elétrica.

Na Tabela 1.1, é apresentada uma distribuição típica do número de faltas para diferentes equipamentos. Observa-se desses dados que as faltas em Linhas de Transmissão (LTs) perfazem um total de aproximadamente 50% das ocorridas nos sistemas elétricos de potência. Deste total, 85% são faltas monofásicas, 8% bifásicas, 5% bifásicas para terra e apenas 2% trifásicas. Estudos realizados por Tleis (2008), comprovam que em alguns sistemas elétricos as faltas nas LTs podem chegar a 80% ou mesmo 90% do total de faltas.

Tabela 1.1 - Distribuição típica do número de faltas por equipamento (PAITHANKAR; BHIDE, 2007).

Tipo de Equipamento	Porcentagem Total (%)
Linhas aéreas	50
Cabos Subterrâneos	9
Transformadores e reatores	10
Geradores	7
Disjuntores	12
Equipamentos de controle e transformadores para instrumento	12

De fato, dentre os componentes de um sistema elétrico de potência, a LT é aquele mais suscetível às faltas, haja visto que devido às suas grandes dimensões físicas, ela está exposta às diferentes intempéries climáticas. Nesse sentido, é iminente a necessidade de utilização de

algoritmos que indiquem precisa e rapidamente a localização de faltas em LTs, o que facilita a sua manutenção e reduz os tempos de indisponibilidade de operação (SAHA *et al.*, 2009).

Diversos são os algoritmos de localização de faltas propostos na literatura. Muitos deles são baseados na análise dos componentes transitórios devido às ondas viajantes geradas pela falta. Para tanto, são utilizados vários tipos de filtros digitais para extrair esses componentes, de modo que o seu desempenho esteja diretamente relacionado à precisão do processo de localização da falta.

Sabe-se que a principal limitação encontrada na implementação dos algoritmos que utilizam a teoria de ondas viajantes, decorre da necessidade da utilização de altas taxas de amostragem. Todavia, com o progresso atual da tecnologia dos conversores A/D de alta velocidade e dos processadores de sinais digitais de alto desempenho e transdutores óticos de corrente e tensão, operações com altas taxas de amostragem têm se tornado possível. Além disso, técnicas de processamento paralelo tendem a viabilizar altas velocidades de execução de tais tarefas (SILVEIRA *et al.*, 2001).

A aplicação da Transformada Wavelet (TW) ao problema de localização de falta tem sido apresentada em vários trabalhos. De fato, essa transformada tem como característica a análise do comportamento no tempo e na frequência do sinal, o que a torna capaz de analisar com precisão sinais transitórios de alta frequência de uma situação de falta. Essa característica permitiu que a TW tivesse sido utilizada com sucesso em algoritmos de localização de faltas.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é realizar uma análise comparativa entre o desempenho da Transformada Wavelet Discreta (TWD) e de sua variante TWD Redundante (TWDR), aplicadas à localização de faltas em LTs baseada na teoria das ondas viajantes. Dessa forma, têm-se como objetivos específicos:

- Simular um grande número de faltas em LT, utilizando o software ATP (*Alternative Transients Program*).
- Implementar um algoritmo de localização, baseado na informação de dados adquiridos dos dois terminais da LT.
- Avaliar diferentes wavelets mãe da família Daubechies e diferentes taxas de amostragem dos sinais.

- Realizar uma análise estatística dos resultados obtidos, a fim de identificar as vantagens e desvantagens da TWD e da TWDR, aplicadas à localização de faltas em LTs, baseada em ondas viajantes.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta dissertação está organizada de acordo com a seguinte estrutura:

- No Capítulo 2, realiza-se o levantamento do estado da arte dos algoritmos de localização de falta baseados em componentes de alta frequência.
- No Capítulo 3, abordam-se os conceitos de ondas viajantes em LTs.
- A fundamentação teórica da TW está no Capítulo 4. Nele, apresentam-se as semelhanças e diferenças entre as TWD e TWDR.
- No Capítulo 5, descreve-se o algoritmo de localização de falta proposto.
- No Capítulo 6, apresentam-se os resultados obtidos através da comparação estatística dos resultados de localização do algoritmo com as duas transformadas TWD e TWDR, o algoritmo foi implementado no software Matlab[®], usando os dados obtidos através de simulações do software ATP.
- Por fim, as conclusões desta pesquisa e propostas para trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 7.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O desenvolvimento de algoritmos para sistemas de localização de falta em LTs, com processamento digital, atualmente, tem sido uma questão de grande interesse de pesquisadores. Um grande número de trabalhos vem sendo propostos, com novas metodologias ou aperfeiçoamentos das já existentes.

A partir do estudo da arte de algoritmos de localização de faltas em LTs, podem-se dividir os algoritmos em duas categorias quanto aos métodos empregados para localização de falta: algoritmos baseados em componentes de frequência fundamental, nos quais podem-se citar trabalhos como os de Zamora *et al.* (1996), Gong *et al.* (2000), Sollero *et al.* (2001) e de Meng *et al.* (2011), e algoritmos baseados nas componentes de alta frequência.

Como o foco do presente trabalho está na localização de faltas baseada na análise das ondas viajantes, optou-se por apresentar a revisão do estado da arte apenas dos algoritmos que empregam esta abordagem. Além disso, os trabalhos foram ainda divididos em duas categorias, a saber: aqueles que propõem o uso da informação oriunda de apenas um terminal da LT e aqueles que propõem o uso da informação oriunda de múltiplos terminais da LT.

2.1 ALGORITMOS DE UM TERMINAL

Com o emprego do conceito de ondas viajantes, Vitins (1978) apresentou um método para a proteção de LTs baseados em seus parâmetros distribuídos. A distância da falta é determinada através do monitoramento no terminal local das diferenças entre os tempos das ondas viajantes de primeira e segunda frente. O tempo de atraso é extraído das formas de ondas fundamentais de tensão e corrente na presença de transitórios superpostos, por meio da técnica de correlação. O método foi testado através de simulações numéricas, sendo os resultados apresentados satisfatórios.

Com a evolução do processamento digital de sinal, Crossley & McLaren (1983) desenvolveram relés que trabalham com ultravelocidade, baseados em ondas viajantes, nos quais a distância da falta é determinada pelas diferenças dos tempos entre uma onda incidente no terminal local e a onda refletida correspondente ao ponto de falta ao terminal local. No estudo, é utilizada uma LT trifásica na qual a análise modal é usada para separar os sinais de

fase em modos independentes, e utiliza para isto a transformada de Wedepohl. As componentes modais dos sinais de tensão e corrente sobreposta da primeira onda da falta são correlacionadas de forma cruzada com as componentes da onda refletida da falta. O pico produzido por esta correlação ocorre quando o tempo de atraso da onda incidente corresponde ao da onda refletida. A partir desse dado, o tempo de atraso é multiplicado pela velocidade de propagação, que resultará no dobro do valor da distância do ponto de falta. Alguns parâmetros, segundo os autores, influenciam na precisão deste método de localização: o ponto, o tipo e o ângulo de incidência da falta.

Shehab-Eldin & McLaren (1988) examinaram algumas das dificuldades do trabalho de Crossley & McLaren (1983) e propuseram para melhorar os problemas de reconhecer e diferenciar ondas viajantes, refletidas do ponto da falta das ondas refletidas do terminal remoto, empregando a correlação composta, este processo melhora a amplitude da correlação cruzada. Outra contribuição foi aplicar um fator de correção para aumentar a amplitude do sinal, devido à queda em função dos efeitos do ângulo de incidência da falta, gerando um valor de amplitude maior e facilitando a identificação, dessa forma, deixando a amplitude da correlação de saída dependente somente da distância da falta.

Através de um modelo de uma LT ideal monofásica, Christopoulos *et al.* (1988) propuseram um estudo para um sistema de proteção em LT longas, com base em ondas viajantes geradas, após incidência de falta. Foi realizado um desenvolvimento analítico, considerando esse modelo ideal para demonstrar como a primeira onda no terminal de referência de uma falta e uma onda com retardo também resultante da reflexão do ponto da falta, podem ser identificadas. O intervalo de tempo, entre as chegadas destas duas ondas nos transdutores que energizam o sistema de proteção, foi proporcional a distância da falta. Desta forma, sua posição pode ser determinada com uma precisão aceitável. Este estudo se apresentou viável para identificação de faltas externas à zona de proteção determinada no relé.

Como proposta para melhoria nos métodos de correlação convencional, Ancell & Pahalawaththa (1994) apresentaram a aplicação de um sistema de localização de falta por ondas viajantes, baseada na estimação máxima de verossimilhança dos tempos de chegadas das ondas refletidas. O algoritmo proposto apresentou melhoria nos resultados em relação aos

métodos de correlação convencional, em situações de faltas com ângulos de incidência pequenos, nas quais as reflexões das ondas são difíceis de identificar, mas também apresentam restrições quanto à utilização dos sinais de base para aumentar sua eficiência.

A partir da década de 90, começam a ser propostos vários trabalhos utilizando a TW na localização de faltas em LTs, baseados na análise das ondas viajantes, nos quais pode-se citar trabalhos como os elencados a seguir.

Liang *et al.* (1998) propuseram um algoritmo que se baseia na análise multirresolução (AMR) wavelet, com a wavelet mãe Daubechies 4 e frequência de amostragem 600 Hz, para classificação e detecção de faltas. A localização da falta é calculada mediante a diferença dos tempos de incidência das ondas viajantes no terminal local, identificadas a partir da análise dos coeficientes de detalhe do primeiro nível de resolução wavelet dos sinais originais. O tipo de falta é identificado pela comparação das variações das três fases, por meio da qual identificam-se aquelas envolvidas no defeito. Os resultados apresentados pelos autores mostram que este algoritmo apresentado é eficaz e robusto, com resultado promissor para classificação e detecção de faltas com alta impedância. A eficiência se mostrou independente da distância e do ângulo de incidência da falta.

Xinzhou *et al.* (2000) apresentaram um algoritmo que se baseia na análise do módulo dos coeficientes wavelets (CW) do sinal de corrente, para identificar as ondas viajantes incidentes e refletidas. A polaridade da onda é usada para diferenciar as ondas refletidas do ponto de falta, aos da barra oposta de medição do relé. Desta forma, por meio da identificação e comparação de amplitude, polaridade e do módulo máximo dos CW, determina-se o instante do módulo máximo da onda incidente e o instante do módulo máximo da onda refletida do ponto de falta. A localização da falta é dada através da diferença entre os tempos da identificação do módulo máximo das ondas incidentes e refletidas do ponto da falta, com relação à velocidade de propagação e comprimento da LT. Há alguns problemas neste algoritmo quanto à localização, quando o ângulo de incidência da falta é próximo de zero e se a LT tiver seu terminal remoto aberto.

Também no trabalho de Shang *et al* (2001) foi empregado o mesmo processo do módulo máximo da TW (MMTW) apresentado em Xinzhou *et al.* (2000), mas não para localização e sim no desenvolvimento de critérios para diferenciar situações de transitórios semelhantes, como, por exemplo, chaveamento de LTs sobre carga e as influências da localização de faltas e dos ruídos. Foram propostos três critérios: o primeiro é de identificar a polaridade dos dois primeiros MMTW, o segundo de localizar onde ocorreram as reflexões dos dois primeiros MMTW e, o terceiro, de determinar o valor do expoente da equação do MMTW. Foi utilizada taxa de amostragem de 100 kHz em uma LT de 300 km.

Solanki & Song (2003) descrevem uma nova estratégia para a proteção de alta velocidade em LTs de EHV, utilizando TWD em tempo real. A análise é feita através de um algoritmo de detecção e classificação de falta, o qual é baseado principalmente nos transitórios de corrente gerados pelas faltas. Foi realizada a análise de vários tipos de faltas, para as quais foram gerados os coeficientes de detalhe e de aproximação para o níveis de resolução 1, 2 e 3, usando a wavelet Symlet 2. Foi empregada as grandes variações dos coeficientes no momento da falta, para criar um mapa de limiares dos coeficientes de detalhe do nível 1 e outro com os coeficientes de aproximação dos níveis 1, 2 e 3 para diferentes ângulos de incidência. Esses limiares foram usados no algoritmo para detecção e classificação de falta. O algoritmo proposto apresentou bons resultados, sendo independente da localização, do ângulo e da impedância de falta.

Zhang *et al.* (2003) demonstraram um modelo de proteção para alta velocidade, denominado proteção a distância para LTs. O algoritmo é desenvolvido com a aplicação da análise wavelet complexa. São empregados os sinais transitórios de alta frequência, gerados pela falta presentes nas tensões primárias para determinar a sua posição, utilizando os tempos de deslocamento das ondas viajantes e suas polaridades. O algoritmo apresentou bom desempenho para várias situações de falta. Entretanto, os autores destacam dois pontos para futuras análises: um modelo baseado no método para classificação da falta e uma técnica mais adequada para distinguir a sobreposição dos transitórios causados por multirreflexão e também para algumas distâncias de faltas em particular.

Um trabalho importante estudado foi desenvolvido por Silva (2003) que apresentou um algoritmo para localização de faltas em LT para dados de um terminal, utilizando TWD aplicando a AMR com a wavelet mãe Symlet 3. No algoritmo foram usados somente os sinais dos coeficientes de detalhe do primeiro nível de resolução wavelet, e com o emprego de um limiar pré-determinado, identificar os instantes de reflexão das ondas viajantes de tensão do ponto da falta ao terminal de referência. Este intervalo sendo determinado, o local da falta é estimado em função da velocidade de propagação e comprimento da LT. A transformação modal do sinal de tensão é empregada para evitar erros em função do acoplamento magnético entre fases. O algoritmo apresentou bons resultados.

Outro trabalho também aplicando a TWD com a AMR é o de Parentoni (2006) que desenvolveu um algoritmo de localização de falta tipo fase-terra em circuitos de três terminais tipo T com ramos de tamanhos diferentes, empregando medições em dois ramos. O algoritmo apresenta a possibilidade da identificação do ramo onde ocorreu a falta e a localização do local da falta. O sistema de pré-localização do ramo é realizado partir do cálculo de uma distância preliminar, baseado no método apresentado em Silveira (2001), este resultado é comparado com os comprimentos do ramos. Uma vez identificado o ramo, o algoritmo utiliza o sinal dos coeficientes de detalhe de tensão do terminal deste ramo para determinar a localização da falta. O autor também apresentou um algoritmo empregando apenas um ramo com medição, isto implicará que, necessariamente, o tamanho dos ramos sem medições sejam diferentes.

A TWD também é demonstrada no trabalho de Ngu *et al.* (2009) que propuseram um algoritmo para localização de faltas com os sinais transitórios de várias situações de falta. Foram considerados vários modelos de LTs diferentes, com objetivo de determinar eficiência entre esses modelos. Os autores usaram seis modelos de LTs, que foram: transposta com condutores perfeitos e parâmetros distribuídos (Clarke); transposta com condutores não perfeitos e parâmetros distribuídos (Clarke); não transposta com condutores perfeitos e parâmetros distribuídos (KC Lee); não transposta com condutores não perfeitos e parâmetros distribuídos (KC Lee); transposta com modelo dependente de frequência (JMarti) e não transposta com modelo dependente de frequência (JMarti). As simulações evidenciaram bons resultados de localização da falta, entretanto segundo os autores, os dois modelos da não

transposta com parâmetros distribuídos K. C. Lee apresentaram comportamento das ondas viajantes muito diferentes dos outros. Indicando, não ser o modelo adequado a ser empregado, também o modelo da não transposta dependente da frequência JMarti, apresenta um resultado não satisfatório quanto à precisão da localização. Nesse caso, é sugerido pelos autores a substituição da transformada de Clarke pela análise de autovalores e autovetores que resultará em uma diminuição do erro. As variações dos valores da resistência de terra nesse estudo, não afetaram a precisão nas LTs transpostas, mas afetaram nas não transpostas.

2.2 ALGORITMOS CONSIDERANDO MÚLTIPLOS TERMINAIS

Os autores Ibe & Cory (1987), baseado em um algoritmo localização desenvolvido em trabalho anteriormente realizado (1986) o adaptaram para um sistema multifásico, com o registro de dados em dois terminais. Esses dados são empregados para determinação da localização de faltas em circuitos de três terminais tipo T. O algoritmo aplica um modelo matemático melhorado de LT, baseados nos princípios das ondas viajantes. São criadas funções de tempo médio para representar as variações da tensão e corrente, para uma determinada janela de tempo. O resultado dessas funções quando do momento da falta gera uma curva em V, onde o ponto mínimo, o vértice do V, indica o local da falta. Para faltas com ângulos de incidência menores que 30° , as funções médias não apresentaram bons resultados. É criada uma função tangente desses valores médios, em que o resultado do ponto de falta é indicado por um ponto máximo. Esta função apresentou um melhor resultado para esses ângulos. O índice de erro das localizações variou entre 0,07% e 3,2%.

Lee & Mousa (1996) descreveram um estudo, empregando um sistema de 500 kV da British Columbia Hydro entre (Burnaby, British Columbia, Canadá). Esse sistema funciona com a medida do tempo de chegada da onda viajante gerada por uma falta nos terminais da LT. Esta onda é identificada através de uma interface especialmente desenvolvida para análise chamada de FTIU (*Fault Transient Interface Unit*), que mede o tempo de subida da onda e sua amplitude, comparando com limiares de tempo e amplitude predeterminados, dessa forma, identificando as ondas que serão utilizadas para medida dos tempos. A sincronização das medições dos tempos pelos relés nos terminais é feita por GPS. A experiência realizada com este localizador de faltas, que analisa tanto faltas do tipo permanente, quanto temporárias

como descargas atmosféricas, indica uma alta precisão na maioria dos casos. O sistema apresentou algumas anomalias nas medições devido às descargas atmosféricas.

Outro trabalho importante no desenvolvimento de algoritmos de localização usando a análise de ondas viajantes é o de Magnago & Abur (1998) em que também realizaram um estudo aplicando a TWD com AMR, na análise de dados de um e dois terminais em LT. Neste caso, sendo apresentado para análise dos transitórios através de dados provenientes de dois terminais. É utilizado o sinal de tensão no modo aéreo 2, do qual são extraídos os coeficientes de detalhe deste sinal. A análise desses coeficientes para identificação dos tempos do primeiro pico em ambos os terminais é empregada para localizar o ponto da falta. Os resultados mostraram-se independentes da resistência, do tipo e da localização da falta.

Chanda *et al.* (2003) propuseram um algoritmo de localização baseado na AMR combinada com técnica de interpolação cúbica. Utilizou-se uma linha de 400 kV de 300 km, simulada no software EMTP, em vários tipos de faltas predeterminadas. A análise wavelet aplicando a Daubechies 8 é realizada nos sinais de corrente das três fases, em uma janela de tempo de dois ciclos. É gerado um valor S para ambos os terminais, que representa a somatória dos sinais do terceiro nível de resolução wavelet, para os vários tipos de faltas predeterminadas. Na presença de uma falta desconhecida é gerado outro sinal S . O algoritmo verificará a existência de um valor igual, se não houver determinam-se três valores próximos, e através da interpolação é estimada a localização. Os resultados obtidos demonstram que, o método proposto apresenta elevada precisão.

