

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
MESTRADO PROFISSIONAL EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Análise de uma Proteção de Linhas de  
Transmissão Baseada em Ondas Viajantes e  
Transformada Wavelet

José Raimundo Lima Júnior

Campina Grande – Paraíba – Brasil  
©José Raimundo Lima Júnior, Setembro 2014

José Raimundo Lima Júnior

Análise de uma Proteção de Linhas de  
Transmissão baseada em Ondas Viajantes e  
Transformada Wavelet

*Dissertação de Mestrado submetida ao  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal de Campina Grande como parte  
dos requisitos necessários para obtenção  
do grau de Mestre em Sistemas de Energia  
Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.  
Orientador

Benemar Alencar de Souza, D.Sc.  
Orientador

Campina Grande – Paraíba – Brasil  
Setembro de 2014

José Raimundo Lima Júnior

Análise de uma Proteção de Linhas de  
Transmissão baseada em Ondas Viajantes e  
Transformada Wavelet

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

L732a Lima Júnior, José Raimundo.

Análise de uma proteção de linhas de transmissão baseada em ondas viajantes e transformada wavelet / José Raimundo Lima Júnior. – Campina Grande, 2014.

80 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2014.

"Orientação: Prof. Dr. Washington Luiz Araújo Neves, Prof. Dr. Benemar Alencar de Souza".

Referências.

1. Faltas de Linhas de Transmissão.
2. Transformada Wavelet.
3. Localização de Faltas.
4. Transitórios Eletromagnéticos.
5. Métodos de um Terminal. I. Neves, Washington Luiz Araújo. II. Souza, Benemar Alencar. III. Título.

CDU 621.372.2(043)

**ANÁLISE DE UMA PROTEÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO BASEADA EM ONDAS  
VIAJANTES E TRANSFORMADA WAVELET"**

**JOSÉ RAIMUNDO LIMA JÚNIOR**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 17/09/2014**

  
**WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG**  
**Orientador(a)**

  
**BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG**  
**Orientador(a)**

  
**NUBIA SILVA DANTAS BRITO, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

  
**KARCIUS MARCELLUS COLAÇO DANTAS, D.Sc., UFCG**  
**Examinador(a)**

  
**JOSÉ JÚLIO DE ALMEIDA LINS LEITÃO, Dr., CHESF**  
**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

*Aos meus pais, Marcia e Raimundo, por incentivarem a constante busca pelo conhecimento. Aos meus irmãos, Felipe e Fernando, pela paciência e pelas palavras de incentivo. À minha esposa, Sayonara, pelo exemplo de determinação e pelo suporte ao longo desta jornada, DEDICO.*

*José Raimundo Lima Júnior*

# Agradecimentos

Não há como mensurar a gratidão que tenho a toda minha família, que durante todo este processo se manteve paciente e compreensiva. Agradeço, em especial, aos meus pais, Marcia e Lima que souberam, ao longo de toda minha trajetória, transmitir os valores familiares e o fascínio pelo conhecimento. Agradeço aos meus irmãos, Felipe e Fernando, por suas palavras de incentivo e amizade. À minha esposa, Sayonara, agradeço sua infinita paciência e cumplicidade em todos os nossos projetos, além de seu exemplo de perseverança sempre presente.

Aos professores Washington Neves e Benemar Alencar por seus ensinamentos e orientações neste trabalho, bem como aos professores Felipe Lopes e Flávio Costa, pela amizade construída e pelas inestimáveis contribuições neste trabalho, sem as quais este trabalho não seria possível.

Aos colegas mestrandos pela convivência saudável e pelo auxílio mútuo nesta empreitada.

Aos facilitadores da DAEC, Roberto e Aline, por seu comprometimento neste programa e incentivo constante.

Aos colegas da CHESF/DOPR, que contribuíram direta ou indiretamente neste processo, em especial a Ricardo Leite por sua ajuda inestimável no tratamento das imagens deste trabalho e a Gustavo Arruda pelo constante incentivo.

Agradeço adicionalmente, à Josephine Cochrane, inventora da máquina lavaloças, que com seus esforços, contribuiu decisivamente para a economia de tempo, este bem tão precioso aos pesquisadores mundo afora.

***José Raimundo Lima Júnior***

# Resumo

Esquemas de proteção de linhas de transmissão utilizando sinais de dois terminais com informações sincronizadas são bastante utilizados na prática. Porém, é importante que estes esquemas continuem operando de forma satisfatória mesmo quando da perda de comunicação de um dos terminais monitorados. Neste trabalho, são feitas análises de um esquema de proteção para linhas de transmissão baseado na teoria das ondas viajantes utilizando apenas os sinais de corrente do terminal local. As etapas de detecção e localização de falta são processadas utilizando-se a transformada *wavelet* discreta redundante (TWDR) devido sua capacidade em tratar sinais com frequência variante no tempo sem realizar o processo de subamostragem do sinal, sendo adequada ao processamento em tempo real. Uma vez calculada a localização da falta, a respectiva zona de proteção é identificada e um comando de desconexão do circuito faltoso é processado. Os métodos implementados são avaliados frente uma diversidade de condições de falta simuladas digitalmente no *software* ATP (*Alternative Transients Program*) e posteriormente analisados por rotinas de proteção desenvolvidas no MATLAB<sup>®</sup>. Os resultados evidenciam que os métodos implementados possibilitam rápida detecção da falta e identificação precisa das zonas de proteção.