O algoritmo desenvolvido por Silva (2003), descrito anteriormente, pode ser utilizado para dados provenientes de dois terminais. Neste caso, o algoritmo baseado na TWD, sua aplicação é mais simples, só necessitando de um meio de comunicação para sincronização dos dados obtidos. Para sincronização, o autor indica o uso de GPS. O algoritmo apresentou bons resultados, e se mostrou independente da resistência, do tipo e da posição da falta.

Valins (2005) apresentou um trabalho baseado no algoritmo de Silva (2003) para dados provenientes de dois terminais, no qual propôs que além da localização de falta, também fosse implementado um módulo de identificação da zona de proteção onde ocorreu a

falta. No algoritmo, além do processo de localização, empregou-se uma lógica para identificar a falta em três zonas de proteção, com distâncias determinadas pelo autor dentro do sistema de transmissão. A partir da análise da relação de distância e velocidade de propagação da LT, foram determinados tempos padrões para se comparar com tempos registrados nos terminais e verificar em qual das zonas ocorreu a falta. Os testes apresentaram bons resultados.

Zhihua *et al.*(2009) propuseram um estudo para a melhoria nos métodos de localização em dois terminais. Esses métodos de localização em relação a um sistema de transmissão real, têm como maior fonte de erro dois itens: a velocidade de propagação na LT (que varia e não é constante em toda LT) e a distância da LT, pois não é considerado o arco formado entre torres. No método alternativo, são realizadas duas medições a mais no terminal de referência. Realizando a relação destes três tempos, é determinada uma primeira distância parcial da falta. Este mesmo processo é repetido, sendo considerado como terceiro tempo, o da reflexão da onda do terminal oposto ao de referência, determinando uma segunda distância parcial. A precisão é gerada, através da relação entre as fórmulas das duas distâncias parciais. Isso é feito para que seja desconsiderada a velocidade de propagação da onda, que é a fonte de erro. A diferença da distância pelo efeito do arco entre torres em LT pode ser desconsiderada quando este arco é muito fechado, e o novo método apresenta maior precisão. Os autores denominaram de método de Contraste, e foi testado na rede elétrica de 110 kV da cidade de Zhuzhou na China. Os resultados obtidos apresentaram erros inferiores a ± 200 metros, em relação ao método tradicional com erros inferiores a ± 300 metros.

2.3 RESUMO

Neste capítulo, foi apresentado um levantamento do estado da arte dos algoritmos de localização, identificação e classificação de faltas, baseados na análise de ondas viajantes. Na Tabela 2.1, apresenta-se sinopse do levantamento bibliográfico realizado.

Tabela 2.1 - Sinopse da revisão bibliográfica

Referência	Técnica empregada	Número de terminais
Vitins (1978)	Correlação	1
Crossley & McLaren (1983)	Correlação cruzada	1
Shehab-Eldin & McLaren (1988)	Correlação composta	1
Christopoulos <i>et al.</i> ((1988)	Correlação	1
Ancell & Pahalawaththa (1994)	Máxima verossimilhança	1
Liang <i>et al.</i> (1998)	Transformada wavelet	1
Xin Zhou (2000)	Transformada wavelet	1
Shang <i>et al.</i> (2001)	Transformada wavelet	1
Solanki & Song (2003)	Transformada wavelet	1
Zhang <i>et al.</i> (2003)	Transformada wavelet	1
Silva (2003)	Transformada wavelet	1
Perontoni (2006)	Transformada wavelet	1
Ngu <i>et al.</i> (2009)	Transformada wavelet	1
Ibe & Cory (1986)	Função Média	2
Ibe & Cory (1987)	Função Média	2
Lee & Mousa (1996)	Correlação	2
Magnago & Abur (1998)	Transformada wavelet	2
Chanda <i>et al.</i> (2003)	Transformada wavelet	2
Silva (2003)	Transformada wavelet	2
Valins (2005)	Transformada wavelet	2
Zhihua <i>et al.</i> (2009)	Contraste	2

3 FUNDAMENTOS SOBRE ONDAS VIAJANTES

Neste capítulo, serão apresentadas as fundamentações teóricas sobre ondas viajantes em LTs. Para tanto, é necessário o amplo entendimento do comportamento das ondas viajantes em um sistema de transmissão.

Qualquer distúrbio em LT, tal como descargas atmosféricas, ou uma interrupção nas condições de regime permanente, dá origem a ondas viajantes, que se propagam no sentido das extremidades da linha, em que são refletidas e transmitidas (NAIDU, 1985).

A análise das ondas viajantes em LT aqui apresentada, terá como base o estudo do trabalho de Glover *et al.* (2008) de um modelo de linha monofásica sem perdas. Mas, como o sistema de transmissão utilizado para o estudo desta dissertação é uma LT trifásica, a análise das ondas é finalizada com o estudo do seu comportamento em LT com multicondutores.

3.1 ONDAS VIAJANTES EM LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS

Para realizar a análise das ondas viajantes, é apresentada a Figura 3.1, que é uma representação de uma secção em uma LT monofásica sem perdas, com dois condutores de comprimento Δx . Os parâmetros da linha L e C são dados por unidade de comprimento.

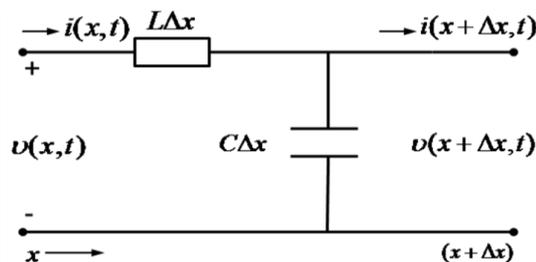


Figura 3.1 - Elemento infinitesimal da linha de transmissão (GLOVER *et al.*, 2008)

Aplicando-se as Leis de Kirchhoff no circuito da Figura 3.1, tem-se:

$$v(x + \Delta x, t) - v(x, t) = -L\Delta x \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}, \quad (3.1)$$

$$i(x + \Delta x, t) - i(x, t) = -C\Delta x \frac{\partial v(x, t)}{\partial t}. \quad (3.2)$$

Dividindo (3.1) e (3.2) por Δx e fazendo com que o limite de Δx tenda a zero o resultado será:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t}, \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t}. \quad (3.4)$$

As derivadas parciais foram usadas, porque $v(x,t)$ e $i(x,t)$ são diferenciáveis tanto para posição x como para tempo t . O sinal $(-)$ na equação é devido à relação da referência de direção para x . As derivadas parciais podem ser resolvidas como equações diferenciais ordinárias, com a aplicação da Transformada de Laplace, obtendo-se:

$$\frac{dV(x,s)}{dx} = -sLI(x,s), \quad (3.5)$$

$$\frac{dI(x,s)}{dx} = -sCV(x,s). \quad (3.6)$$

Diferenciando (3.5) em relação à x e usando (3.6) para substituir $I(x,s)$ para eliminá-lo, chega-se a uma equação de segunda ordem

$$\frac{d^2V(x,s)}{dx^2} - s^2LCV(x,s) = 0 \quad (3.7)$$

similarmente, diferenciando (3.6), obtém-se:

$$\frac{d^2I(x,s)}{dx^2} - s^2LCI(x,s) = 0. \quad (3.8)$$

As equações (3.7) e (3.8) são equações lineares, homogêneas, diferenciais de segunda ordem, suas resoluções são:

$$V(x,s) = V^+(s)e^{-sx/v} + V^-(s)e^{+sx/v}, \quad (3.9)$$

$$I(x,s) = I^+(s)e^{-sx/v} + I^-(s)e^{+sx/v}. \quad (3.10)$$

na qual v é a velocidade de propagação da LT, é dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ m/s} \quad (3.11)$$

As constantes $V^+(s)$, $V^-(s)$, $I^+(s)$ e $I^-(s)$ em geral são funções de s e não dependem de x , e podem ser avaliados nas condições de contorno nas extremidades de envio e recepção da LT. Os subscritos $+$ e $-$ indicam a direção das ondas, que são positivas ou negativas em relação à x .

Utilizando a transformada inversa de Laplace em (3.9) e (3.10), e recalculando em função da propriedade $\ell[f(t - \tau)] = F(s)e^{-s\tau}$, para obtê-las no domínio do tempo, tem-se:

$$v(x, t) = v^+(t - \frac{x}{v}) + v^-(t + \frac{x}{v}) \quad (3.12)$$

$$i(x, t) = i^+(t - \frac{x}{v}) + i^-(t + \frac{x}{v}), \quad (3.13)$$

na qual as funções $v^+(\cdot)$, $v^-(\cdot)$, $i^+(\cdot)$ e $i^-(\cdot)$, podem ser avaliadas a partir das condições de contorno.

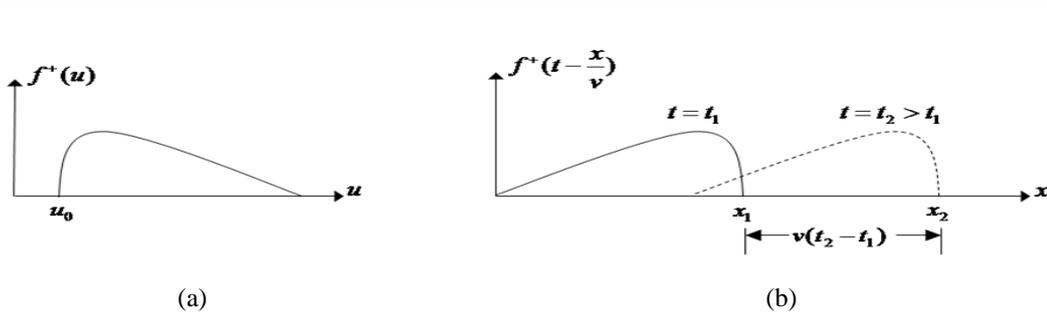


Figura 3.2 - Análise do comportamento de ondas viajantes para: (a) função $f^+(u)$, onde $u = \left(t - \frac{x}{v}\right)$ e (b)

função $f^+\left(t - \frac{x}{v}\right)$, por x (GLOVER *et al.*, 2008)

As equações (3.12) e (3.13) podem ser melhor entendidas através da Figura 3.2, na qual $v^+(t - x/v)$ representa a onda viajante de tensão positiva na direção de x com velocidade $v = 1/\sqrt{LC}$ m/s. Considerando uma onda $f^+(u)$, onde $u = t - x/v$. Supondo que esta onda comece em $u = u_0$, como apresentada na Figura 3.2 (a). Para tempo $t = t_1$ a frente de onda está em $u_0 = t_1 - x_1/v$ ou $x_1 = v(t_1 - u_0)$, e no tempo t_2 a frente de onda está em $u_0 = t_2 - x_2/v$ ou $x_2 = v(t_2 - u_0)$. Como apresentado na Figura 3.2 (b), para uma frente de onda se movendo na direção positiva de x a distância pode ser determinada por $x_2 - x_1 = v(t_2 - t_1)$ durante o tempo $(t_2 - t_1)$. A velocidade é dada por $v = (x_2 - x_1)/(t_2 - t_1)$.

Esta mesma relação é similar para as ondas viajantes de corrente, sendo que $i^+(t - x/v)$ representa onda que viaja no sentido positivo em relação à x , e $i^-(t + x/v)$ representa a onda que viaja no sentido negativo em relação à x , e ambas com velocidade v .

Existe uma estrita proporcionalidade entre as ondas viajantes de tensão na LT e sua correspondente corrente associada, este fator é Z_c a impedância característica da LT, que é determinada em função de s , conforme é demonstrado no desenvolvimento a seguir.

Avaliando os termos $I^+(s)$ e $I^-(s)$. Utilizando-se (3.6), (3.9) e (3.11), tem-se:

$$\frac{s}{v}[-I^+(s)e^{-sx/v} + I^-(s)e^{+sx/v}] = -sC[V^+(s)e^{-sx/v} + V^-(s)e^{+sx/v}] \quad (3.14)$$

Equacionando os coeficientes $e^{-sx/v}$ em ambos os lados de (3.14), resulta:

$$I^+(s) = (vC)V^+(s) = \frac{V^+(s)}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{V^+(s)}{Z_c} \quad (3.15)$$

na qual a impedância característica da linha é dada por:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Omega \quad (3.16)$$

Similarmente equacionando os coeficientes $e^{+sx/v}$, em (3.14), tem-se:

$$I^-(s) = \frac{-V^-(s)}{Z_c} \quad (3.17)$$

Verifica-se em (3.15) e (3.17) que a onda de tensão refletida V^- produz uma onda de corrente negativa I^- , e ambas estão relacionadas através da impedância característica Z_c da LT. Também com relação a essas mesmas equações, observa-se que, as ondas viajantes de tensão e corrente quando estão na mesma orientação do eixo de x tem o mesmo sinal se estiverem em sentido diferente da orientação de x terão sinais diferentes.

3.2 CONDIÇÕES DE CONTORNO PARA LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS

Através da condição de contorno, se consegue determinar o comportamento das ondas viajantes de tensão e corrente, em relação a pontos da LT, no qual pode-se ter mudança da impedância, como, por exemplo, nas extremidades da LT. Esse ponto de encontro onde acontece esta mudança é chamado de descontinuidade, e a interação entre essas impedâncias é chamada de coeficiente de reflexão Γ .

A influência dos coeficientes de reflexão na formação das ondas viajantes de tensão e corrente resultantes das reflexões na carga e na fonte, será demonstrada, conforme o circuito da Figura 3.3, que é monofásico de dois fios sem perdas, com impedância final de linha

$Z_R(s)$, uma fonte de tensão de Thévenin $E_G(s)$ e com uma impedância de Thévenin $Z_G(s)$ no início da linha. $V(x,s)$ e $I(x,s)$ são as transformadas de Laplace de tensão e corrente na posição x . Uma linha de comprimento l , impedância da linha $Z_c = \sqrt{L/C}$, velocidade de propagação $v = 1/\sqrt{LC}$ e tempo de trânsito $\tau = l/v$ que é o tempo para onda percorrer toda extensão da LT, assumindo que inicialmente é energizada.

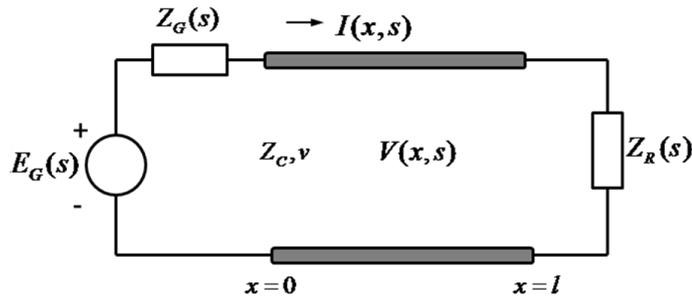


Figura 3.3 - Circuito para análise da condição de contorno (GLOVER *et al.*, 2008).

A condição de contorno para final da linha:

$$V(l,s) = Z_R I(l,s) \quad (3.18)$$

A condição de contorno para início da linha:

$$V(0,s) = E_G(s) - Z_G(s)I(0,s) \quad (3.19)$$

Como solução completa para calcular os valores de $V(x,s)$ e $I(x,s)$, utilizando os coeficientes de reflexão de tensão de final de linha Γ_R e de início de linha Γ_S , é apresentada como:

$$V(x,s) = E_G(s) \left[\frac{Z_c}{Z_G(s) + Z_c} \right] \left[\frac{e^{-sx/v} + \Gamma_R(s)e^{s[(x/v)-2\tau]}}{1 - \Gamma_R(s)\Gamma_S(s)e^{-2st}} \right] \quad (3.20)$$

$$I(x,s) = \left[\frac{E_G(s)}{Z_G(s) + Z_c} \right] \left[\frac{e^{-sx/v} - \Gamma_R(s)e^{s[(x/v)-2\tau]}}{1 - \Gamma_R(s)\Gamma_S(s)e^{-2st}} \right] \quad (3.21)$$

na qual Γ_R é o coeficiente de reflexão de tensão no final da linha e Γ_S é o coeficiente de reflexão de tensão do início da linha, definidos através de (3.22) e (3.23), respectivamente:

$$\Gamma_R(s) = \frac{\frac{Z_R(s)}{Z_c} - 1}{\frac{Z_R(s)}{Z_c} + 1} = \frac{Z_R(s) - Z_c}{Z_R(s) + Z_c} \text{ por unidade} \quad (3.22)$$

$$\Gamma_S(s) = \frac{\frac{Z_G(s)}{Z_c} - 1}{\frac{Z_G(s)}{Z_c} + 1} = \frac{Z_G(s) - Z_c}{Z_G(s) + Z_c} \text{ por unidade} \quad (3.23)$$

Desta forma, dado um sistema, basta calcular os coeficientes de reflexão e aplicar a Transformada de Laplace inversa para obter os sinais de tensão e corrente no domínio do tempo. Estes sinais serão sempre compostos pela soma de ondas viajantes que sofrem reflexões na carga final da LT e na fonte início da LT. A partir disso, pode-se concluir que qualquer alteração no percurso deste circuito irá gerar uma descontinuidade, produzindo uma composição de impedâncias diferentes nesse ponto, o que resultará em novos coeficientes de reflexão, obtendo-se outras ondas viajantes de tensão e corrente no domínio do tempo. Estas ondas obedecem à seguinte regra: a soma da onda incidente e a refletida, é igual a onda refratada nesse ponto da LT.

3.3 DIAGRAMA DE LATTICE

O diagrama de Lattice foi desenvolvido por Bewley (1933) e é conveniente para organizar as reflexões que ocorrem durante os transitórios nas LTs (GLOVER *et al.*, 2008).

Uma forma bastante simples de verificar as dinâmicas das ondas viajantes, pode ser demonstrada, a partir de um sinal inicial que se propaga da fonte em direção da carga, sendo utilizada uma interface que representará dois meios com características físicas diferentes, representadas pelas suas velocidades de propagação v_1 e v_2 , conforme a Figura 3.4, ou seja, se apresentará uma descontinuidade entre os meios diferentes.

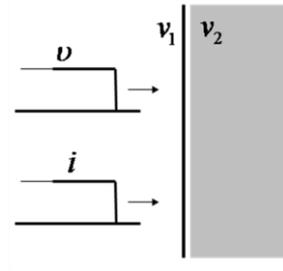


Figura 3.4 - Interface entre dois meios de propagação diferentes.

Considerando a composição dos sinais em relação aos meios, conforme a Figura 3.4, tem-se:

$$v_1^+ + v_1^- = v_2^+ \quad (3.24)$$

$$i_1^+ + i_1^- = i_2^+ \quad (3.25)$$

sendo que, v é a onda de tensão e i a de corrente. Os subscritos 1 e 2 correspondem aos meios 1 e 2 e os subscritos + e - indicam ondas no sentido positivo ou negativo de x , respectivamente.

Considerando a onda que se propaga da fonte como uma onda transmitida representada pela letra t e a refletida pela carga como letra r é definido que:

$$v_1^+ = v_{t1} \quad i_1^+ = v_{t1} / z_{c1} \quad (3.26)$$

$$v_1^- = v_{r1} \quad i_1^- = -v_{r1} / z_{c1} \quad (3.27)$$

$$v_2^+ = v_{t2} \quad i_2^+ = i_{t2} \quad (3.28)$$

Ao realizar os cálculos dos coeficientes de reflexão das ondas transmitidas e refletidas de tensões v e correntes i , obtém-se:

$$\Gamma_{r12,v}(s) = \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{Z_{c2} + Z_{c1}} \quad \Gamma_{t12,v}(s) = 1 + \Gamma_{r12,v} \quad (3.29)$$

e

$$\Gamma_{r12,i}(s) = -\Gamma_{r12,v} \quad \Gamma_{t12,i}(s) = 1 + \Gamma_{r12,i} \quad (3.30)$$

Esse sistema resultante do circuito da Figura 3.3 pode ser representado na forma do diagrama de Lattice, como apresentado na Figura 3.5. Sendo assim, uma forma mais simples de visualização do comportamento dos coeficientes de reflexão das ondas de tensão e corrente. Isso pode ser feito a partir de qualquer ponto da LT ao longo do tempo.

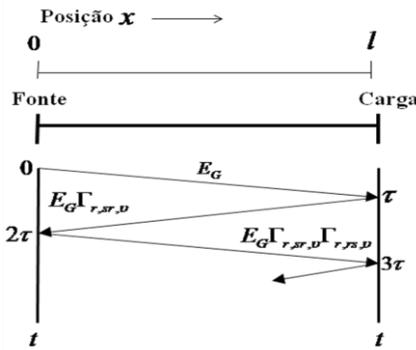


Figura 3.5 - Diagrama de Lattice para o circuito da Figura 3.3.

Assim, na Figura 3.3 quando a fonte $E_G(s)$ é ligada, a tensão no terminal da linha mais próxima da fonte é dada pelo divisor de tensão entre Z_G e Z_c . Isso ocorre, porque inicialmente é como se a carga não estivesse presente. Na Figura 3.5, cada seta apresentada no diagrama representa uma frente de onda viajando de um terminal para outro da LT. Desta forma, a tensão resultante do divisor se propaga até o terminal oposto no tempo τ que é o tempo de trânsito da linha, onde então sofre reflexão na impedância da carga. A onda refletida é dada pelo produto da onda incidente pelo coeficiente de reflexão da carga ($\Gamma_{r,rs,v}$), no qual os subscritos s (emissor) e r (receptor), substituem 1 e 2 de (3.29) e (3.30) para facilitar o entendimento da representação. A onda refletida retorna ao terminal da fonte no instante 2τ . Neste terminal ocorre uma nova reflexão ($\Gamma_{r,rs,v}$) e uma onda se propaga novamente para a carga. O processo se repete até quando o regime permanente seja atingido. A tensão de um determinado ponto x no domínio s é obtida pela soma de cada incidência e reflexão no instante que elas ocorrem.

3.4 MODELOS DISCRETOS NO TEMPO DE LT MONOFÁSICAS SEM PERDAS

A partir do modelo monofásico de dois fios sem perdas de terminais k e m , representado na Figura 3.6, será desenvolvido o estudo de modelos discretos no tempo, do comportamento de transitórios em terminações de LTs.

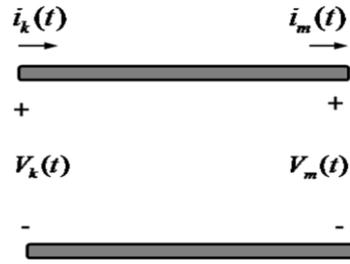


Figura 3.6 - Representação de duas linhas monofásicas sem perdas com terminais k e m (GLOVER *et al.*, 2008).

Para desenvolver o equacionamento do modelo discreto no tempo, será utilizada a solução geral de um modelo de uma linha sem perdas monofásicas, através de (3.31) e (3.32).

$$v(x,t) + Z_c i(x,t) = 2v^+(t - \frac{x}{v}) \quad (3.31)$$

$$v(x,t) - Z_c i(x,t) = 2v^-(t + \frac{x}{v}). \quad (3.32)$$

Em (3.31), o termo do lado esquerdo da equação $(v + Z_c i)$ se manterá constante quando o argumento $(t - x/v)$ for constante. Portanto, para um observador fictício na velocidade v na direção positiva de x ao longo da linha, $(v + Z_c i)$ permanece constante. Sendo τ o tempo de trânsito da linha saindo do terminal k para m , o valor de $(v + Z_c i)$ é observado no tempo $(t - \tau)$ pelo terminal k e no tempo t pelo terminal m , desta forma as equações de ondas de tensão e de corrente do terminal k para m , será:

$$v_k(t - \tau) + Z_c i_k(t - \tau) = v_m(t) + Z_c i_m(t) \quad (3.33)$$

$$I_k(t - \tau) = i_m(t - \tau) - \frac{1}{Z_c} v_m(t - \tau) \quad (3.34)$$

Aplicando a mesma resolução em (3.32), só que saindo do terminal m para k , as equações serão:

$$v_m(t - \tau) - Z_c i_m(t - \tau) = v_k(t) - Z_c i_k(t) \quad (3.35)$$

$$I_m(t - \tau) = i_k(t - \tau) + \frac{1}{Z_c} v_k(t - \tau) \quad (3.36)$$

Este equacionamento pode se representado pelo circuito equivalente da Figura 3.7, onde as fontes de corrente $I_m(t - \tau)$ e $I_k(t - \tau)$, são representações do que ocorreu no tempo anterior. Isso se explica, pois, como para cada instante de tempo na LT, têm-se transitórios

discretos nos intervalos $t = \Delta t, 2\Delta t, 3\Delta t$ e assim por diante, mas as fontes de corrente são representadas no tempo $t - \Delta t, t - 2\Delta t$ e assim sucessivamente. Nota-se na Figura 3.7 que os terminais k e m não são conectados diretamente. As condições apresentadas de um terminal são sentidas indiretamente no outro terminal, após um atraso de τ segundos.

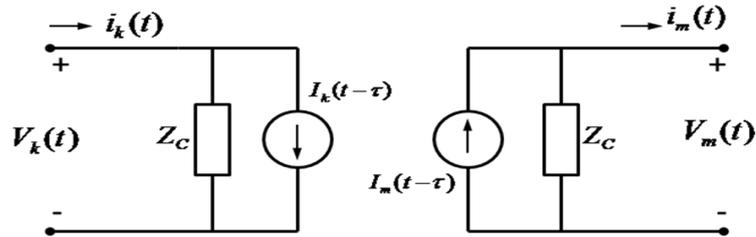


Figura 3.7 - Circuito equivalente discreto no tempo da Figura 3.5 (GLOVER *et al.*, 2008).

Através dos modelos discretos no tempo, pode-se estudar o comportamento das ondas viajantes nas terminações da LT, em relação à referência de análise diferente em função do tempo, gerando modelo de um circuito equivalente desse sistema.

3.5 LT COM PERDAS

É evidente que a maioria das LTs utilizadas na prática é de multicondutores e possuem perdas tanto nos condutores como nos isoladores, mas a análise desses modelos seria extremamente complexa. Sendo assim, será usado o modelo de LT monofásico mais simples da Figura 3.1, para facilitar o entendimento das análises.

Segundo Glover *et al.* (2008), em LT a resistência série e a condutância shunt causam os seguintes efeitos:

1. Atenuação
2. Distorção
3. Perdas de Energia

Na sequência, serão apresentados os estudos destes efeitos.

3.5.1 Atenuação

Quando uma resistência série $R \Omega/m$ constante e uma condutância shunt $G S/m$, são incluídas no circuito da Figura 3.1, têm-se as seguintes equações:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (3.37)$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (3.38)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações diferenciais, obtém-se:

$$\frac{d^2 V(x,s)}{dx^2} - \gamma^2(s)V(x,s) = 0 \quad (3.39)$$

$$\frac{d^2 I(x,s)}{dx^2} - \gamma^2(s)I(x,s) = 0 \quad (3.40)$$

na qual a constante de propagação da linha $\gamma(s)$ é definida como:

$$\gamma(s) = \sqrt{(R + sL)(G + sC)} \quad (3.41)$$

A solução para estas equações são:

$$V(x,s) = V^+(s)e^{-\gamma(s)x} + V^-(s)e^{+\gamma(s)x} \quad (3.42)$$

$$I(x,s) = I^+(s)e^{-\gamma(s)x} + I^-(s)e^{+\gamma(s)x} \quad (3.43)$$

Para se obter a expressão para $v(x,t)$ e $i(x,t)$ já que, neste caso, não se pode aplicar a transformada inversa de Laplace, pois não se terá uma expressão fechada, será considerado um caso especial, uma linha sem distorção, na qual a propriedade é $R/L = G/C$, a transformada inversa de Laplace, poderá ser obtida, reescrevendo (3.41).

$$\gamma(s) = \sqrt{LC[(s + \delta)^2 - \sigma^2]} \quad (3.44)$$

na qual,

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \text{ Fator de atenuação} \quad (3.45)$$

$$\sigma = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) \text{ Fator de distorção} \quad (3.46)$$

Ao considerar uma linha sem distorção, $\sigma = 0$, $\delta = R/L$, substituindo em (3.42) e (3.43), tem-se:

$$V(x, s) = V^+(s)e^{-\sqrt{LC}[s+(R/L)]x} + V^-(s)e^{+\sqrt{LC}[s+(R/L)]x} \quad (3.47)$$

$$I(x, s) = I^+(s)e^{-\sqrt{LC}[s+(R/L)]x} + I^-(s)e^{+\sqrt{LC}[s+(R/L)]x} \quad (3.48)$$

Para uma linha sem distorção, $v = 1/\sqrt{LC}$ e $\sqrt{LC}(R/L) = \sqrt{RG} = \alpha$, usando a transformada inversa de Laplace em (3.47) e (3.48), as equações resultantes são:

$$v(x, t) = e^{-\alpha v} v^+(t - \frac{x}{v}) + e^{+\alpha v} v^-(t + \frac{x}{v}) \quad (3.49)$$

$$i(x, t) = e^{-\alpha v} i^+(t - \frac{x}{v}) + e^{+\alpha v} i^-(t + \frac{x}{v}) \quad (3.50)$$

Estas equações de ondas de tensão e corrente são similares às equações de linhas sem perdas. Contudo, para linhas com perdas sem distorção, as ondas são atenuadas exponencialmente em termos de $e^{\pm\alpha v}$ em relação à x , ou seja, no comprimento da LT. Observa-se que na atenuação o valor $\alpha = \sqrt{RG}$ é constante. Além disso, as ondas atenuadas viajam a uma velocidade constante $v = 1/\sqrt{LC}$. Portanto, ondas viajantes em LT sem distorção não mudam sua forma, apenas suas magnitudes são atenuadas.

3.5.2 Distorção

Para ondas senoidais, em estado estacionário, a constante de propagação na forma angular é dada por $\gamma(j\omega)$, e a partir de (3.41), com $s = j\omega$, tem-se:

$$\gamma(j\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (3.51)$$

Para uma linha sem perdas, $R = G = 0$; portanto, $\alpha = 0$, $\beta = \omega\sqrt{LC}$, e a velocidade de fase $v = \omega/\beta = 1/\sqrt{LC}$ é constante. Nesta situação, as ondas senoidais viajam para todas as frequências em velocidade constante v sem atenuação, ao longo de uma LT sem perdas.

Para uma LT sem distorção, a razão $(R/L) = (G/C)$, a partir dessa relação, $\gamma(j\omega)$ poderá ser reescrita, utilizando (3.44) e (3.46), obtém-se:

$$\gamma(j\omega) = \sqrt{LC\left(j\omega + \frac{R}{L}\right)^2} = \sqrt{LC}\left(j\omega + \frac{R}{L}\right) = \sqrt{RG} + j\frac{\omega}{v} = \alpha + j\beta \quad (3.52)$$

Uma vez que $\alpha = \sqrt{RG}$ e $v = 1/\sqrt{LC}$ são constantes, as ondas senoidais para todas as frequências viajando ao longo de uma LT, são sem distorção.

Contudo, para uma LT típica, (R/L) é muito maior do que (G/C) por um fator de 1000 ou menos. Portanto, a condição de $(R/L) = (G/C)$ para uma LT real não é válida. O efeito de distorção em uma LT real é percebido na forma de uma diminuição na crista da frente da onda viajante e um alongamento da cauda, conforme se sucedem as reflexões.

3.5.3 Perdas de Energia

Perdas de energia em LT são associadas com a resistência em série R e a condutância shunt G . Quando uma corrente I flui ao longo da linha, perdas I^2R ocorrem, e quando a tensão V aparece ao longo dos condutores, perdas V^2G ocorrem. Estas são principalmente devido a vazamento em isoladores, ao efeito corona em LT aéreas e às perdas dielétricas para cabos. Para LT reais em operação com tensões e correntes nominais, as perdas por I^2R são muito maiores que as perdas V^2G (GLOVER *et al.*, 2008).

3.6 LT COM MULTICONDUTORES

Sendo dada uma LT trifásica, sem perdas, completamente transposta e esta consistindo de três condutores, sobre um plano-terra perfeitamente condutor, as equações para LT são:

$$\frac{d\mathbf{V}(x, s)}{dx} = -s\mathbf{L}\mathbf{I}(x, s) \quad (3.53)$$

$$\frac{d\mathbf{I}(x,s)}{dx} = -s\mathbf{C}\mathbf{V}(x,s) \quad (3.54)$$

na qual,

$$\mathbf{V}(x,s) = \begin{bmatrix} V_{ag}(x,s) \\ V_{bg}(x,s) \\ V_{cg}(x,s) \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}(x,s) = \begin{bmatrix} I_a(x,s) \\ I_b(x,s) \\ I_c(x,s) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Pode-se observar que (3.53) e (3.54) são idênticas às equações (3.5) e (3.6) de uma linha monofásica sem perdas, exceto pelas componentes escalares que são substituídos por componentes vetoriais. $\mathbf{V}(x,s)$ é o vetor de tensões de linha para terra e $\mathbf{I}(x,s)$ é o de correntes de linha.

Para uma linha completamente transposta, as matrizes de dimensão 3X3 da indutância L e capacitância C da linha, são:

$$L = \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} C_s & C_m & C_m \\ C_m & C_s & C_m \\ C_m & C_m & C_s \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

sendo que L_s e C_s são, respectivamente, indutância e capacitância própria da linha, L_m e C_m são indutância e capacitância mútua do acoplamento entre fases.

Para facilitar a análise do sistema, serão transformados os componentes dos vetores de fases em componentes modais, e como primeira definição, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_{ag}(x,s) \\ V_{bg}(x,s) \\ V_{cg}(x,s) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_V \begin{bmatrix} V^0(x,s) \\ V^+(x,s) \\ V^-(x,s) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_V \mathbf{V}_m \quad (3.57)$$

$$\begin{bmatrix} I_a(x,s) \\ I_b(x,s) \\ I_c(x,s) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_I \begin{bmatrix} I^0(x,s) \\ I^+(x,s) \\ I^-(x,s) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_I \mathbf{I}_m \quad (3.58)$$

na qual $V^0(x,s)$, $V^+(x,s)$ e $V^-(x,s)$ são denominados tensão de modo zero, modo positivo e modo negativo (alguns autores usam a representação de V_0 , V_1 e V_2 e são denominadas tensão de modo zero, modo 1 e modo 2). As mesmas denominações são usadas para correntes de modo. \mathbf{T}_V e \mathbf{T}_I são matrizes de transformação constantes de dimensão 3X3. Considerando $\mathbf{V}_m(x,s)$ e $\mathbf{I}_m(x,s)$ vetores de tensão e correntes modais, fazendo-se as relações e deduções, obtém-se:

$$\frac{d\mathbf{V}_m(x,s)}{dx} = -s(\mathbf{T}_V^{-1}\mathbf{L}\mathbf{T}_I)\mathbf{I}_m(x,s) \quad (3.59)$$

$$\frac{d\mathbf{I}_m(x,s)}{dx} = -s(\mathbf{T}_I^{-1}\mathbf{C}\mathbf{T}_V)\mathbf{V}_m(x,s), \quad (3.60)$$

O objetivo da transformação modal é diagonalizar a matriz L e C , conforme (3.59) e (3.60) e, desta forma, desacoplar estas equações vetoriais. Os três modos resultantes dessa transformação podem ser analisados como se fossem três ramos monofásicos independentes.

Para linhas perfeitamente transpostas, três matrizes de transformação têm sido amplamente utilizadas, a saber: Wedepohl, Karrenbauer e Clarke, sendo esta última a aplicada neste trabalho e é apresentada na forma como (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2004):

$$\mathbf{T} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

A equação de velocidade de propagação da onda no modo zero é calculada na forma:

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_s + 2L_m)(C_s + 2C_m)}} \quad (3.62)$$

sendo que, $(L_s + 2L_m)$ é o valor da indutância de sequência zero, denominada L_0 . $(C_s + 2C_m)$ é o resultado da capacitância de sequência zero, denominada C_0 . Reescrevendo, a velocidade do modo zero é:

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_0 C_0)}} \quad (3.63)$$

A velocidade de propagação da onda nos modos positivo e negativo são iguais e calculadas na forma:

$$v_1 = v_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_s - L_m)(C_s - C_m)}} \quad (3.64)$$

sendo que, $(L_s - L_m)$ é a indutância de sequência positiva denominada L_1 . $(C_s - C_m)$ é a capacitância de sequência positiva denominada C_1 . Reescrevendo, a velocidade do modo um é:

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.65)$$

4 FUNDAMENTOS DA TRANSFORMADA WAVELET

Neste capítulo, será apresentada a evolução do desenvolvimento da TW, o algoritmo da TW rápida, bem como a diferenciação conceitual e matemática da TWD e da TWDR, que foram utilizadas como base do estudo pretendido nesta dissertação.

4.1 TRANSFORMADA WAVELET

Assim como a transformada de Fourier, a TW é uma técnica de análise de sinais através da combinação linear de funções elementares. Enquanto a transformada de Fourier usa uma série de exponenciais complexas de diferentes frequências, a TW emprega funções que são versões escalonadas e transladadas de uma função modelo conhecida como “wavelet mãe”. As wavelets, ao contrário das senóides que oscilam infinitamente, são ondas de comprimento e duração limitadas. Em outras palavras, são bem localizadas no tempo. Por esta razão, são utilizadas para análise de sinais não-estacionários, tais como transitórios eletromagnéticos oriundos de faltas em LTs, uma vez que permitem associar características no domínio da frequência com sua localização no tempo (GRAPS, 1995; POULARIKAS, 1996).