**Palavras-chave:** Faltas em linhas de transmissão, transformada *wavelet*, localização de faltas, transitórios eletromagnéticos, método de um terminal.

# Abstract

Transmission line protection schemes using signals from two terminals are widely used in practice. However, those protection schemes should perform fairly well even when the communication from one of the terminals is lost somehow. Here, a protection scheme based on travelling waves theory using only local current signals is presented. Detection and location of faults steps are made through maximal discrete overlap wavelet transform (MODWT) due to its ability to deal with time-varying frequency signals without downsampling, suitable for real-time processing. Once the fault location is calculated, the protected zone is identified and a trip command to the proper circuit breaker is sent. The implemented methods are evaluated simulating various fault conditions with the ATP (Alternative Transients Program) and then analyzed by protection algorithms coded in MATLAB<sup>®</sup>. It shown that the implemented methods enables fast detection of fault and accurate identification of protected zones.

**Keywords:** Transmission line faults, wavelet transform, fault location, electromagnetics transients, one-terminal method.



# Sumário

Sumário .....	vii
Lista de Figuras .....	x
Lista de Tabelas .....	xii
Glossário .....	xiii
Lista de Símbolos .....	xiv
Capítulo 1 .....	1
1. Introdução.....	1
1.1. Motivação .....	2
1.2. Objetivos .....	3
1.3. Metodologia.....	4
1.4. Organização do Trabalho .....	4
Capítulo 2 .....	5
2. Fundamentação Teórica .....	5
2.1. Ondas Viajantes em Sistemas de Transmissão .....	5
2.1.1. A equação da linha de transmissão .....	6
2.1.2. A linha sem perdas .....	9
2.1.3. Reflexões e refrações em descontinuidades.....	11
2.1.4. Polaridade das ondas viajantes .....	13
2.1.5. Reflexões sucessivas e o diagrama de reflexões .....	14
2.2. Transformada <i>Wavelet</i> .....	16
2.2.1. O Algoritmo de Mallat para Cálculo da TWD.....	17

---

2.2.2. Filtros <i>Wavelet</i> e Escala da TWD e da TWDR.....	20
2.2.3. Algoritmo Piramidal da TWD.....	21
2.3. Síntese do Capítulo.....	23
Capítulo 3.....	24
3. Revisão Bibliográfica.....	24
3.1. Técnicas Baseadas em Componentes de Frequência Fundamental.....	25
3.2. Técnicas Baseadas na Teoria de Ondas Viajantes.....	25
3.2.1. Métodos de Múltiplos Terminais.....	26
3.2.2. Métodos de um Terminal.....	29
3.3. Síntese do Capítulo.....	33
Capítulo 4.....	34
4. Métodos Implementados.....	34
4.1. Aquisição e Tratamento de Sinais.....	36
4.2. Transformação Modal.....	38
4.3. Detecção de Faltas.....	39
4.4. Localização da Falta.....	43
4.4.1. Identificação da Onda incidente.....	44
4.4.2. Identificação da Onda Refletida.....	49
4.4.3. Cálculo da Localização de Falta.....	51
4.4.4. Etapa de Pré-localização para faltas monofásicas.....	52
4.5. Identificação das zonas de proteção.....	54
4.6. Síntese do Capítulo.....	55
Capítulo 5.....	56
5. Simulações e Resultados.....	56
5.1. Modelos Utilizados no Estudo.....	57
5.1.1. Modelo do Sistema 1.....	57
5.1.2. Modelo do Sistema 2.....	59

---

5.2. Avaliação dos Métodos Utilizados .....	60
5.3. Resultados .....	61
5.3.1. Efeito da variação do ângulo de incidência.....	63
5.3.2. Efeito da resistência de defeito .....	64
5.3.3. Influência da taxa de amostragem .....	66
5.3.4. Validação – Casos Reais .....	67
Capítulo 6 .....	70
6. Conclusões.....	70
7. Referências Bibliográficas .....	74
Apêndice A .....	77
Modelo do Sistema 2 .....	77

# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Secção infinitesimal de uma linha monofásica sem perdas. ....	6
Figura 2.2 - Diagrama de reflexões simples. ....	14
Figura 2.3 - Análise multi-resolução até o 3º nível da TWD. ....	18
Figura 2.4 - Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet da db4: (a) primeira escala; (b) segunda escala; (c) terceira escala. ....	19
Figura 3.1 - Diagrama de Lattice para uma falta distante "d" da Barra 1 – Falta na segunda metade da linha. ....	27
Figura 3.2 - Diagrama de Lattice para uma falta distante "d" da Barra 1 – Falta na primeira metade da linha. ....	29
Figura 4.1 - Fluxograma da proteção analisada. ....	35
Figura 4.2 - Resposta em frequência do filtro Butterworth de 2ª ordem. ....	37
Figura 4.3 - Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet da db4 para a primeira escala. ....	40
Figura 4.4 – Aplicação da TWDR às correntes para o cálculo dos coeficientes <i>wavelet</i> . ....	41
Figura 4.5 – Procedimento de detecção de faltas. ....	43
Figura 4.6 - Aplicação da transformação modal e da TWDR para identificação das ondas viajantes. ....	44
Figura 4.7 - Detecção da onda incidente – Condição de pré-falta. ....	47
Figura 4.8 – Exemplo: Detecção da onda incidente - Janela móvel segunda amostra. ....	48
Figura 4.9 – Exemplo: Detecção da onda incidente - Janela móvel terceira amostra. ....	48
Figura 4.10 - Exemplo: Detecção da onda refletida. ....	51

Figura 5.1 - Sistema1. Linha de transmissão 230 kV - 400 km. ....	57
Figura 5.2 - Esquema de transposição 1/6-1/3-1/3-1/6. ....	58
Figura 5.3 - Detalhe do sistema 2 .....	59
Figura 5.4 - Falta monofásica AT, $r = 0$ . ....	63
Figura 5.5 – Falta bifásica AB, $r = 0$ .....	63
Figura 5.6 - Falta bifásica-terra ABT, $r = 0$ .....	63
Figura 5.7 - Falta trifásica ABC, $r = 0$ .....	64
Figura 5.8 - Falta monofásica BT, $\theta_{def} = 90^\circ$ . ....	64
Figura 5.9 - Falta bifásica BC, $\theta_{def} = 90^\circ$ . ....	65
Figura 5.10 - Falta bifásica-terra BCT, $\theta_{def} = 90^\circ$ .....	65
Figura 5.11 - Falta trifásica ABC, $\theta_{def} = 90^\circ$ .....	65
Figura 5.12 - Avaliação da influência da taxa de amostragem.....	66
Figura 5.13 - Registro real de falta - Oscilo AGL.....	67
Figura 5.14 - Detalhe da falta.....	68

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Coeficientes de reflexão e refração da tensão e da corrente. ...	12
Tabela 5.1 - Dados de geometria da torre. ....	58
Tabela 5.2 - Componentes do sistema modelado .....	59
Tabela 5.3 - Parâmetros variados nas simulações de faltas. ....	60
Tabela 5.4 - Resultados do localizador de faltas para o sistema 1 .....	61
Tabela 5.5 - Resultados do localizador de faltas para o sistema 2.....	62
Tabela 5.6 - Resultados para os casos reais.....	69

# Glossário

<b>A/D</b>	Analógico/Digital
<b>AGL</b>	Angelim II
<b>AMR</b>	Análise Multiresolução
<b>ANEEL</b>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<b>ATP</b>	<i>Alternative Transients Program</i>
<b>CDME</b>	Contrato de Metas de Desempenho Empresarial
<b>CHESF</b>	Companhia Hidro-Elétrica do São Francisco
<b>db4</b>	Daubechies 4
<b>DC</b>	<i>Direct Current</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>GPS</b>	<i>Global Positioning System</i>
<b>IEEE</b>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<b>LT</b>	Linha de Transmissão
<b>MATLAB<sup>®</sup></b>	<i>Matrix Laboratory</i>
<b>PSRC</b>	<i>Power System Relaying Committee</i>
<b>RAP</b>	Receita Anual Permitida
<b>RCD</b>	Recife II
<b>RDP</b>	Registrador Digital de Perturbações
<b>RTDS</b>	<i>Real-Time Digital Simulator</i>
<b>SE</b>	Subestação
<b>SEP</b>	Sistema Elétrico de Potência
<b>SNR</b>	<i>Signal-Noise Ratio</i>
<b>TDF</b>	Transformada Discreta de Fourier
<b>TPS</b>	Transformador de Potencial Capacitivo
<b>TWD</b>	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta
<b>TWDR</b>	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta Redundante

# Lista de Símbolos

## Capítulo 2:

### Ondas Viajantes em Sistemas de Transmissão

$\Delta x$	Seção infinitesimal da linha de transmissão.
$R$	Resistência por unidade de comprimento da seção infinitesimal.
$L$	Indutância por unidade de comprimento da seção infinitesimal.
$C$	Capacitância por unidade de comprimento da seção infinitesimal.
$G$	Condutância por unidade de comprimento da seção infinitesimal.
$u(x, t)$	Tensão na entrada da seção infinitesimal da linha.
$u(x + \Delta x, t)$	Tensão na saída da seção infinitesimal da linha.
$i(x, t)$	Corrente na entrada da seção infinitesimal da linha.
$i(x + \Delta x, t)$	Corrente na saída da seção infinitesimal da linha.
$Z$	Impedância da linha de transmissão.
$Y$	Admitância da linha de transmissão.
$\gamma$	Constante de propagação da linha de transmissão.
$\alpha$	Constante de atenuação da linha de transmissão.
$\beta$	Constante de fase da linha de transmissão.
$Z_C$	Impedância característica da linha de transmissão.
$Z_0$	Impedância característica da linha de transmissão sem perdas.
$v$	Velocidade de propagação da linha de transmissão.
$Z(t)$	Impedância da descontinuidade.
$G(t)$	Coeficiente de reflexão da tensão.
$H(t)$	Coeficiente de refração da tensão.
$-G(t)$	Coeficiente de reflexão da corrente.
$K(t)$	Coeficiente de refração da corrente.
$Z_{SE}$	Impedância equivalente na subestação.
$k_A$	Coeficiente de reflexão da tensão para a barra A.
$k_B$	Coeficiente de reflexão da tensão para a barra B.
$V$	Fonte de tensão contínua conectada à barra A.



**Transformada Wavelet**

$c_j$	Coeficientes de aproximação para a escala $j$ .
$d_j$	Coeficientes de detalhe para a escala $j$ .
$J_{max}$	Maior escala <i>wavelet</i> permitida.
$g(k)$	Filtro <i>wavelet</i> passa-baixa da TWD.
$h(k)$	Filtro <i>wavelet</i> passa-alta da TWD.
$\hat{g}(l)$	Filtro <i>wavelet</i> passa-baixa da TWDR.
$\hat{h}(l)$	Filtro <i>wavelet</i> passa-alta da TWDR.
$f_s$	Frequência de amostragem do conversor A/D.
$c_0$	Sinal original.

**Capítulo 3:****Método de Múltiplos Terminais**

$t_0$	Instante de ocorrência da falta.
$d$	Distância ao ponto de falta medido a partir da barra 1.
$L$	Comprimento da linha de transmissão.
$t_{11}$	Instante de tempo da detecção da onda viajante no terminal 1.
$t_{21}$	Instante de tempo da detecção da onda viajante no terminal 2.
$v$	Velocidade de propagação da onda viajante.
$t_{i1}$	Instante de tempo de detecção da falta medido na barra $i$ .
$t_{j1}$	Instante de tempo de detecção da falta medido na barra $j$ .
$d_{ij}$	Distância da falta calculada no terminal $i$ com dados do terminal $j$ .
$\sigma$	Desvio padrão das amostras.

**Método de Um Terminal**

$t_0$	Instante de ocorrência da falta.
$d$	Distância ao ponto de falta medido a partir da barra 1.
$L$	Comprimento da linha de transmissão.
$t_{11}$	Instante de tempo da detecção da onda incidente no terminal 1.
$t_{12}$	Instante de detecção da onda refletida pela falta no terminal 1.
$v$	Velocidade de propagação da onda viajante.
$d_i$	Distância ao ponto de falta medido a partir da barra $i$ .
$t_{i2}$	Instante de detecção da onda refletida pela falta no terminal $i$ .
$t_{i1}$	Instante de detecção da onda incidente no terminal $i$ .
$t_{22r}$	Instante de detecção no terminal 1 da onda refletida pelo terminal 2.
$t_{i2r}$	Instante de detecção no terminal $i$ da onda refletida pelo terminal 2.

**Capítulo 4:****Método Implementados**

$Z_C$	Impedância característica da linha.
$S_{modal}$	Vetor das componentes modais.
$T_{Clarke}$	Transformada de Clarke.
$S_{fase}$	Vetor das componentes de fase.
$I_{modo\ 0}$	Corrente de modo terra 0.
$I_{modo\ 1}$	Corrente de modo aéreo 1.
$I_{modo\ 2}$	Corrente de modo aéreo 2.
$i_a$	Corrente da fase a.
$i_b$	Corrente da fase b.
$i_c$	Corrente da fase c.
$v_1$	Velocidade de propagação das ondas viajantes para o modo 1.
$v_2$	Velocidade de propagação das ondas viajantes para o modo 2.
$v_0$	Velocidade de propagação das ondas viajantes para o modo 0.
$l_1$	Indutância da linha para o modo 1.
$l_2$	Indutância da linha para o modo 2.
$l_0$	Indutância da linha para o modo 0.
$c_1$	Capacitância da linha para o modo 1.
$c_2$	Capacitância da linha para o modo 2.
$c_0$	Capacitância da linha para o modo 0.
$\mu$	Média das amostras.
$\sigma$	Desvio padrão das amostras.
$I1$	Limiar de detecção superior.
$I2$	Limiar de detecção inferior.
$N$	Número de amostras para a etapa de detecção de falta.
$L$	Comprimento da linha de transmissão.
$v$	Velocidade de propagação das ondas viajantes.
$f_s$	Frequência de amostragem do conversor A/D.
$Max_{local}^i$	Máximo local da janela contendo as amostras do modo $i$ .
$jan_i$	Janela contendo as amostras do modo $i$ .
$Max_{Global}^i$	Máximo global da janela contendo as amostras do modo $i$ .
$dMax_i$	Primeira derivada do modo $i$ .
$ddMax_i$	Segunda derivada do modo $i$ .