O desenvolvimento do conceito de wavelets é resultado de uma síntese de ideias originadas em diversas áreas de forma independente, como na matemática, física, geologia e engenharia (DAUBECHIES, 1992). Embora seus princípios básicos sejam considerados como derivados da transformada de Haar de 1910, apenas no início dos anos 80 é que foram matematicamente formuladas. O trabalho de Grossman & Morlet (1984) é um marco decisivo na história das wavelets, no qual desenvolveram o estudo da transformada wavelet contínua (TWC). A partir dessa pesquisa, a comunidade matemática iniciou o refinamento matemático da teoria das wavelets, destacando-se as contribuições de Daubechies (1992), que iniciou o conceito da TWD com a teoria de *frames*, e Mallat (1989) quando desenvolveu o conceito matemático para análise multirresolucional (AMR), permitindo a construção de bases wavelets e o cálculo da TWD através de um algoritmo recursivo, denominado de algoritmo piramidal.

A TWD apesar de ser calculada de forma extremamente rápida, utilizando-se o algoritmo de Mallat (1989), torna-se variante no tempo, devido à decimação empregada às amostras do sinal. Além disso, a decimação também provoca distorções na reconstrução do

signal. Estas características do algoritmo de Mallat (1989) podem inviabilizar o seu uso em algumas aplicações. Nesses casos, pode-se empregar outro algoritmo derivado do algoritmo de Mallat (1989), mas que não realiza o processo de decimação das amostras. Como resultado, a transformada passa a ser invariante no tempo. Dessa forma, a TWD calculada por esse algoritmo passa a ser denominada de TWD não-decimada, invariante no tempo ou redundante. Nesta dissertação, utilizou-se o termo TWD redundante (TWDR) (PERCIVAL; WALDEM, 2000).

4.2 TRANSFORMADA WAVELET RÁPIDA

Mallat (1989), baseado na AMR, propôs um algoritmo rápido e eficiente de cálculo da TWD, denominado de *transformada wavelet rápida*. A formulação desse algoritmo baseia-se nas seguintes equações (BURRUS *et al.*, 1998):

$$c_m(n) = \sum_{l=1}^L h(l)s[2(n-1)+l] \quad (4.1)$$

$$d_m(n) = \sum_{l=1}^L g(l)s[2(n-1)+l] \quad (4.2)$$

com L sendo o número total de coeficientes das sequências $h(n)$ e $g(n)$; e $n = 1, 2, 3, \dots, N_{amostras}$, sendo $N_{amostras}$ o número total de amostras do sinal $s(n)$.

As sequências $h(n)$ e $g(n)$ são interpretadas no contexto de processamento digital de sinais como filtros passa-baixa e passa-alta, respectivamente. Dessa forma, a sequência $c_m(n)$ pode ser interpretada como uma aproximação suavizada do sinal $s(n)$, enquanto que $d_m(n)$ representa os detalhes relacionados às componentes de mais alta frequência no sinal $s(n)$.

As sequências $c_m(n)$ e $d_m(n)$ são denominadas de coeficientes wavelet de aproximação e de detalhe do sinal $s(n)$, respectivamente. O valor desses coeficientes depende do valor dos filtros $h(n)$ chamados de filtros escala e $g(n)$ chamados de filtros wavelet, que por sua vez dependem da wavelet mãe escolhida (DAUBECHIES, 1992).

As equações (4.1) e (4.2) podem ser aplicadas recursivamente ao sinal, de modo que a cada estágio de aplicação do algoritmo, o sinal entrada $s(n)$ passa a ser os coeficientes de

aproximação do estágio anterior, como mostrado na Figura 4.1, onde $c_3(n)$ representa o sinal original.

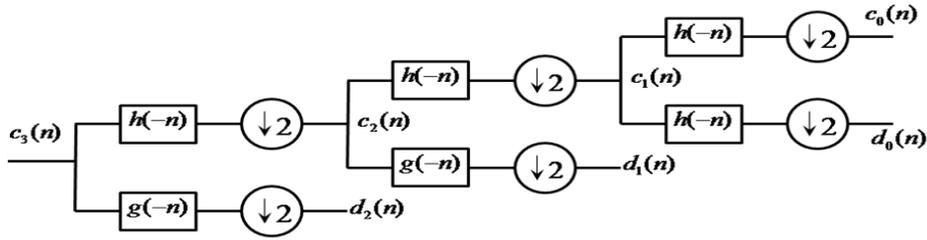


Figura 4.1 - Três estágios de cálculo da TWD (SILVA, 2005).

4.2.1 Interpretação da TWD e TWDR pela Teoria dos Filtros

Como já foi descrito, Mallat (1989) desenvolveu o conceito matemático da AMR, permitindo o cálculo da TWD, através de um algoritmo recursivo denominado piramidal. A TWD pode ser calculada de forma extremamente rápida usando este algoritmo, no entanto, ele pode gerar inviabilidade em algumas análises, devido ao processo de decimação, que o torna variante no tempo. Dessa forma, pode ser apresentado como uma alternativa, outro algoritmo derivado do de Mallat (1989): a TWDR, que é uma forma não-decimada e invariante no tempo, demonstrada no trabalho de Percival & Walden (2000). Neste trabalho, é apresentada de forma bastante objetiva as características de filtragem da TWD e TWDR e são descritas as suas diferenças.

4.2.1.1 Filtros Wavelet e Escala da TWD

Os coeficientes h_l dos filtros escala e g_l dos filtros wavelet da TWD satisfazem as seguintes propriedades (PERCIVAL; WALDEN, 2000):

$$\sum_{l=0}^L h_l = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=0}^L h_l^2 = 1, \quad e \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h_l h_l + 2n = 0, \quad (4.3)$$

$$\sum_{l=0}^L g_l = 0, \quad \sum_{l=0}^L g_l^2 = 1, \quad e \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g_l g_l + 2n = 0. \quad (4.4)$$

com $n \in \mathbb{N} - \{0\}$ e $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$, na qual L é o número de coeficientes dos filtros escala e wavelet. Além disso, eles também são filtros em quadratura espelhados:

$$h_l = (-1)^{l+1} g_{L-1-l} \quad (4.5)$$

$$g_l = (-1)^l h_{L-1-l}. \quad (4.6)$$

Como exemplo, os coeficientes escala h_l da wavelet Daubechies 4 são:

$$h_0 = \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad h_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad h_2 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad e \quad h_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}},$$

aplicando-se esses valores em (4.6), os coeficientes wavelets g_l são iguais a:

$$g_0 = h_3, \quad g_1 = -h_2, \quad g_2 = h_1 \quad e \quad g_3 = -h_0.$$

4.2.1.2 Primeiro Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD

Sendo um sinal discreto \mathbf{X} constituído de N amostras, em que N é uma potência de dois, o vetor dos coeficientes de aproximação \mathbf{C}_1 também chamados de escala, e o vetor dos coeficientes de detalhe \mathbf{D}_1 também chamados de wavelet, do primeiro nível de resolução, calculados através do algoritmo piramidal da TWD do sinal \mathbf{X} , podem ser como:

$$\mathbf{D}_1 = B_1 \mathbf{X} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{C}_1 = A_1 \mathbf{X} \quad , \quad (4.8)$$

sendo que B_1 e A_1 são matrizes de ordem $(N/2) \times N$, da forma:

$$B_1 = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & g_0 & g_1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_0 & h_1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Pode-se observar em (4.7) e (4.8) que os vetores de coeficientes wavelet \mathbf{D}_1 e de coeficientes escala \mathbf{C}_1 tem $N/2$ elementos cada. E a partir de (4.9) e (4.10), observa-se que as matrizes B_1 e A_1 são formadas a partir de deslocamentos circulares das suas primeiras linhas. De fato, aplicam-se dois deslocamentos de uma linha para outra, que representa o processo de decimação das amostras do sinal \mathbf{X} , ou seja, as linhas das matrizes B_1 e A_1 são interpretadas como sendo deslocamento circulares dos coeficientes dos filtros wavelet e escala do primeiro nível de resolução da TWD, respectivamente (SILVA, 2009).

4.2.1.3 Segundo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD

No segundo nível de resolução do algoritmo piramidal da TWD, o vetor de coeficientes escala \mathbf{C}_1 é tratado da mesma forma que \mathbf{X} no primeiro nível de resolução, de modo que (SILVA, 2009):

$$\mathbf{D}_2 = B_2 \mathbf{C}_1 = B_2 A_1 \mathbf{X} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{C}_2 = A_2 \mathbf{C}_1 = A_2 A_1 \mathbf{X} \quad , \quad (4.12)$$

sendo que B_2 e A_2 são matrizes de ordem $(N/4) \times (N/2)$, da forma:

$$B_2 = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ g_2 & g_3 & \cdots & g_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & g_0 & g_1 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_0 & h_1 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

As linhas das matrizes B_2 e A_2 representam, respectivamente, os filtros wavelet e escala do segundo nível de resolução da TWD. Observa-se em (4.11) e (4.12) que os vetores dos coeficientes wavelet \mathbf{D}_2 e de coeficientes escala \mathbf{C}_2 tem $N/4$ elementos cada. Observa-se que, a partir de (4.13) e (4.14), as linhas das matrizes B_2 e A_2 são semelhantes às linhas das matrizes B_1 e A_1 , respectivamente, com a diferença apenas no número de colunas.

4.2.1.4 j -ésimo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWD

Com a análise da formulação do primeiro e segundo níveis de resolução da TWD, pode-se criar uma forma de generalizar o cálculo do vetor de coeficientes wavelet \mathbf{D}_j e do vetor de coeficientes escala \mathbf{C}_j para o j -ésimo nível de resolução do algoritmo piramidal:

$$\mathbf{D}_j = \underbrace{B_j A_{j-1} \cdots A_1}_{\underline{D}_j} \mathbf{X} = \underline{D}_j \mathbf{X} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{C}_j = \underbrace{A_j A_{j-1} \cdots A_1}_{\underline{C}_j} \mathbf{X} = \underline{C}_j \mathbf{X} \quad , \quad (4.16)$$

sendo que \underline{D}_j e \underline{C}_j são matrizes de ordem $(N/2^j) \times N$. Já as matrizes B_j e A_j , são matrizes de ordem $(N/2^j) \times (N/2^{j-1})$, cujas linhas são obtidas a partir de deslocamentos circulares dos coeficientes dos filtros wavelet e escala do j -ésimo nível de resolução, aplicando-se dois deslocamentos de uma linha para outra.

4.2.1.5 Filtros Wavelet e Escala da TWDR

Os coeficientes \tilde{h}_l dos filtros escala e \tilde{g}_l dos filtros wavelet da TWDR são obtidos a partir dos correspondentes filtros da TWD como (PERCIVAL; WALDEN, 2000):

$$\tilde{h}_l = \frac{h_l}{\sqrt{2}} \quad e \quad \tilde{g}_l = \frac{g_l}{\sqrt{2}} \quad (4.17)$$

na qual h_l e g_l são, respectivamente, os coeficientes dos filtros escala e wavelet da TWD, de que os coeficientes \tilde{h}_l e \tilde{g}_l satisfazem as seguintes propriedades:

$$\sum_{l=0}^L \tilde{h}_l = 1, \quad \sum_{l=0}^L \tilde{h}_l^2 = \frac{1}{2}, \quad e \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_l \tilde{h}_l + 2n = 0 \quad (4.18)$$

$$\sum_{l=0}^L \tilde{g}_l = 0, \quad \sum_{l=0}^L \tilde{g}_l^2 = \frac{1}{2}, \quad e \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{g}_l \tilde{g}_l + 2n = 0 \quad (4.19)$$

com $n \in \mathbb{N} - \{0\}$ e $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$, na qual L é o número de coeficientes dos filtros escala e wavelet. Além disso, da mesma forma que a TWD, esses filtros também são filtros em quadratura espelhados:

$$\tilde{h}_l = (-1)^{l+1} \tilde{g}_{L-1-l} \quad (4.20)$$

$$\tilde{g}_l = (-1)^l \tilde{h}_{L-1-l}. \quad (4.21)$$

Por exemplo, os coeficientes escala h_l da wavelet Daubechies 4 são:

$$h_0 = \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad h_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad h_2 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad e \quad h_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}},$$

de modo que, de acordo com (4.17), os coeficientes escala \tilde{h}_l são iguais a:

$$\tilde{h}_0 = \frac{1+\sqrt{3}}{8}, \quad \tilde{h}_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{8}, \quad \tilde{h}_2 = \frac{3-\sqrt{3}}{8} \quad e \quad \tilde{h}_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{8},$$

aplicando-se esses valores em (4.21), os coeficientes wavelets \tilde{g}_l são iguais a:

$$\tilde{g}_0 = \tilde{h}_3, \quad \tilde{g}_1 = -\tilde{h}_2, \quad \tilde{g}_2 = \tilde{h}_1 \quad e \quad \tilde{g}_3 = -\tilde{h}_0.$$

4.2.1.6 Primeiro Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR

Sendo um sinal discreto \mathbf{X} constituído de N amostras, o vetor dos coeficientes escala $\tilde{\mathbf{C}}_1$, e o vetor dos coeficientes wavelet $\tilde{\mathbf{D}}_1$ do primeiro nível de resolução, calculados através do algoritmo piramidal da TWDR do sinal \mathbf{X} , podem ser como:

$$\tilde{\mathbf{D}}_1 = \tilde{\mathbf{B}}_1 \mathbf{X} \quad (4.22)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_1 = \tilde{\mathbf{A}}_1 \mathbf{X} \quad , \quad (4.23)$$

sendo que $\tilde{\mathbf{B}}_1$ e $\tilde{\mathbf{A}}_1$ são matrizes de ordem $N \times N$, da forma:

$$\tilde{\mathbf{B}}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{g}_0 & \tilde{g}_1 & \tilde{g}_2 & \tilde{g}_3 & \cdots & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{g}_0 & \tilde{g}_1 & \tilde{g}_2 & \tilde{g}_3 & \cdots & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{g}_0 & \tilde{g}_1 & \tilde{g}_2 & \tilde{g}_3 & \cdots & \tilde{g}_{L-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{g}_2 & \tilde{g}_3 & \cdots & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \tilde{g}_0 & \tilde{g}_1 \\ \tilde{g}_1 & \tilde{g}_2 & \tilde{g}_3 & \cdots & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \tilde{g}_0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{h}_0 & \tilde{h}_1 & \tilde{h}_2 & \tilde{h}_3 & \cdots & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{h}_0 & \tilde{h}_1 & \tilde{h}_2 & \tilde{h}_3 & \cdots & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{h}_0 & \tilde{h}_1 & \tilde{h}_2 & \tilde{h}_3 & \cdots & \tilde{h}_{L-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{h}_2 & \tilde{h}_3 & \cdots & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \tilde{h}_0 & \tilde{h}_1 \\ \tilde{h}_1 & \tilde{h}_2 & \tilde{h}_3 & \cdots & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \tilde{h}_0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Pode-se observar em (4.22) e (4.23) que os vetores de coeficientes wavelet $\tilde{\mathbf{D}}_1$ e de coeficientes escala $\tilde{\mathbf{C}}_1$ têm N elementos cada. A partir de (4.24) e (4.25), observa-se que as matrizes $\tilde{\mathbf{B}}_1$ e $\tilde{\mathbf{A}}_1$ são formadas a partir de deslocamentos circulares das suas primeiras linhas.

De fato, aplica-se um deslocamento de uma linha para outra, ou seja, as linhas das matrizes \tilde{B}_1 e \tilde{A}_1 são interpretadas como sendo deslocamento circulares dos coeficientes dos filtros wavelet e escala do primeiro nível de resolução da TWDR, respectivamente (SILVA, 2009).

4.2.1.7 Segundo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR

No segundo nível de resolução do algoritmo piramidal da TWDR, o vetor de coeficientes escala \tilde{C}_1 é tratado da mesma forma que \mathbf{X} no primeiro nível de resolução, de modo que (SILVA, 2009):

$$\tilde{\mathbf{D}}_2 = \tilde{B}_2 \tilde{C}_1 = \tilde{B}_2 \tilde{A}_1 \mathbf{X} \quad (4.26)$$

$$\tilde{C}_2 = \tilde{A}_2 \tilde{C}_1 = \tilde{A}_2 \tilde{A}_1 \mathbf{X} \quad , \quad (4.27)$$

sendo que \tilde{B}_2 e \tilde{A}_2 são matrizes de ordem $N \times N$, da forma:

$$\tilde{B}_2 = \begin{bmatrix} \tilde{g}_0 & 0 & \tilde{g}_1 & 0 & \tilde{g}_2 & 0 & \tilde{g}_3 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{g}_0 & 0 & \tilde{g}_1 & 0 & \tilde{g}_2 & 0 & \tilde{g}_3 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{L-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{g}_0 & 0 & \tilde{g}_1 & 0 & \tilde{g}_2 & 0 & \tilde{g}_3 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{g}_1 & 0 & \tilde{g}_2 & 0 & \tilde{g}_3 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \tilde{g}_0 & 0 \\ 0 & \tilde{g}_1 & 0 & \tilde{g}_2 & 0 & \tilde{g}_3 & \cdots & 0 & \tilde{g}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \tilde{g}_0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\tilde{A}_2 = \begin{bmatrix} \tilde{h}_0 & 0 & \tilde{h}_1 & 0 & \tilde{h}_2 & 0 & \tilde{h}_3 & \cdots & 0 & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{h}_0 & 0 & \tilde{h}_1 & 0 & \tilde{h}_2 & 0 & \tilde{h}_3 & \cdots & 0 & \tilde{h}_{L-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{h}_0 & 0 & \tilde{h}_1 & 0 & \tilde{h}_2 & 0 & \tilde{h}_3 & \cdots & 0 & \tilde{h}_{L-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{h}_1 & 0 & \tilde{h}_2 & 0 & \tilde{h}_3 & \cdots & 0 & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & \tilde{h}_0 & 0 \\ 0 & \tilde{h}_1 & 0 & \tilde{h}_2 & 0 & \tilde{h}_3 & \cdots & 0 & \tilde{h}_{L-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \tilde{h}_0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Pode-se observar em (4.26) e (4.27) que os vetores dos coeficientes wavelet $\tilde{\mathbf{D}}_2$ e de coeficientes escala $\tilde{\mathbf{C}}_2$ tem N elementos cada. Além disso, a partir de (4.28) e (4.29), observa-se que as linhas das matrizes $\tilde{\mathbf{B}}_2$ e $\tilde{\mathbf{A}}_2$ são obtidas, respectivamente, a partir das linhas das matrizes $\tilde{\mathbf{B}}_1$ e $\tilde{\mathbf{A}}_1$, e usando um zero entre os dois coeficientes \tilde{h}_l e \tilde{g}_l consecutivos. Dessa forma, as linhas das matrizes $\tilde{\mathbf{B}}_2$ e $\tilde{\mathbf{A}}_2$ representam, respectivamente, os filtros wavelet e escala do segundo nível de resolução da TWDR, e estes possuem o coeficiente $2L - 1$.

4.2.1.8 j -ésimo Nível de Resolução do Algoritmo Piramidal da TWDR

Da mesma forma que a TWD, com a análise da formulação do primeiro e segundo níveis de resolução da TWDR, pode-se criar uma forma de generalizar o cálculo do vetor de coeficientes wavelet $\tilde{\mathbf{D}}_j$ e do vetor de coeficientes escala $\tilde{\mathbf{C}}_j$ para o j -ésimo nível de resolução do algoritmo piramidal:

$$\tilde{\mathbf{D}}_j = \underbrace{\tilde{\mathbf{B}}_j \tilde{\mathbf{A}}_{j-1} \cdots \tilde{\mathbf{A}}_1}_{\tilde{\mathbf{D}}_j} \mathbf{X} = \underline{\tilde{\mathbf{D}}}_j \mathbf{X} \quad (4.30)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_j = \underbrace{\tilde{\mathbf{A}}_j \tilde{\mathbf{A}}_{j-1} \cdots \tilde{\mathbf{A}}_1}_{\tilde{\mathbf{C}}_j} \mathbf{X} = \underline{\tilde{\mathbf{C}}}_j \mathbf{X} \quad , \quad (4.31)$$

sendo que $\underline{\tilde{\mathbf{D}}}_j$ e $\underline{\tilde{\mathbf{C}}}_j$ são matrizes de ordem $N \times N$. As matrizes $\tilde{\mathbf{B}}_j$ e $\tilde{\mathbf{A}}_j$, cujas linhas são obtidas a partir de deslocamentos circulares dos coeficientes dos filtros wavelet e escala do j -ésimo nível de resolução, e estes, são obtidos a partir dos filtros wavelet e escala do primeiro nível de resolução, colocando-se $2^{j-1} - 1$ zeros entre os dois coeficientes \tilde{h}_l e \tilde{g}_l consecutivos.

4.2.2 Diferenças Básicas entre TWD e TWDR

As principais diferenças entre a TWD e a TWDR são (PERCIVAL; WALDEN, 2000):

- A TWDR não realiza a decimação por dois das amostras como a TWD, de onde vem o termo redundante.

- A TWDR é uma transformada não-ortogonal, já a TWD é ortonormal.
- Ao contrário da TWD, a TWDR é uma transformada invariante no tempo.
- A TWDR pode ser aplicada a qualquer número de amostras, enquanto que a TWD requer que este número seja uma potência de dois.

5 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

Conforme apresentado no Capítulo 4, a TWD e a TWDR possuem características diferentes, quanto aos resultados dos seus coeficientes, em função de seus processos de filtragem, o que pode diferenciar as eficiências em suas aplicações. Desta forma, é proposta nesta dissertação, uma análise de ambas as transformadas aplicadas ao problema de localização de faltas baseada nas ondas viajantes, para isso, utilizou-se um sistema elétrico simplificado constituído por uma LT, com configuração em circuito simples, e equivalente de Thévenin em seus terminais. Empregou-se a rotina LINE CONSTANT do ATP para cálculo dos parâmetros da LT e o próprio software ATP para a simulação do circuito analisado.

Os resultados dessa simulação foram aplicados em um algoritmo de localização desenvolvido no software Matlab[®].

Neste Capítulo, é apresentado o sistema elétrico usado, a forma como foram gerados os sinais transitórios a partir desse sistema e, em seguida, o esquema do algoritmo localizador, através de sua descrição.

5.1 SOFTWARE ATP

O software ATP é um dos mais empregados na simulação de transitórios eletromagnéticos de sistema de potência. É oriundo do software de simulação EMTP (*Electromagnetic Transient Program*) desenvolvido na década de 60. Em sua primeira versão, trabalhava com simulações em circuitos monofásicos por meio de modelos de indutância, capacitância e resistências em linhas sem perdas, incluindo-se uma chave e uma fonte de excitação. O ATP é um programa de acesso restrito, distribuição gratuita e desenvolvimento contínuo. Seu manual de orientação se chama ATP-Rule Book (1987), no qual estão todas as informações sobre as rotinas de trabalho do ATP, e ainda como elas são implementadas. É um programa usado mundialmente em diversos trabalhos científicos, publicados em revistas e nos congressos mais importantes do setor de energia elétrica, nos estudos de transitórios, proteção e controle.

5.2 CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA ESTUDADO

O sistema elétrico analisado está representado na Figura 5.1, empregado na simulação deste trabalho, no qual apresenta as especificações da fonte e a LT, assim como o seu comprimento e o nível de tensão.

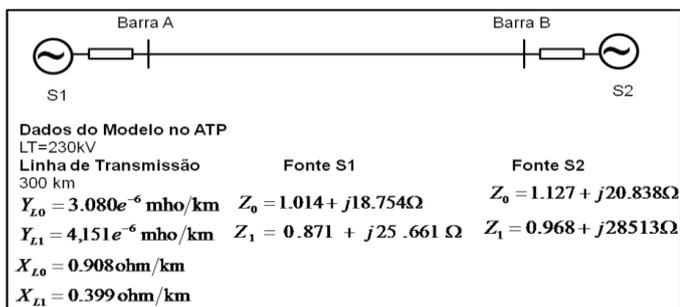


Figura 5.1 - Diagrama unifilar do sistema elétrico de teste.

5.3 MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO

O modelo da LT utilizada para cálculo de seus parâmetros é o apresentado na apostila de treinamento do ATP de Furnas (AMON F.; PEREIRA, 1996), representado na Figura 5.2, no qual são descritas suas especificações quanto às configurações das torres. Além disso, a seguir, são apresentadas as características dos cabos empregados e a resistência do solo, valores também retirados da apostila.

A LT foi modelada como perfeitamente transposta, com parâmetros distribuídos e constantes com a frequência.

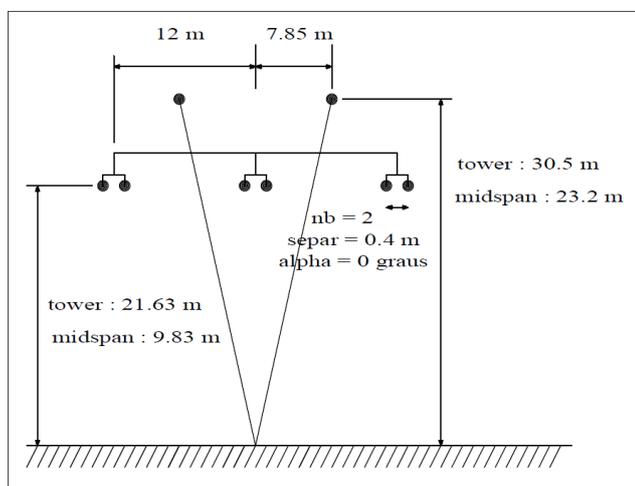


Figura 5.2 - Configuração da torre utilizada na simulação, apostila Furnas (AMON F.; PEREIRA, 1996).

Os condutores de fase são cabos tubulares com as seguintes características:

- a. $T/D = 0.231$; onde T é a espessura do condutor tubular e D é o Diâmetro externo.
- b. Diâmetro externo = 3.18 cm
- c. Resistências em corrente contínua = 0.0522 Ω /km

Os cabos pára-raios são sólidos com as seguintes características:

- a. $T/D = 0.5$; como o cabo é maciço, a espessura T é igual ao raio interno que é a metade do diâmetro, dessa forma o valor da razão é 0.5
- b. Diâmetro externo = 1.46 cm
- c. Resistências em corrente contínua = 0.36 Ω /km

Resistividade do Solo:

$$R_s = 250 \Omega.m$$

Frequência:

$$F = 60 \text{ Hz}$$

5.4 ROTINA LINE CONSTANTS E O ARQUIVO DE ENTRADA PARA SOFTWARE ATP

A rotina LINES CONSTANTS é uma rotina auxiliar do ATP, que permite o cálculo de parâmetros das LTs, em que são inseridos como variáveis de entrada: o espaçamento dos condutores; o número de condutores; a altura destes na torre; resistividade do solo; a frequência em que os parâmetros foram calculados; condições da linha (transposta ou não); efeito pelicular ou “skin”, etc. Para o cálculo dos parâmetros desta LT que é um circuito simples horizontal (Figura 5.2), é apresentada a rotina da Figura 5.3.

```

1 BEGIN NEW DATA CASE
2 LINE CONSTANTS
3 METRIC
4 C =====
5 C opção para entrada dos cabos de forma individual
6 C =====
7 C ---+---1---+---2---+---3---+---4---+---5---+---6---+---7---+---8---+
8 - 10.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---12.2 --- 21.63 --- 9.83
9 - 10.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---11.8 --- 21.63 --- 9.83
10 - 20.231 0.0522 4 ..... 3.18 --- 0.2 --- 21.63 --- 9.83
11 - 20.231 0.0522 4 ..... 3.18 --- 0.2 --- 21.63 --- 9.83
12 - 30.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---11.8 --- 21.63 --- 9.83
13 - 30.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---12.2 --- 21.63 --- 9.83
14 - 00.5 --- 0.36 --- 4 ..... 1.46 ---7.85 ---30.50 ---23.2
15 - 00.5 --- 0.36 --- 4 ..... 1.46 ---7.85 ---30.50 ---23.2
16 BLANK card ending conductor cards
17 ---250.0 --- 60.0 --- 1 --- 111 111 --- 1
18 BLANK card ending frequency cards
19 METRIC
20 C
21 C opção de entrada com redução automática dos cabos geminados
22 C ---+---1---+---2---+---3---+---4---+---5---+---6---+---7---+---8---+
23 - 10.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---12.0 --- 21.63 --- 9.83 ---40. --- 0.0 --- 2
24 - 20.231 0.0522 4 ..... 3.18 --- 0.0 --- 21.63 --- 9.83 ---40. --- 0.0 --- 2
25 - 30.231 0.0522 4 ..... 3.18 ---12.0 --- 21.63 --- 9.83 ---40. --- 0.0 --- 2
26 - 00.5 --- 0.36 --- 4 ..... 1.46 ---7.85 ---30.50 ---23.2
27 - 00.5 --- 0.36 --- 4 ..... 1.46 ---7.85 ---30.50 ---23.2
28 BLANK card ending conductor cards
29 ---250.0 --- 60.0 --- 1 --- 111 111 --- 1
30 BLANK card ending frequency cards
31 BLANK card ending line constants case
32 BEGIN NEW DATA CASE
33 BLANK card ending all case
34

```

Figura 5.3 - Rotina LINE CONSTANTS.

Dessa forma, o programa fornecerá os dados de saída: resistência, reatância e a susceptância de sequência zero e positiva. O resultado da rotina para cálculos dos parâmetros da LT analisada é apresentado na Figura 5.4.

```

Sequence ..... Surge impedance ..... Attenuation ..... velocity ..... Wavelength ..... Resistance ..... Reactance ..... Susceptance
..... magnitude(ohm) angle(degr.) ..... db/km ..... km/sec ..... km ..... ohm/km ..... ohm/km ..... mho/km
Zero : -5.50031E+02 -6.48964E+00 -1.66312E-03 -2.23966E+05 -3.73276E+03 2.09284E-01 -9.08006E-01 -3.08002E-06
Positive: -3.10607E+02 -1.94981E+00 -3.81115E-04 -2.92501E+05 -4.87501E+03 2.72415E-02 -3.99632E-01 -4.15187E-06
Blank card terminating frequency cards. .... |BLANK card ending frequency cards
Blank card ending "LINE CONSTANTS" cases. .... |BLANK card ending line constants case
Total case timing (CP, I/O, tot), sec: ..... 0.062 ..... 0.000 ..... 0.062

```

Figura 5.4 - Resultado da rotina LINE CONSTANTS.

Com os resultados obtidos na rotina LINE CONSTANTS, foi elaborada no software ATP uma rotina para gerar os sinais transitórios de situações de falta no sistema elétrico analisado, em que são lançados os valores dos parâmetros da LT. O software ATP trabalha com formação de cartões (sub-rotinas), sendo que cada um desses cartões tem uma função específica, como por exemplo: cartões de ramos, fontes, chaves e parâmetros gerais (passo de integração, tempo máximo de simulação, etc.).

Implementou-se na rotina de simulação, o modelo do transformador de potencial capacitivo (TPC), como parte das simulações computacionais no ATP. Para tornar os resultados mais próximos de sistemas de proteção em utilização.

5.4.1 Modelo do TPC

O modelo implementado do TPC é o proposto pelo IEEE Power System Relaying Committee (2004), e é apresentado na Figura 5.5 através de um circuito equivalente, os parâmetros dos elementos circuito da figura são descritos na Tabela 5.1, e esses são utilizados em uma rotina do ATP, a qual também é descrita no mesmo trabalho do IEEE.

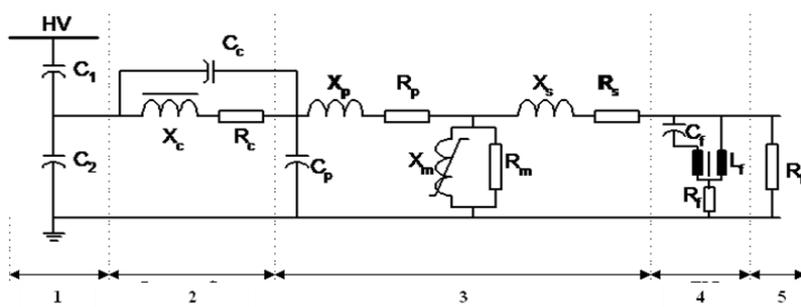


Figura 5.5 - Modelo do circuito equivalente do TPC (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2004).

Tabela 5.1 - Parâmetros dos elementos do circuito do TPC para 230 kV (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2004).

Elemento do Circuito	Parâmetros
1 - Divisor de Tensão Capacitivo	$C_1 = 2,43 \text{ nF}$, $C_2 = 82 \text{ nF}$
2 - Indutor de Compensação	$R_c = 228 \text{ } [\Omega]$, $X_c = 58 \text{ [k}\Omega]$, $C_c = 100 \text{ pF}$
3 - Transformador Abaixador	$C_p = 150 \text{ pF}$, $R_p = 400 \text{ } [\Omega]$, $X_c = 2997 \text{ } [\Omega]$, $R_s = 0.001 \text{ } [\Omega]$, $X_s = 0.001 \text{ } [\Omega]$, relação = 6584/115, Acoplamento do enrolamento (curva de magnetização): $I = 0.001421 \text{ [A]}$, $\Psi = 13.7867 \text{ [Vs]}$
4 - Circuito Supressor de Ferro-Ressonância (CSF)	$R_f = 40 \text{ } [\Omega]$, $C_f = 9.6 \text{ } [\mu\text{F}]$
4 - Transformador do CSF (Representação do Acoplamento do Enrolamento da Reatância L_f)	$I = 0.1 \text{ [A]}$, $\Psi = 0.035 \text{ [Vs]}$
4 - Transformador do CSF (Reatância de Fuga do Enrolamento e Resistência)	$R_p = 0.02 \text{ } [\Omega]$, $X_p = 0.02 \text{ } [\Omega]$, $R_s = 0.001 \text{ } [\Omega]$, $X_s = 0.001 \text{ } [\Omega]$, relação = 1.98/1
5 - Carga	R_b

5.5 VARIAÇÕES NA SIMULAÇÃO DAS CONDIÇÕES DE FALTAS APLICADAS AO CIRCUITO DE TRANSMISSÃO SIMPLES HORIZONTAL

Os dados dos curtos-circuitos simulados são obtidos através do software ATP como já descrito. Todavia, para se obter dados confiáveis na análise proposta, deste trabalho, foram realizados vários tipos de situações de faltas, entre os barramentos A e B. Estas configurações de faltas são descritas a seguir:

- a) Tipos de faltas aplicadas:
 - Fase-terra (AT, BT e CT);
 - Fase-Fase-terra (ABT, ACT e BCT);
 - Fase-Fase (AB, AC e BC);
 - Trifásica (ABC).

- b) Distância em que as faltas foram aplicadas entre os barramentos A e B:
 - 5,10,15,20,25,30,35,....,de 5 em 5 até 295 km (referência barra A).

- c) Ângulos de incidência de faltas:
 - 0°, 45°, 90° e 135°.

- d) Resistências de falta entre fases:
 - 1Ω, 10Ω e 20Ω.

- e) Resistências de falta à terra:
 - 1Ω, 50Ω e 100Ω.

- f) Frequência de amostragem:
 - 60 kHz, 120 kHz e 240 kHz.

Muitos trabalhos realizados com wavelets usam altas frequência de amostragem, o que culmina num maior esforço computacional. Assim, foram feitos testes com várias frequências de amostragem.

A frequência de amostragem determina o passo de integração, que é o tempo de referência usado pelo ATP para simulações:

- para 60 kHz o tempo do passo de integração tem valor de $1,67 \times 10^{-5}$ s e sua taxa de amostragem é de 1000 amostras por ciclo.
- para 120 kHz o tempo do passo de integração tem valor de $8,33 \times 10^{-6}$ s e sua taxa de amostragem é de 2000 amostras por ciclo.
- para 240 kHz o tempo do passo de integração tem o valor de $4,16 \times 10^{-6}$ s e sua taxa de amostragem é de 4000 amostras por ciclo.

5.6 ALGORITMO LOCALIZADOR DE FALTAS

O algoritmo localizador de faltas é desenvolvido através de todas as etapas apresentadas na Figura 5.6, em que este como resultado de saída determina a estimativa do local da falta, e é aplicado para cálculo dos erros gerados pelas localizações, que é o objetivo principal deste trabalho.

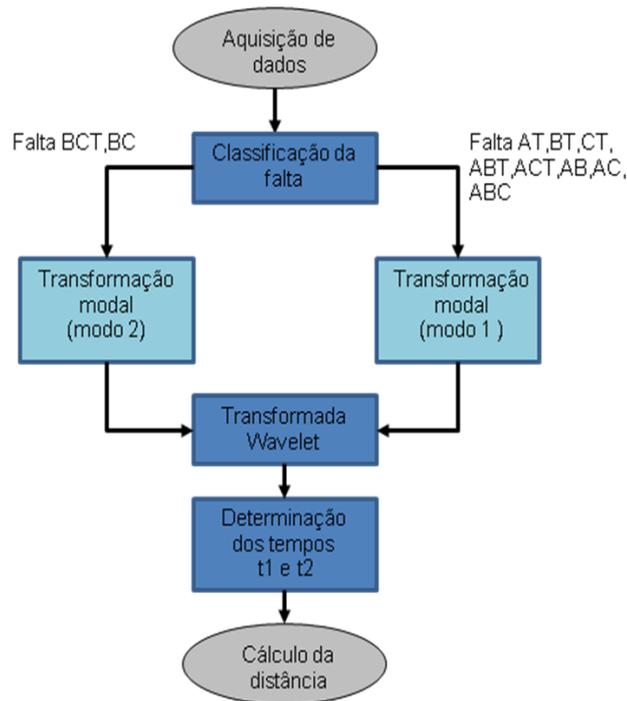


Figura 5.6 - Fluxograma do algoritmo localizador de falta.