---

$t_1$	Instantes de tempo associado à onda incidente.
$t(k)$	Instante de tempo da amostra atual.
$\Delta t$	Passo de tempo.
$d_{MÍN}$	Distância mínima em que o algoritmo é capaz de detectar faltas.
$R1_i$	O limiar de detecção da onda refletida pelo modo $i$ .
$d$	Distância estimada pelo método de um terminal.
$v$	Velocidade de propagação da onda viajante.
$v_{m1}$	Velocidade de propagação do modo 1.
$v_{m0}$	Velocidade de propagação do modo 0.
$K$	Fator de pré-localização para faltas envolvendo a terra.

# Capítulo 1

## Introdução

O sistema elétrico brasileiro vem sofrendo profundas transformações nos últimos anos devido principalmente ao marco regulatório instituído através da lei 10.848 de 15 de Março de 2004, onde foram estabelecidas diversas mudanças no setor elétrico. Como parte de cláusula do Contrato de Metas de Desempenho Empresarial (CDME) firmado entre as empresas do setor elétrico e do acompanhamento de requisitos de qualidade definidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), as empresas transmissoras passaram a ter deduzida uma parcela de sua Receita Anual Permitida (RAP) decorrente de indisponibilidades das funções de transmissão ou ainda, de restrições operativas temporárias, cancelamentos de intervenção e/ou atrasos de novas obras. Portanto, quanto maior o tempo em que um ativo de transmissão permanece fora de serviço, seja pela ocorrência de faltas ou por manutenção, maior é o desconto de sua receita cabível.

Por outro lado, a crescente demanda por energia elétrica, por vezes associada ao crescimento econômico, exerce pressão sobre o sistema elétrico no sentido de haver o contínuo fornecimento de energia e em elevado nível de qualidade.

Dentre os diversos equipamentos que compõem o sistema elétrico de potência (SEP), as linhas de transmissão (LT), responsáveis pela interligação entre geradores, distribuidores e alguns consumidores, a despeito de sua importância, são

os equipamentos mais susceptíveis à condições de falta, dadas as condições a que são submetidas.

Para garantir o atendimento à carga, além de investimentos em geração de energia elétrica, novas LT vêm sendo construídas para promover o escoamento da energia transformada nos parques geradores localizados, em geral, distantes dos centros consumidores.

Neste íterim, e somando-se ainda os vultosos investimentos econômicos nas fases de construção e manutenção destes equipamentos, técnicas que venham a garantir a rápida desconexão e o pronto isolamento de equipamentos submetidos à condições de falta visando salvaguardar sua vida útil, revestem-se de grande importância.

## **1.1. Motivação**

Com o intuito de transmitir maiores blocos de energia visando atender a crescente demanda e ainda garantir a segurança no fornecimento de energia elétrica, diferentes topologias vêm sendo empregadas no SEP aumentando substancialmente sua complexidade ao longo dos anos. Neste íterim, os dispositivos de proteção devem ser capazes de responder prontamente à diferentes condições de falta, independentemente da complexidade e da topologia do sistema no qual estão inseridos.

Os dispositivos de proteção, em especial aqueles voltados à proteção de linhas de transmissão, vêm evoluindo constante e concomitantemente com o avanço tecnológico, em particular, na área de processamento digital de sinais e no desenvolvimento de processadores cada vez mais rápidos. Apesar disso, as funções de proteção vêm sendo realizadas predominantemente através de técnicas voltadas ao regime permanente, onde os sinais de alta frequência são filtrados e toda informação presente nestes sinais é perdida.

Os métodos baseados nas componentes de frequência fundamental, especialmente aqueles que realizam a estimação da impedância, vêm se mostrando bastante susceptíveis às mudanças de topologia do sistema e condições de falta, incorrendo por vezes, em erros de discriminação de falta e em tempos relativamente elevados de desconexão dos circuitos sob falta.

A crescente evolução dos componentes eletrônicos e do processamento computacional proporciona um ambiente favorável à utilização de técnicas modernas voltadas ao período transitório dos sinais, possibilitando a detecção de distúrbios de forma rápida e garantindo seletividade e confiabilidade aos sistemas de proteção.

Dentre as técnicas voltadas às componentes de alta frequência dos sinais, destaca-se a Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) que, assim como a Transformada Discreta de Fourier (TDF), é uma transformação linear, mas com uma diferença importante: permite a localização no tempo de componentes de diferentes frequências de um dado sinal. A versão janelada da TDF, também obtém parcialmente o mesmo resultado, mas com a limitação de utilizar uma janela de tamanho fixo (MAGNAGO e ABUR, 1998), limitando a resolução no tempo e na frequência.

Portanto, a teoria das ondas viajantes aplicada aos dispositivos de proteção objetivando a rápida detecção de faltas e o pronto isolamento do circuito sob falta, bem como a utilização da transformada *wavelet* na análise de sinais transitórios em sistemas de potência, são temas atuais e vêm se mostrando cada vez mais relevantes.