O processo de localização de faltas apresentado na Figura 5.6 é dividido em seis etapas, a saber:

1. Aquisição de dados nos terminais da LT.
2. Classificação do tipo de falta, devido a certa peculiaridade quanto a transformação modal.
3. Decomposição das componentes modais do sinal trifásico.
4. Cálculo dos coeficientes de detalhe da TW.
5. Determinação dos tempos de reflexão das ondas incidentes.
6. Cálculo da distância da falta.

Esse processo é feito para ambas as transformadas, TWD e TWDR, de modo a comparar os resultados e determinar os erros percentuais nas localizações em ambos os casos.

5.6.1 Aquisição de Dados

Hoje, com a evolução tecnológica, é possível empregar registradores digitais de sinais de alta frequência, posicionados em ambos os terminais da linha, local e remoto. Porém, torna-se necessária a utilização de um meio de comunicação entre os terminais, para que haja a transferência de dados entre os registradores. Isso implica que ambos tenham a mesma referência de tempo para a sincronização.

Como já descrito, ao invés da aplicação de sinais de registradores de um sistema real, os sinais empregados são gerados por um modelo no ATP, os curtos-circuitos são gerados em vários tipos de situações, para maior consistência da análise, em ambas as barras (Local e Remota), e sincronizadas pela mesma referência de tempo no simulador.

Quanto ao tipo de sinal obtido para ambos os terminais a serem analisados, alguns trabalhos na literatura se utilizam dos dados de tensão e de corrente; outros, somente de um deles. Contudo, neste trabalho, como dados de entrada do algoritmo localizador, a exemplo de Silva (2003), foram empregados apenas os sinais de tensão das três fases, os quais foram coletados no secundário do TPC, instalados em ambos os terminais da LT, para tornar o modelo o mais próximo possível de sistemas de transmissão reais. Como apresentado no item 5.4.

5.6.2 Classificação da Falta

Neste trabalho, considerando que não era o seu objetivo, não se aplicou um método de classificação de falta. As faltas foram geradas com pré-identificação das sequências, e estas foram aplicadas no algoritmo como processo de classificação. Pode-se sugerir como método a ser empregado, o apresentado em Silva (2003), no qual foi usado o método de classificação de falta por comparação dos fasores de corrente superpostos e de sequência zero.

A classificação da falta é empregada, especialmente, neste trabalho, para a identificação dos curtos BC e BCT. Isso se justifica pelo fato de que, quando se aplica a transformada de Clarke, sinal de modo 1 não apresenta transitórios, quando a fase A não está envolvida no curto-circuito. Assim, não é possível realizar a localização da falta pela análise desse modo, no caso de faltas BC. Já no caso de faltas BCT, muito embora a fase A não esteja envolvida, ainda se percebe a incidência de sinais transitórios no modo 1, devido ao fato da falta envolver a terra, como demonstrado em Oliveira *et al.* (2000). Contudo, estes transitórios

são muito amortecidos, sobretudo, quando a resistência de falta tiver valor elevado, o que pode gerar um erro na localização. Dessa forma, para estes dois tipos de falta, o sinal de modo 2 da transformada de Clarke foi utilizado para o processo de localização.

5.6.3 Transformação Modal

Em LTs trifásicas, as fases são mutuamente acopladas. Isso significa que sinais elétricos medidos também são mutuamente acoplados, fazendo com que eventos de transitórios eletromagnéticos gerados durante a falta, possam também aparecer nas fases não faltosas, afetando em maior ou menor grau as demais. Para eliminar esse problema, pode-se lançar mão de uma transformação matemática com a finalidade de desacoplar os sinais.

Utiliza-se para isso, o uso de componentes de sistema para prover o desacoplamento eletromagnético das seções simétricas da linha de transmissão, o que permite que o sistema trifásico seja tratado como três circuitos monofásicos independentes. Esse método é chamado de transformação modal a qual é empregada para desacoplar os sinais trifásicos de tensão ou corrente.

Considerando que na modelagem do sistema, a LT seja perfeitamente transposta e simétrica, pode ser usada a transformação modal de Clarke, como apresentada no Capítulo 3, em (3.61). Aplicando essa técnica, o sistema trifásico pode ser tratado como três circuitos monofásicos independentes, denominados de modos. Eles são descritos no Capítulo 3 como: modo 1, 2 e zero.

Neste trabalho, estão sendo usados os sinais de tensões para análise, conforme já descrito. Dessa forma, podem ser obtidas as tensões nesses modos, a partir das componentes de fase do sistema trifásico. Também como já apresentado no Capítulo 3, para cada um desses modos é definida uma velocidade de propagação na LT. Sendo utilizada no algoritmo para cálculo das localizações a velocidade na LT do modo 1 (v_1), conforme (3.65), pois v_1 está presente em todos os tipos de falta.

Foram realizados testes com outras transformadas, como a de Wedepohl e de Karrenbauer, mas a de Clarke foi a que apresentou melhores resultados no que diz respeito à discriminação dos sinais transitórios, oriundos de faltas. Por essa razão, esta foi a utilizada, neste estudo.

5.6.4 Cálculo dos Coeficientes de Detalhe da TW

Como já descrito, a TW é uma boa ferramenta para análise de transitórios de alta frequência, geradas por faltas nos sistemas elétricos. Essa boa capacidade de discriminar e identificar com precisão os instantes das faltas sobre as formas de onda, é possível em virtude de a TW permitir associar características no domínio da frequência, com sua localização no tempo.

Um dos problemas descritos em alguns estudos, que pode dificultar a utilização da TWD e a TWDR, na identificação dos coeficientes no instante da falta, é o chamado efeito de borda. De fato, esse efeito aparece sempre quando a TWD ou a TWDR são aplicadas a um sinal discreto com tamanho finito. Nesse caso, os deslocamentos circulares aplicados nos filtros, conforme ilustrado no Capítulo 4, fazem com que apareçam coeficientes diferentes de zero no início e no fim do sinal. Como resultado, alguns coeficientes de detalhe e de aproximação não reproduzem o comportamento real do sinal avaliado nos domínios do tempo e da frequência. O número de coeficientes de detalhe e de aproximação que serão afetados pelo efeito de borda depende do número de coeficientes diferentes de zero dos filtros wavelet e escala, de modo que quão maior a ordem da wavelet mãe, maior será o efeito de borda que ela provoca.

No presente trabalho, empregou-se a formulação de cálculo dos coeficientes de detalhe e de aproximação apropriada para aplicações em tempo real, de modo que os sinais avaliados são considerados como tendo tamanho infinito. Nesse esquema, a cada nova amostra, dá-se um deslocamento nos filtros, semelhante a um esquema de janelamento móvel, de modo a calcular os novos coeficientes de detalhe e de aproximação considerando essa nova amostra. Assim, esse deslocamento nunca irá provocar a rotação dos coeficientes dos filtros wavelet e escala de modo a posicioná-los simultaneamente no início e no fim do sinal avaliado. Como resultado, o efeito de borda não é verificado.

Os sinais modais de tensão, modo 1 e modo 2 nos casos dos curtos BC e BCT como já apresentado, são decompostos através da AMR para duas transformadas: a TWD e a TWDR. Considerando que o objetivo deste trabalho é fazer análise do comportamento destas duas transformadas, quanto à precisão, em um algoritmo de localização, foi empregada mais de uma ordem, das wavelets mães da família Daubechies, mas, especificamente, as de ordem 6,

8, 10 e 12 (Daub6, Daub8, Daub10, Daub12). Estas apresentaram melhores resultados, após observação em análises comparativas, com testes de outras ordens. Apenas os coeficientes de detalhe são avaliados nesse trabalho, a fim de detectar os instantes de reflexões de ondas nos terminais da LT analisada.

É empregado pelo algoritmo somente os CWs de detalhe do primeiro nível (d_1), referentes ao modo 1 e 2, gerados para todas as wavelets mães utilizadas, em cada uma das frequências de amostragem do sinal. A falta gera picos elevados nos valores dos CWs, e com a análise dos valores desses picos nos terminais de medição (local e remoto), determinam-se os instantes de tempo, que se referem ao tempo de deslocamento da reflexão das ondas viajantes do ponto de falta aos terminais de medição, os quais são necessários para estimar o local de origem da falta.

5.6.5 Determinação dos Tempos

A determinação dos instantes de incidência, ou seja, os primeiros instantes de reflexão dos sinais de falta em ambos os barramentos, é feita pela análise dos coeficientes de d_1 da tensão no modo 1 e 2 para TWD e TWDR em ambas as barras, em todos os casos estudados.

Aplicou-se para detecção destes instantes, a criação de um limiar, para servir de comparação com o sinal d_1 de ambas as barras, e esta comparação é feita amostra por amostra com o limiar.

O valor dos coeficientes d_1 , com o sinal em regime permanente é, aproximadamente, zero e diferente de zero com a presença de transitórios, conforme pode ser observado no comportamento das Figuras 5.7, 5.8 e 5.9. Dessa forma, para definir o limiar é empregada uma janela de tempo de 3ms (três milissegundos), como apresentado em Valins (2005), dos coeficientes de d_1 em regime permanente, e desses valores determina-se o valor máximo, a este é acrescido 5%, para evitar qualquer erro devido a uma imprecisão do sinal (VALINS, 2005). Esse valor será usado como limiar para testes de outras amostras dos coeficientes de d_1 .

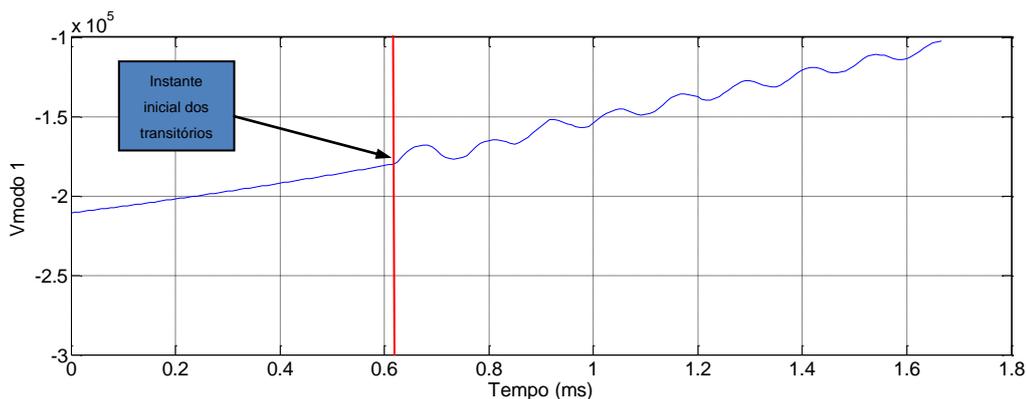


Figura 5.7 - Identificação do instante inicial dos transitórios do sinal original Vmodo 1.

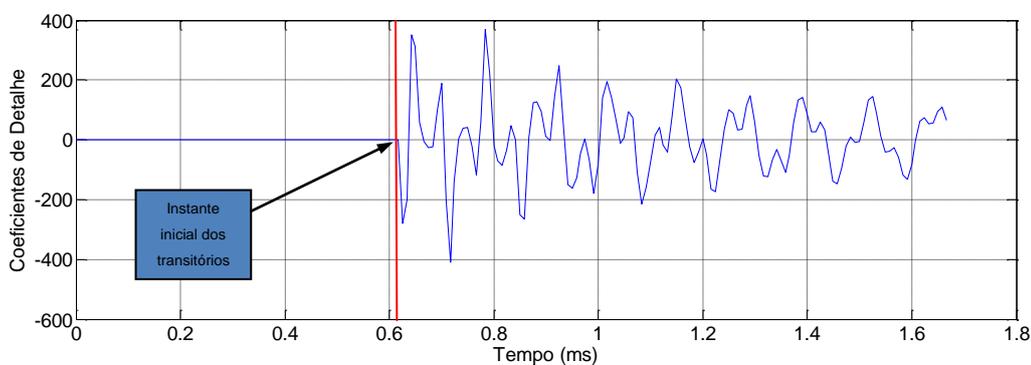


Figura 5.8 - Identificação do instante inicial dos transitórios via TWDR e seus coeficientes de detalhe.

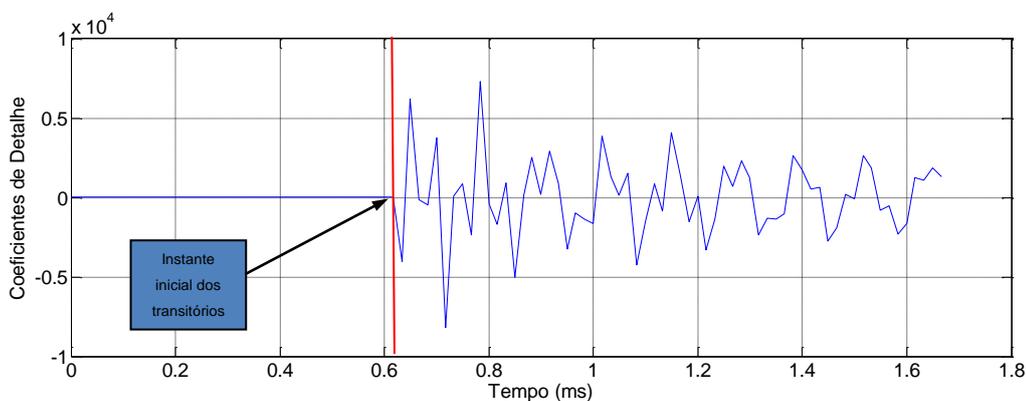


Figura 5.9 - Identificação do instante inicial dos transitórios via TWD e seus coeficientes de detalhe.

A fim de reduzir os efeitos de ruídos dos sinais, avaliou-se os coeficientes d_1 , elevados ao quadrado como apresentado por Silva (2003), conforme demonstrado na Figura 5.10.

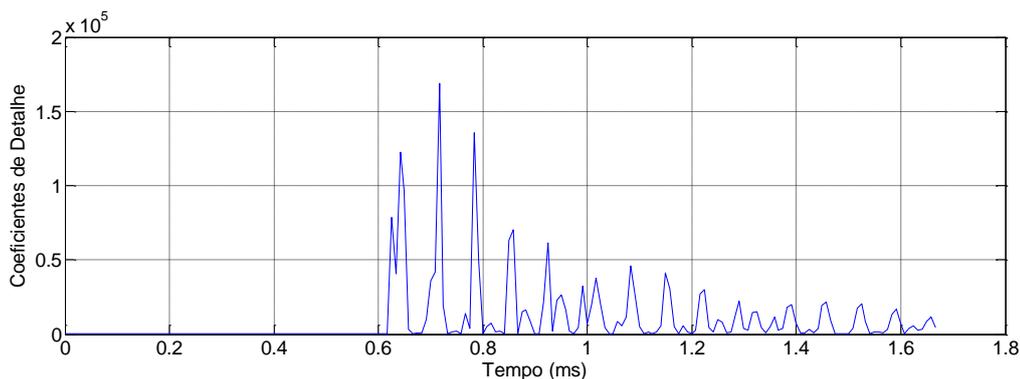


Figura 5.10 - Coeficientes de detalhe do sinal elevado ao quadrado.

Com a definição do valor do limiar, os valores dos coeficientes de d_1 são comparados com esse valor, amostra por amostra. Quando esta comparação encontra o primeiro valor do coeficiente de d_1 maior que o valor do limiar, o valor dessa amostra é considerado como primeira. Como foi verificado nos estudos, nem sempre essa amostra representa o valor do pico máximo da reflexão, o que poderá gerar uma imprecisão na localização da falta. Dessa forma, utiliza-se o artifício de considerar mais três amostras seguintes, a esta primeira dos coeficientes de d_1 . Em seguida, a partir dessas quatro amostras determina-se o valor máximo. Isso irá garantir uma precisão maior na localização do real pico máximo, que por consequência, melhorará a precisão da localização do ponto da falta, conforme demonstrado na Figura 5.11.

Foram feitos testes com um número menor e maior de três amostras a partir da primeira identificada, e o processo apresentado com quatro amostras no total, é o que resultou os melhores resultados.

A Figura 5.11 também demonstra o processo de determinação dos primeiros instantes de incidência dos transitórios, através da análise dos coeficientes de detalhe da TWD e da TWDR.

Após a determinação do valor do pico máximo das quatro amostras dos coeficientes d_1 , encontra-se a sua correspondente no eixo do tempo. Este é o tempo t_1 , determinado no terminal de referência. Esse mesmo processo se repetirá para o outro terminal da LT para o tempo t_2 .

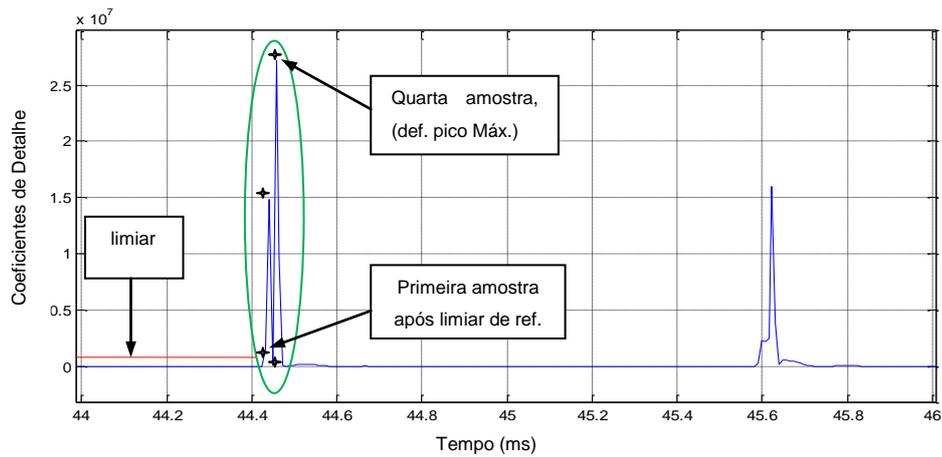


Figura 5.11 - Identificação do tempo t_1 do terminal local.

5.2.6 Cálculo da Distância

Para o cálculo da distância, é apresentado em Gale *et al.* (1993) o método de dois terminais. A partir dos instantes de tempo t_1 e t_2 , conforme apresentado na Figura 5.12, em que se representa uma LT de comprimento l , têm-se os dois terminais: “local” barra A e “remoto” barra B. Assim, é possível calcular a distância d da barra A, que é a barra de referência até o ponto f , onde houve a ocorrência da falta, conforme (5.1).

$$d = \frac{l - (t_2 - t_1) \cdot v_1}{2} \quad (5.1)$$

na qual d é a distância da barra A até o local da falta f em (km); l o comprimento da LT em (km); t_1 e t_2 os primeiros instantes dos transitórios nas barras A e B em (s) e v_1 a velocidade de propagação na LT do modo 1 em (km/s).

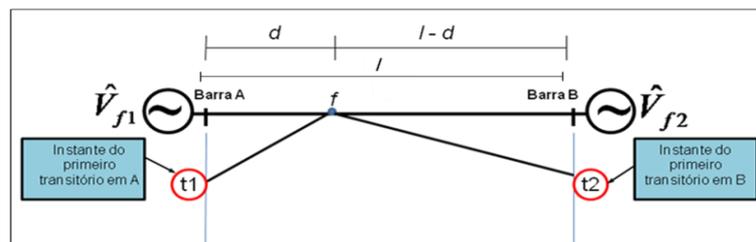


Figura 5.12 - Diagrama de reflexões nas barras A e B, para a falta f com a identificação do processo de determinação de t_1 e t_2 no terminal Local barra A e terminal Remoto barra B.

6 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Neste capítulo, apresentam-se os resultados obtidos através da comparação estatística dos resultados da localização de faltas baseada em ondas viajantes, utilizando as transformadas TWD e TWDR como técnicas de detecção dos tempos de reflexão de ondas.

Um exemplo de como é realizado este processo no algoritmo é apresentado nas Figuras 6.1, 6.2 , 6.3 e 6.4, no qual o oscilograma de tensão gerado no software ATP é decomposto através da transformação modal, em sequência é utilizado os filtros wavelets para ambas as transformadas para extrair as componentes de alta frequência do sinal, que são empregadas conforme apresentado no Capítulo 5, para determinar os tempos que são usados para localização do ponto de falta.

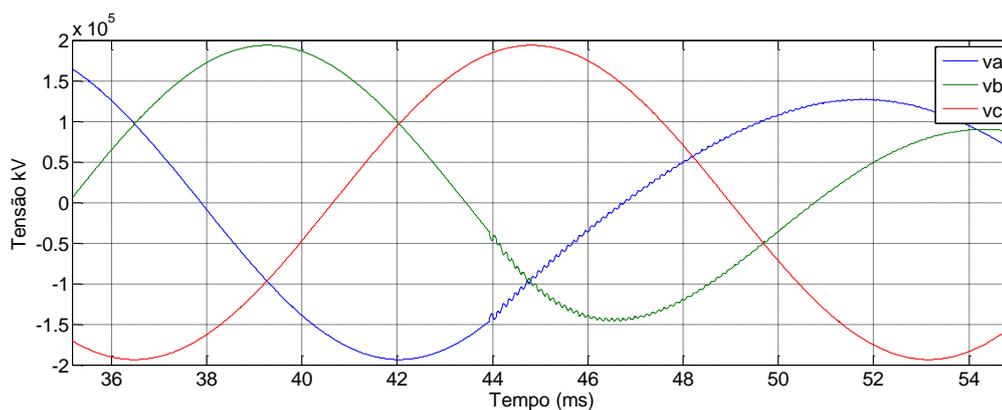


Figura 6.1 - Sinal de tensão para curto circuito entre as Fases AB.

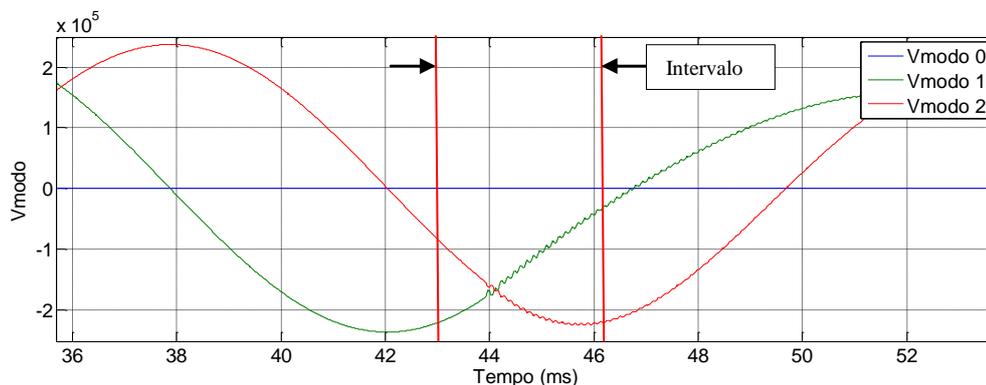


Figura 6.2 - Sinal Vmodo de tensão para curto circuito entre as Fases AB.

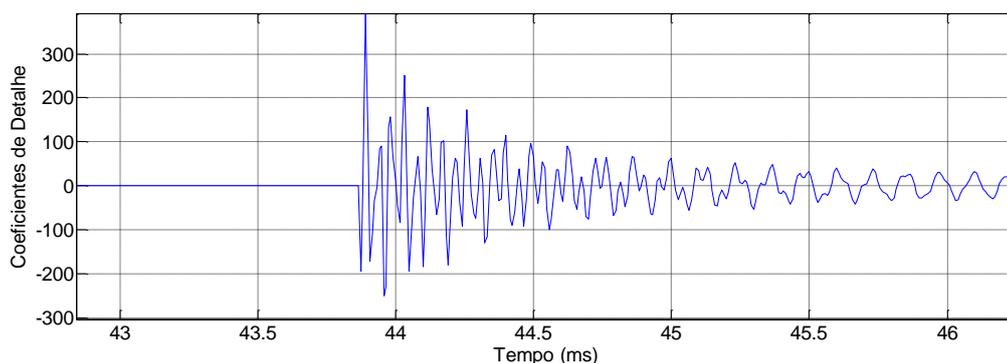


Figura 6.3 - Sinal dos coeficientes de detalhe no primeiro nível de resolução usando a Daub 8 para TWDR de Vmodo 1 para o intervalo.

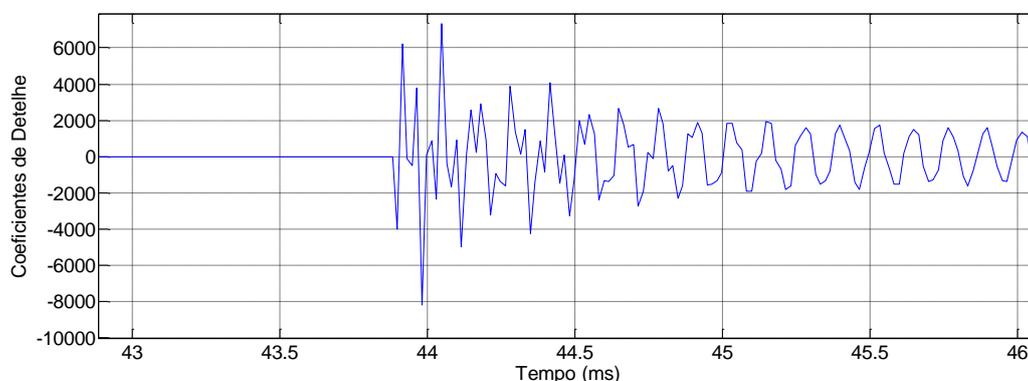


Figura 6.4 - Sinal dos coeficientes de detalhe no primeiro nível de resolução usando a Daub 8 para TWD de Vmodo 1 para o intervalo.

Como descrito no Capítulo 5, foram consideradas várias situações de falta, combinando variáveis como: ângulo de incidência, resistência de falta, dentre outras. Essas situações foram simuladas para diferentes pontos da LT entre os barramentos A e B, tendo a barra A como terminal de referência. Sendo que, cada conjunto destas variações, foi testado para três taxas amostrais descritas também no Capítulo 5. As combinações das variáveis apresentadas resultam em uma base de dados com 7080 oscilogramas de tensões gerados em três frequências de amostragem decompostos em quatro famílias de wavelets mãe em ambas as transformadas, sendo gerados num total 169.920 oscilogramas, utilizados para as análises dos resultados.

Esses resultados são obtidos para o sistema elétrico trifásico ilustrado na Figura 5.1, que apresenta no modo 1 uma velocidade de propagação de $2,9293 \times 10^5$ km/s. Os sinais de tensão do modo 1 ou 2, sendo o modo 2, conforme descrito utilizado para curtos BC e BCT,

são decompostos no primeiro nível da AMR da TW, para diferentes wavelets mãe da família Daubechies, a saber: Daub6, Daub8, Daub10 e Daub12.

Os resultados são apresentados a partir de ferramentas para análise estatística, utilizadas para demonstrar o desempenho do algoritmo de localização. Isso é feito tomando-se por base os erros de localização obtidos para cada caso simulado, em função da sequência de combinações propostas. Essas ferramentas são apresentadas em (6.1) e (6.2):

$$\varepsilon_{perc}(\%) = \left| \frac{\varepsilon_{abs}}{l_{LT}} \right| \cdot 100\% \quad (6.1)$$

$$\varepsilon_{abs}(km) = |d_{estimado} - d_{real}| \quad (6.2)$$

sendo, ε_{abs} erro absoluto, ε_{perc} erro percentual, l_{LT} comprimento da linha, $d_{estimado}$ é a distância calculada pelo algoritmo de localização e d_{real} distância do local real onde ocorreu a falta.

A partir desses resultados, é necessária uma ferramenta estatística de análise comparativa em relação aos apresentados para ambas as TW. A ferramenta empregada foi o polígono de frequência acumulada, que é o método gráfico que ilustra frequências ou porcentagens acumuladas. Nesse caso, os gráficos dos resultados, são obtidos pela relação das quantidades do percentual total das amostras, pelos valores dos erros percentuais na localização.

O desenvolvimento desse processo de análise através da ferramenta escolhida, pode ser mais bem entendido empregando os dados Tabela 6.1, na qual foram usados alguns dos 7080 resultados do algoritmo, para as combinações descritas na tabela, é desenvolvido o gráfico do polígono de frequência acumulada para esses resultados, e é apresentado na Figura 6.5, sendo que, conforme o gráfico, observa-se como um exemplo de definição da análise que, em 18% das faltas obteve-se a localização da falta com erro inferior 0,014%, e que em 90% das faltas obteve-se a localização da falta com erro inferior 0,112%, mesmo processo de análise foi aplicado ao total dos resultados para todas as combinações já descritas, conforme apresentados nos itens a seguir.

Tabela 6.1 - Tabela com alguns dos resultados, utilizando TWDR para Daubechies 8 na frequência de amostragem de 240 kHz

Distância Real (km)	Tipo de Falta	Resistência de Falta (Ω)	Ângulo de Incidência ($^\circ$)	Dist. Estimada (km)	Erro Percentual (%)
5	ab	1	0	4,9864	0,0045
10	ab	1	0	9,8609	0,0463
15	ab	1	0	14,7353	0,0882
20	ab	1	0	19,6097	0,1301
25	ab	1	0	25,0934	0,0311
30	ab	1	0	29,9678	0,0107
35	ab	1	0	34,8422	0,0526
40	ab	1	0	40,3259	0,1086
45	ab	1	0	45,2003	0,0667
50	ab	1	0	50,0747	0,0249
55	ab	1	0	54,9491	0,0169

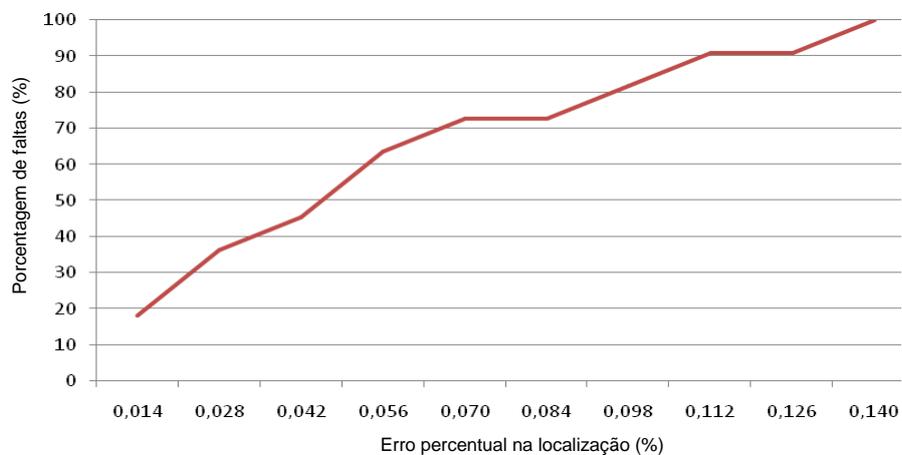


Figura 6.5 - Polígono de frequência acumulada dos resultados da Tabela 6.1.

6.1 RESULTADOS EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM

São apresentados os resultados referentes às frequências de amostragens de 60 kHz, 120 kHz e 240 kHz, usando a análise wavelet para a TWD e para TWDR, sendo demonstrados na forma de gráficos, através dos seus desempenhos estatísticos.

6.1.1 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 60 kHz.

Na Figura 6.6, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para a base de dados gerada com a frequência de amostragem de 60 kHz, considerando cada wavelet mãe usada no cálculo da TWD. Observa-se, de um modo geral, a wavelet Daubechies 12 foi a que apresentou melhores resultados, uma vez que com ela aproximadamente 91% das faltas foram localizadas com um erro inferior a 1%, enquanto que com as outras wavelets não mais que 75% das faltas foram localizadas com essa mesma exatidão. Por outro lado, para a frequência de amostragem de 60 kHz, o pior desempenho na localização utilizando a TWD foi observado com a wavelet mãe Daubechies 8, que apresentou um erro percentual na localização de 2,3% em 42% das faltas analisadas.

Na Figura 6.7, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para base de dados gerada com frequência de amostragem de 60 kHz, considerando cada wavelet mãe usada no cálculo da TWDR. Diferentemente da TWD, para essa frequência de amostragem não se observou diferenças significativas nos diferentes desempenhos das wavelets mãe. De fato, utilizando a TWDR, em torno de 85% das faltas foram localizadas com erro percentual inferior a 0,5%. Por outro lado, analisando-se a Figura 6.6, observa-se que um erro percentual na localização de 0,5% foi conseguido em apenas 42% das faltas utilizando-se a Daubechies 12.

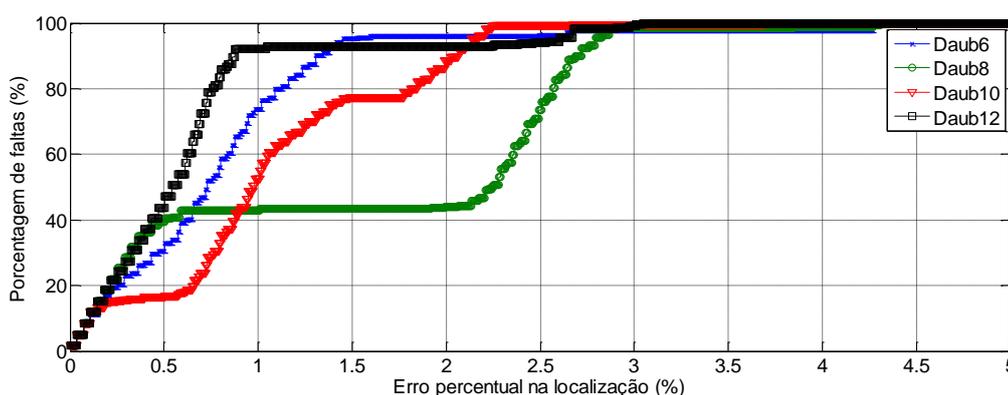


Figura 6.6 - Polígono de frequência acumulada TWD 60 kHz.

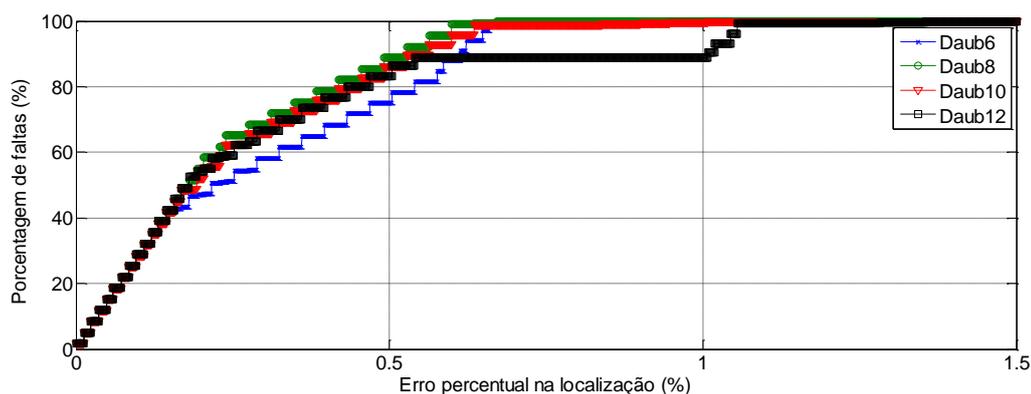


Figura 6.7 - Polígono de frequência acumulada TWDR 60 kHz.

6.1.2 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 120 kHz.

Na Figura 6.8, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para a base de dados gerada com a frequência de amostragem de 120 kHz, considerando cada wavelet mãe usada no cálculo da TWD. Observa-se, de um modo geral, a wavelet Daubechies 10 foi a que apresentou melhores resultados, uma vez que com ela aproximadamente 86% das faltas foram localizadas com um erro inferior a 0,6%, enquanto que com as outras wavelets não mais que 80% das faltas foram localizadas com essa mesma exatidão. Por outro lado, para a frequência de amostragem de 120 kHz, o pior desempenho na localização utilizando a TWD foi observado com a wavelet mãe Daubechies 12, que apresentou um erro percentual na localização de 1,5% em 75% das faltas analisadas.

Na Figura 6.9, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para base de dados gerada com frequência de amostragem de 120 kHz, considerando cada wavelet mãe usada no cálculo da TWDR. Para essa frequência de amostragem não se observaram diferenças significativas nos diferentes desempenhos das wavelets mães Daubechies (6, 10 e 12), no qual apresentam em 100% das faltas um erro máximo de 0,27% na localização, apenas a wavelet mãe Daubechies 8, apresentou erro máximo percentual superior na localização, com o valor de 0,4% em 100% das faltas analisadas. De fato, utilizando a TWDR, em torno de 100% das faltas foram localizadas com erro percentual inferior a 0,4%. Por outro lado, analisando-se a Figura 6.8, observa-se que um erro percentual na localização de 0,4% foi conseguido em apenas 78% das faltas utilizando-se a Daubechies 8.

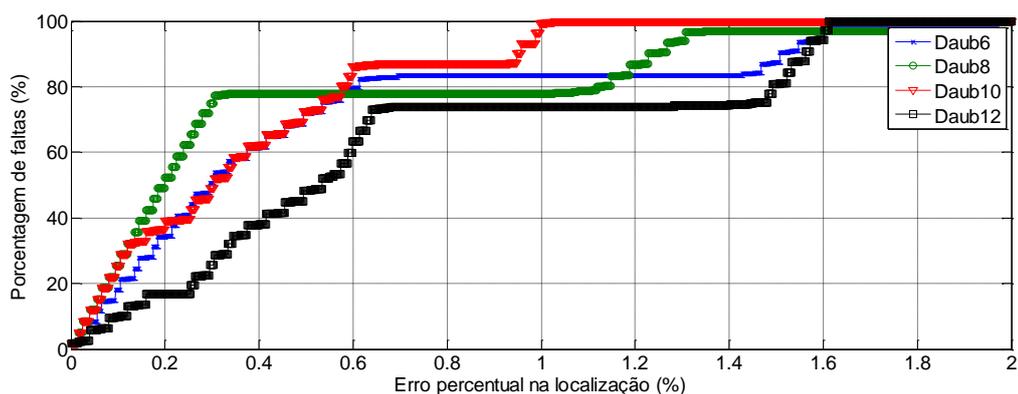


Figura 6.8 - Polígono de frequência acumulada TWD 120 kHz.