## 1.2. Objetivos

Este trabalho propõe a análise de uma proteção para linhas de transmissão baseada na teoria de ondas viajantes com detecção e localização de faltas através da transformada *wavelet* utilizando apenas os sinais de corrente aquiridos no terminal local. Objetiva-se mostrar que as técnicas baseadas na teoria das ondas viajantes aliadas à transformada *wavelet* são adequadas à detecção de faltas em regime transitório e ao processamento em tempo real para algoritmos de proteção.

Resumidamente, o objetivo principal deste trabalho é:

- Analisar um algoritmo de proteção de linhas de transmissão baseado na teoria de ondas viajantes com detecção e localização de faltas através da transformada *wavelet* utilizando apenas a corrente do terminal local.

Como objetivos específicos, têm-se:

- Avaliar o estado da arte das proteções baseadas na teoria das ondas viajantes;
- Avaliar o funcionamento do algoritmo de detecção e localização de faltas em linhas de transmissão trifásicas;
- Validar o método de um terminal através de simulações em linhas reais.

### **1.3. Metodologia**

Como metodologia, empregaram-se:

- Simulações de faltas em ATP utilizando dois sistemas de transmissão com linhas trifásicas modeladas com parâmetros distribuídos;
- Um algoritmo computacional para aquisição de dados, amostragem e filtragem de sinais no *software* MATLAB®;
- A transformada *wavelet* para detecção e localização de faltas;
- Identificação da Zona de Proteção associada à localização de falta.

### **1.4. Organização do Trabalho**

O presente trabalho está organizado da seguinte forma:

No segundo capítulo são apresentados os fundamentos das técnicas aqui empregadas, como a teoria das ondas viajantes e da transformada *wavelet*.

No terceiro capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica acerca das técnicas utilizadas atualmente na detecção e localização de faltas em sistemas de potência com enfoque nas técnicas das Ondas Viajantes e na transformada *wavelet*.

No capítulo quatro, os métodos implementados são analisados mostrando-se seus benefícios e desvantagens.

No capítulo cinco, os resultados alcançados são discutidos.

No sexto e último capítulo, são feitas as conclusões.

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

Neste capítulo serão apresentados os conceitos e bases teóricas que fundamentam a proposta aqui descrita. Inicialmente será abordada a teoria das ondas viajantes e suas equações básicas. Em seguida a ferramenta matemática da transformada *wavelet* será apresentada como método de detecção das ondas viajantes e localização de faltas.

### 2.1. Ondas Viajantes em Sistemas de Transmissão

Um distúrbio qualquer provoca o aparecimento de ondas de tensão e corrente sobrepostas ao sinal original que se propagam do ponto originário para ambos os lados de uma linha de transmissão. Quando estas ondas encontram descontinuidades à sua frente, uma parte é refletida de volta ao ponto de origem e outra parte é propagada para outras partes do sistema (CROSSLEY e MCLAREN, 1983). Estas ondas sofrem atenuações e distorções em seu formato à medida que se deslocam.

Devido ao fato dos parâmetros das linhas de transmissão se apresentarem distribuídos ao longo de sua extensão, qualquer perturbação gerada por chaveamentos ou descargas atmosféricas resulta na propagação de ondas pela linha (ARAÚJO e NEVES, 2005). Desta forma, os efeitos de um distúrbio localizado



internamente à linha de transmissão são percebidos apenas após as ondas se propagarem até o ponto de monitoramento.

Portanto, se o comprimento da linha de transmissão for considerável quando comparado ao comprimento de onda do sinal aplicado, esta linha não deve ser analisada considerando-se parâmetros concentrados (ABDELSALAM, 2008).

Em relação aos distúrbios em linhas de transmissão, podemos identificar dois tipos básicos de fenômenos transitórios (VITINS, 1978). Um fenômeno é originado pelo descarregamento da energia magnética armazenada nas indutâncias das fontes e das linhas que é caracterizado por um decaimento exponencial de corrente com uma componente DC. O outro é devido ao descarregamento da energia elétrica armazenada nas capacitâncias das linhas e é caracterizado por oscilações de alta frequência amortecidas nas formas de onda da tensão e corrente. Quando a falta ocorre no máximo da tensão, o segundo tipo é preponderante, enquanto que o primeiro tipo é mais expressivo quando da passagem da tensão por zero.

### 2.1.1. A equação da linha de transmissão

As equações gerais das linhas de transmissão são chamadas de equações telegráficas devido terem sido formuladas pela primeira vez por Oliver Heaviside (1850-1925), quando este trabalhava para uma companhia de telégrafos e costumava investigar os distúrbios nos condutores de telefone (ABDELSALAM, 2008).

Para fundamentar a análise acerca das ondas viajantes, considere-se uma seção infinitesimal  $\Delta x$  de uma linha monofásica representada por dois condutores com resistência  $R$ , indutância  $L$  e capacitância  $C$ , dados por unidade de comprimento, conforme Figura 2.1

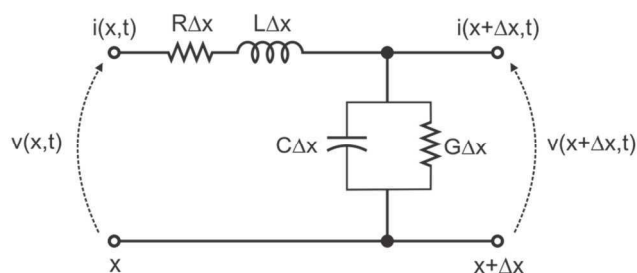


Figura 2.1 - Seção infinitesimal de uma linha monofásica sem perdas.