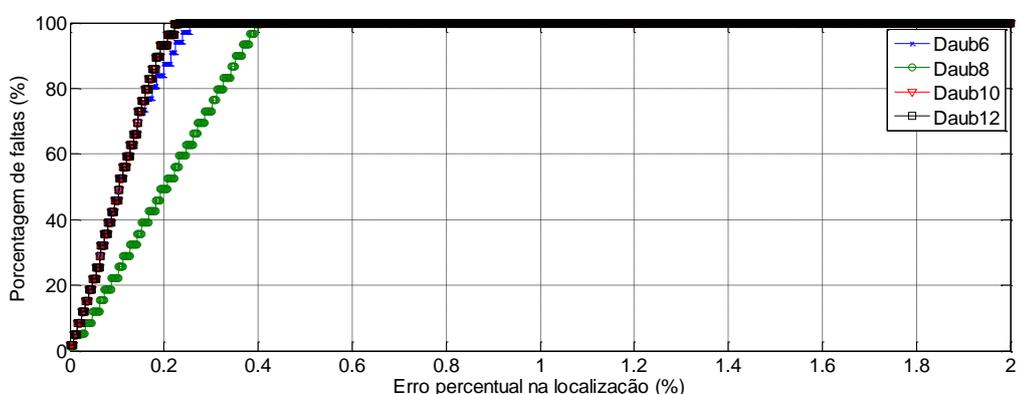


Figura 6.9 - Polígono de frequência acumulada TWDR 120 kHz.

6.1.3 Resultados Obtidos para a Frequência de Amostragem de 240 kHz.

Na Figura 6.10, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para a base de dados gerada com a frequência de amostragem de 240 kHz, considerando cada wavelet mãe usada no cálculo da TWD. Observa-se, de um modo geral, a wavelet Daubechies 8 foi a que apresentou melhores resultados, uma vez que com ela aproximadamente 88% das faltas foram localizadas com um erro inferior a 0,3%, enquanto que com as outras wavelets não mais que 71% das faltas foram localizadas com essa mesma exatidão. Por outro lado, para a frequência de amostragem de 240 kHz, o pior desempenho na localização utilizando a TWD foi observado com a wavelet mãe Daubechies 10, que apresentou um erro percentual na localização de 0,3% em 55% das faltas analisadas.

Na Figura 6.11, apresentam-se os gráficos dos polígonos de frequências acumuladas para base de dados gerada com a frequência de amostragem de 240 kHz, considerando cada

wavelet mãe usada no cálculo da TWDR. Para essa frequência de amostragem não se observou diferenças significativas nos diferentes desempenhos das wavelets mães Daubechies (8, 10 e 12), no qual apresentam em aproximadamente 100% das faltas um erro máximo de 0,23% na localização, apenas a wavelet mãe Daubechies 6, apresentou erro máximo percentual diferenciado na localização, com o valor de 0,6% em 100% das faltas analisadas. De fato, utilizando a TWDR, em torno de 90% das faltas foram localizadas com erro percentual inferior a 0,18%. Por outro lado, analisando-se a Figura 6.10, observa-se que em torno de 90% das faltas foram localizadas com um erro percentual inferior a 0,65%.

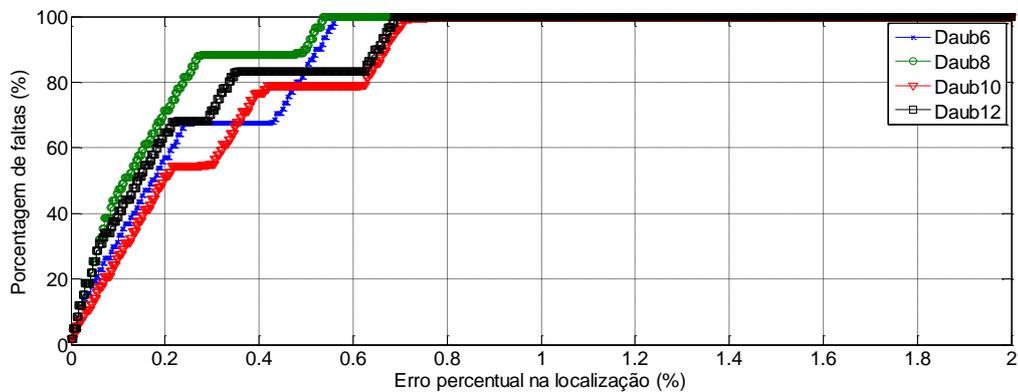


Figura 6.10 - Polígono de frequência acumulada TWD 240 kHz.

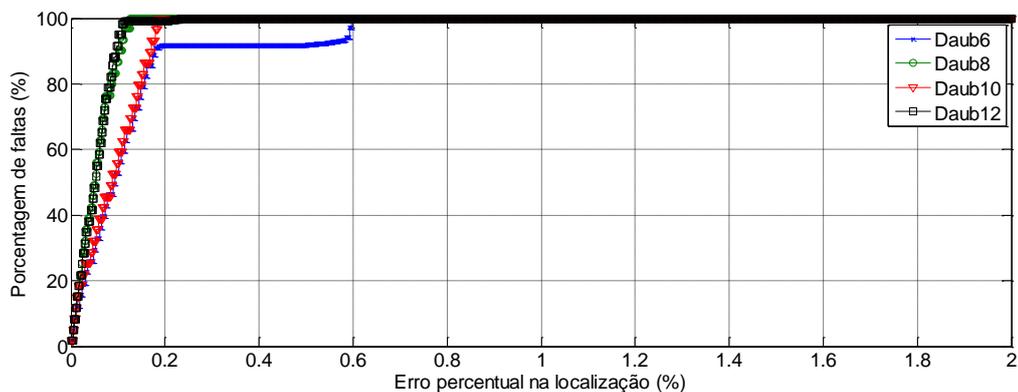


Figura 6.11 - Polígono de frequência acumulada TWDR 240 kHz.

6.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

No que diz respeito ao tipo da wavelet mãe, não se identificou um padrão bem definido nos resultados, que permita indicar qual a melhor wavelet para uma determinada taxa de amostragem. Todavia, ainda é possível definir algumas tendências. As variações nos

desempenhos entre as Daubechies para a TWDR são menos significativas em termos das diferenças entre valores dos erros percentuais das localizações, em cada uma das frequências de amostragem apresentadas, sendo que, para a TWD essas variações são bem mais expressivas. Outra tendência analisada é de que, para as mais altas frequências de amostragem, a TWD para Daubechies de menor ordem apresenta melhores resultados em termos de localização, e na TWDR isto ocorre para as Daubechies de maior ordem.

Entretanto, é evidente que em relação aos resultados, o aumento da taxa de amostragem culminará em uma redução do erro percentual, independente da wavelet mãe, o que, de fato, já era esperado. Isso ocorre pelo fato de que, quanto maior frequência de amostragem, maior será o número de coeficientes nos filtros wavelet e escala, o que implica em uma melhora nas suas características de filtragem.

Os resultados também evidenciam que, mesmo apresentando um erro maior, ainda é possível fazer a localização de faltas por ondas viajantes, com algoritmos de dois terminais, utilizando sinais amostrados com uma frequência da ordem de 60 kHz, como no resultado apresentado na TWDR com erro máximo de 0,67%.

O preço que se paga pela redução dos erros percentuais na localização baseada na TWDR é o aumento do esforço computacional do algoritmo, uma vez que se trabalha com o dobro de coeficientes da TWD. Contudo, como a localização de faltas é feita *off-line*, acredita-se que a TWDR possa ser aplicada, resultando em uma localização mais precisa da falta.

Para todos os casos apresentados, os resultados da TWDR foram superiores aos apresentados pela TWD, independente da taxa de amostragem e da wavelet mãe utilizada.

7 CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Nesta dissertação, foi proposta uma análise comparativa entre a TWD e sua variante a TWDR, aplicadas à localização de faltas em LTs baseada em ondas viajantes.

Um grande número de faltas foi simulado no software ATP, o que permitiu realizar uma análise estatística dos resultados obtidos, no que diz respeito ao erro percentual na localização. Para tanto, foram consideradas diferentes wavelets mãe da família Daubechies e diferentes frequências de amostragem dos sinais.

Os resultados obtidos indicam que o aumento da frequência de amostragem dos sinais, impacta diretamente na redução dos erros na localização, o que já era um resultado esperado, uma vez que, neste caso, melhoram-se as características de filtragem dos filtros da TWD e da TWDR. Contudo, mostrou-se que mesmo para taxas menores, ainda é possível obter bons resultados com a localização por ondas viajantes com informação de dois terminais da LT.

Uma contribuição relevante deste estudo é mostrar, a partir de análises estatísticas, que a TWDR apresenta melhores resultados do que a TWD na localização de faltas por ondas viajantes, o que abre um precedente para que essa transformada possa ser utilizada no desenvolvimento de trabalhos futuros.

Como continuação dos estudos realizados e apresentados, nesta dissertação, são sugeridas as seguintes propostas:

- Utilizar outras famílias de wavelets mães, para que sejam comparados os resultados com os da família apresentada.
- Usar outras taxas de amostragem para confirmar a observação de que, com aumento da taxa de frequência de amostragem, a TWD tem comportamentos melhores com as Daubechies menores e a TWDR tem comportamentos melhores com as Daubechies maiores, quanto à diminuição dos erros de localização.
- Realizar a análise do desempenho da TWD e da TWDR aplicadas à localização de faltas baseada nas ondas viajantes, mas considerando diferentes níveis de razão sinal ruído.
- Realizar testes com utilização de linhas de transmissão de circuitos duplos, para verificação de sua influência nos resultados.

- Implementar um algoritmo localizador, utilizando sinais de um terminal com TWDR, para comparação em resultados de trabalhos com a TWD para um terminal.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AMON, F. J.; PEREIRA, M. P. Curso Básico de Utilização do ATP. *Comitê Latino Americano de Usuários do EMTP/ATP*, pág. O/19 - cap.III – versão original, Set. 1994 – revisão, Nov. 1996.
- ANCELL, G. B.; PAHALAWATHTHA, N. C. Maximum likelihood estimation of fault location on transmission lines using traveling waves. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.9,n.2, p.680-686, Apr. 1994.
- BEWLEY, L. V. *Traveling waves on transmission systems*. New York: John Wiley & Sons, 1933.
- BURRUS, C. S.; GOPINATH, R. A.; GUO, H. *Introduction to Wavelets and Wavelets Transforms – A primer*. 10 ed. New Jersey: Prentice-Hall Inc. 1998.
- CHANDA, D.; KISHORE, N. K.; SINHA, A. K. A wavelet multiresolution analysis for location of faults on transmission lines. *Electrical Power & Energy Systems*, v.25, p. 56-69, 2003.
- CHRISTOPOULOS, C.; THOMAS, D. W. P.; WRIGHT, A. Scheme, based on travelling waves, for the protection of major transmission lines. *Proceedings of IEE*, v.135, n.C, pp. 63-73, Jan. 1998.
- CLARKE, E. *Circuit analysis of AC power systems*. New York: John Wiley & Sons, 1943.
- CROSSLEY, P. A.; MCLAREN, P. G. Distance protection based on travelling waves. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-102, n.9, pp. 2971-2983, Sept. 1983.
- DAUBECHIES, I. *Ten Lectures on Wavelets*. Philadelphia, USA: CBMS-NSF Regional Conference Series, SIAM, 1992.

- GALE, P. F.; CROSSLEY, P. A.; XU BINGYIN; GE YAOZHONG; CORY, B. J.; BARKER, J. R. J. Fault location based on travelling waves. *Fifth International Conference on Developments in Power System Protection*, pp. 54-59, 1993.
- GLOVER, J. D.; SARMA, S. M.; OVERBYE, T. J. *Power system analysis and design*. Thomson Learning, 2008.
- GONG, Q.; CHEN, Y.; ZHANG, C.; WANG, Z. A study of the accurate fault location system for transmission line using multi-terminal signals. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, v.4, p. 2533-2538, 2000.
- GRAPS, A. An introduction to wavelets. *IEEE Computational Science and Engineering*, v.2, pp. 50-61, summer 1995.
- GROSSMAN, A.; MORLET, J. Decomposition of hardy functions into square integrable wavelets of Constant shape. *Society for Industrial and Applied Mathematics Journal on Mathematical Analysis*, p. 155-166, 1984.
- IBE, A. O.; CORY, B. J. A traveling wave-based fault locator for two and three-terminal networks. *IEEE Transactions on Power System*, v.PWRD-1, n.2, p.283-288, Apr. 1986.
- IBE, A. O.; CORY, B. J. Fault location algorithm for multiphase power lines. *IEEE Proceedings*, v.134, Pt. C, n.1, p. 43-50, Jan. 1987.
- IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE. *EMTP Reference Models for Transmission Line Relay Testing*. 2004. Disponível em: <http://www.pes-psrc.org>.
- LEE, H.; MOUSA, A. M. GPS Traveling wave fault locator systems: investigation into the anomalous measurements related to lightning strikes. *IEEE Transactions on Power systems*, v.11, n.3, p.1214-1223, Jul. 1996.

- LEUVEN EMTP CENTER. *ATP - Alternative Transients Program: Rule book*. Herverlee, Belgium, 1987.
- LIANG, J.; ELANBOVAN, S.; DEVOLTA, J. B. X. A wavelet multiresolution analysis approach to fault detection and classification in transmission lines. *Electric Power Systems Research*, v.20, n.5, pp. 327-332, Jun. 1998.
- MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. Fault location using wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.13, n.4, p. 1475-1480, Oct. 1998.
- MALLAT, S. G. A Theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation. *IEEE Transaction on Pattern analysis and Machine Intelligence*, vol.11, no. 7, Jul. 1989.
- MENG, Z.; ZHANG, Q.; ZHANG, C. A Fault location method based on two-terminal unsynchronized data. *International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, pp. 19-22, Sept. 2011.
- NAIDU, S. R. *Transitorios eletromagnéticos em sistemas de potência*. Campina Grande, Editora Grafset, 1985.
- NGU, E. E.; MONTANO, R.; RAMAR, K.; COORAY, V. Influence of various transmission line models on the wavelet transformation based fault location methods. *IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications*, pp. 48-52, Nov. 2009.
- OLIVEIRA, C. C. B.; SHMIDT, H. P.; KAGAN, N.; ROBBA, E. J. *Introdução a sistemas elétricos de potência – componentes simétricas*. 2ª ed., Ed. São Paulo: Blucher, pp. 303-309, 2000.
- PAITHANKAR, Y. G.; BHIDE, S. R. *Fundamentals of Power System Protection*. New Delhi, India: Prentice-Hall, 2007.

- PARENTONI, M. F. C. *Localização de faltas por ondas viajantes em linhas de transmissão de três terminais – Abordagem baseada em decomposição wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá – Itajubá, 2006.
- PERCIVAL, D. B.; WALDEN, A. T. *Wavelet Methods for Time Series Analysis*. New York: Cambridge University Press, 2000.
- POULARIKAS, A. D. *The Transforms and Applications*. Handbook. 2a. ed Boca Raton, USA: CRC Press – IEEE Press, 1996.
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J. J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. Springer, 1st Ed. London: Dec. 2009.
- SHANG, L.; HEROLD, G.; JAEGER, L. A new approach to high-speed protection for transmission line based on transient signal analysis using wavelets. *Developments in Power System Protection, Conference Publication*, v.479, pp. 173-176, 2001.
- SHEHAB-ELDIN, E. H.; MCLAREN, P. G. Traveling wave distance protection – Problem areas and solutions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.3, n.3, pp. 894-902, Jul. 1988.
- SILVA, K. M. *Estimação de fasores baseada na transformada wavelet para uso na proteção de distância de linhas de transmissão*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática. - Campina Grande, 2009.
- SILVA, K. M. *Diagnóstico de faltas em linhas de transmissão baseado em redes neurais artificiais e transformada wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática. - Campina Grande, 2005.

- SILVA, M. *Localização de faltas em linhas de transmissão utilizando a teoria de ondas viajantes e transformada wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2003.
- SILVEIRA, P. M. *Identificação e localização de faltas utilizando análise por decomposição wavelet para relés de linhas de transmissão*. Tese de Doutorado Universidade Federal de Santa Catarina. Agost. 2001.
- SILVEIRA, P. M., SEARA, R., ZÜRN, H. H. *Localização de Faltas por Ondas Viajantes – Uma Abordagem Baseada em Decomposição Wavelet*. XVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Campinas, 2001.
- SOLANKI, M.; SONG, Y. H. Transient protection of ehv transmission line using discrete wavelet analysis. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, v.3, pp. 1868-1873, Jul. 2003.
- SOLLERO, R. B.; BIANCO, J. C. N.; ASSIS, T. M. L.; RODRIGUES, M. A. M.; MIRANDA, A. L. L.; MANTUANO FILHO, S. *Localização de faltas em sistemas de transmissão a partir de sinais oscilografados em ambas as extremidades da linha*. XVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Campinas/SP, GPC/025, 6 p. Out. 2001.
- TLEIS, N. *Power Systems Modelling and Fault Analysis: Theory and Practice*. London, United Kingdom: Newnes, Elsevier Ltd, 2008.
- VALINS, T. F. *Relé Digital de Distância Baseado na Teoria de Ondas Viajantes e Transformada Wavelet*. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2005.
- VITINS, M. A correlation method for transmisssion line protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-97, n.5, pp. 1607-1615, Sept./Oct. 1978.

XINZHOU, D.; YAOZHONG, G.; BINGYN, X. Fault position relay based on current travelling waves and wavelets. *Proceedings of IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, pp. 1997-2004, 2000.

ZAMORA, I.; MIÑAMBRES, J. F.; MANZON, A. J.; ALVAREZ-ISASI, R.; LAZARO, J. Fault location on two-terminal transmission lines base don voltajes. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, v. 143, n.1, p. 1-6, Jan. 1996.

ZHANG, D. J.; WU, Q. H.; BO, Z. Q.; CAUNCE, B. Transients positional protection of transmission lines using complex wavelets analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.18, n.3, pp. 705-710, Jul. 2003.

ZHIHUA, W.; ZEWEN, L.; XIAO'AN, Q.; XIANG, H.; XIANGJUN, Z. A Novel Double Terminal Traveling Wave Fault Location Method not Influenced by Wave Speed. *IEEE Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*, Oct. 2009.