Na Figura 2.1 a resistência  $R$  é responsável pelas perdas ôhmicas enquanto a indutância  $L$  e a capacitância  $C$  são responsáveis pelas perdas no isolamento da linha.

Analisando-se o circuito da Figura 2.1, utilizando-se a lei das malhas e dos nós de Kirchhoff, obtêm-se:

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

$$i(x + \Delta x, t) - i(x, t) = -G\Delta x \cdot v(x + \Delta x, t) - C\Delta x \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t}. \quad (2.2)$$

Para uma seção infinitesimal, com  $\Delta x$  tendendo a zero, tem-se:

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{v(x + \Delta x, t) - v(x, t)}{\Delta x} = \frac{\partial}{\partial x} v(x, t), \quad (2.3)$$

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{i(x + \Delta x, t) - i(x, t)}{\Delta x} = \frac{\partial}{\partial x} i(x, t). \quad (2.4)$$

Portanto:

$$\frac{\partial}{\partial x} v(x, t) = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}, \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} i(x, t) = -Gv(x + \Delta x, t) - C \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t}. \quad (2.6)$$

O sinal negativo nas equações (2.5) e (2.6) é devido à consideração de que as amplitudes da corrente e da tensão diminuem com o incremento de  $x$ , ou seja, enquanto as ondas se propagam na direção positiva de  $x$ . Reescrevendo-se as equações (2.5) e (2.6) e explicitando-se os sinais de corrente e a tensão, tem-se:

$$-\frac{\partial}{\partial x} v(x, t) = \left( R + \frac{\partial}{\partial t} L \right) i(x, t), \quad (2.7)$$

$$-\frac{\partial}{\partial x} i(x, t) = \left( G + \frac{\partial}{\partial t} C \right) v(x + \Delta x, t). \quad (2.8)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações (2.7) e (2.8), considerando-se condições iniciais nulas para a tensão e a corrente, tem-se:

$$-\frac{dV}{dx} = (r + sl) \cdot I(x, s), \quad (2.9)$$

$$-\frac{dI}{dx} = (g + sc) \cdot V(x, s). \quad (2.10)$$

As letras maiúsculas indicam as Transformadas das funções (em letras minúsculas). Derivando-se a equação (2.9) em relação à  $x$  e substituindo-se a derivada da corrente em relação à  $x$  pela equação (2.10), tem-se:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = (r + sl)(g + sc) \cdot V(x, s), \quad (2.11)$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = (r + sl)(g + sc) \cdot I(x, s). \quad (2.12)$$

As soluções gerais das equações (2.11) e (2.12) são dadas, respectivamente, por:

$$V(x, s) = A(s)e^{-\gamma x} + B(s)e^{\gamma x}, \quad (2.13)$$

$$I(x, s) = \frac{A(s)}{Z_C(s)} e^{-\gamma x} - \frac{B(s)}{Z_C(s)} e^{\gamma x}, \quad (2.14)$$

em que  $Z_C(s)$  é a impedância característica da linha, dada por:

$$Z_C(s) = \sqrt{\frac{r + sl}{g + sc}}, \quad (2.15)$$

e  $\gamma$  é a constante de propagação da linha, dada por:

$$\gamma(s) = \sqrt{(r + sl)(g + sc)} = \alpha + j\beta, \quad (2.16)$$

sendo  $\alpha$  a constante de atenuação que influencia na amplitude da onda viajante e  $\beta$  a constante de fase que influencia no deslocamento de fase da onda viajante. As constantes  $\alpha$  e  $\beta$  em conjunto alteram a amplitude e distorcem a forma de onda das ondas viajantes. É importante notar que ambas as funções  $\gamma(s)$  e  $Z_C(s)$  são função de  $s$ , que é uma variável complexa.

As constantes  $A(s)$  e  $B(s)$  nas equações (2.13) e (2.14) são determinadas a partir das condições de contorno no início e no final da linha.

### 2.1.2. A linha sem perdas

Como mostrado anteriormente, as ondas viajantes são atenuadas e distorcidas ao longo de seu percurso. Além de consideradas as perdas ôhmicas, a indutância  $L$  e a capacitância  $C$  são variantes com tempo. Desta forma, uma análise do comportamento das ondas viajantes em linhas de transmissão trifásica, considerando-se as perdas, pode apresentar alto grau de complexidade. A seguir, uma abordagem utilizando-se uma linha de transmissão monofásica é apresentada para efeito didático.

Para uma linha sem perdas, a resistência série  $R$  e a condutância paralela  $G$  são consideradas nulas, enquanto as indutâncias  $L$  e capacitâncias  $C$  são consideradas constantes. Desta forma, as equações da linha de transmissão tornam-se:

$$\frac{\partial}{\partial x} V = -sL \frac{\partial}{\partial t} I, \quad (2.17)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I = -sC \frac{\partial}{\partial t} V. \quad (2.18)$$

A amplitude da onda viajante de tensão é proporcional à impedância característica da linha e à amplitude da onda viajante de corrente

(CHRISTOPOULOS, THOMAS, *et al.*, 2001). Esta proporção é dada conforme a lei de Ohm ( $V = Z_0 I$ ). Substituindo nas equações (2.17) e (2.18), tem-se:

$$Z_0 \frac{\partial}{\partial x} I = -sL \frac{\partial}{\partial t} I, \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} I = -sZ_0 C \frac{\partial}{\partial t} I. \quad (2.20)$$

Dividindo a equação (2.19) pela (2.20), obtem-se:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.21)$$

sendo  $Z_0$  a impedância característica da linha sem perdas.

As equações que governam o fenômeno das ondas viajantes numa linha de transmissão considerada sem perdas são dadas pelas expressões (2.22) e (2.23).

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = s^2 LC \cdot V(x, s), \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = s^2 CL \cdot I(x, s). \quad (2.23)$$

As soluções destas equações diferenciais de segunda ordem são apresentadas pelas expressões (2.24) e (2.25):

$$V(x, s) = A(s)e^{-\frac{sx}{v}} + B(s)e^{\frac{sx}{v}}, \quad (2.24)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{Z_0} \left[ A(s)e^{-\frac{sx}{v}} - B(s)e^{\frac{sx}{v}} \right], \quad (2.25)$$

sendo  $v$  a velocidade de propagação dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.26)$$

### 2.1.3. Reflexões e refrações em descontinuidades

Quando as ondas viajantes incidem em um ponto de transição (descontinuidade), dão origem às ondas refletidas e transmitidas que satisfazem às equações gerais da linha de transmissão e obedecem às leis da corrente e das tensões de Kirchhoff (BEWLEY, 1931).

As descontinuidades em linhas são definidas como mudanças súbitas da relação entre tensão e corrente em algum ponto (ARAÚJO e NEVES, 2005). Numa descontinuidade, devido à diferença entre as impedâncias dos meios envolvidos, uma readequação entre as tensões e correntes deve ocorrer para que haja a conservação da energia. Desta forma, parte da energia da onda viajante deve se propagar para além da descontinuidade e outra parte deve ser refletida de volta.

As parcelas refletidas e refratadas dependem dos coeficientes de reflexão e refração no ponto de descontinuidade, respectivamente. Estes coeficientes são função das impedâncias percebidas pelas ondas viajantes ao encontrarem uma descontinuidade.

Das equações (2.24) e (2.25), no ponto de descontinuidade ( $x = 0$ ), os valores da tensão e da corrente são:

$$u(0, t) = A_1(t) + A_2(t), \quad (2.27)$$

$$i(0, t) = \frac{1}{Z_0} [A_1(t) - A_2(t)]. \quad (2.28)$$

Além disso,  $u(0, t) = Z(0, t) \cdot i(0, t)$ . Deduz-se, portanto:

$$A_2(t) = \frac{Z(t) - Z_c}{Z(t) + Z_c} \cdot A_1(t) = G(t) \quad (2.29)$$

e

$$A_1(t) + A_2(t) = 2 \cdot \frac{Z(t)}{Z(t) + Z_c} \cdot A_1(t) = H(t). \quad (2.30)$$

Ou seja:

$$u(0, t) = [1 + G(t)] \cdot A_1(t) = H(t) \cdot A_1(t) \quad (2.31)$$

e

$$i(0, t) = 2 \cdot \frac{Z_c}{Z(t) + Z_c} \cdot \frac{A_1(t)}{Z_c} = K(t) \cdot \frac{A_1(t)}{Z_c}. \quad (2.32)$$

Os coeficientes  $G(t)$  e  $H(t)$  são chamados, respectivamente, de coeficientes de reflexão e refração da tensão. Analogamente, os coeficientes  $-G(t)$  e  $K(t)$  são chamados, respectivamente, de coeficientes de reflexão e refração da corrente (ARAÚJO e NEVES, 2005). A Tabela 2.1 indica resumidamente esses coeficientes:

	<b>Coeficiente de reflexão</b>	<b>Coeficiente de refração</b>
<b>Tensão</b>	$\frac{Z(t) - Z_c}{Z(t) + Z_c}$	$\frac{2 \cdot Z(t)}{Z(t) + Z_c}$
<b>Corrente</b>	$-\frac{Z(t) - Z_c}{Z(t) + Z_c}$	$\frac{2 \cdot Z_c}{Z(t) + Z_c}$

**Tabela 2.1 - Coeficientes de reflexão e refração da tensão e da corrente.**

Dependendo da natureza da descontinuidade, diferentes coeficientes de reflexão e refração serão obtidos. Por exemplo, um terminal em curto-circuito ( $Z(t) = 0$ ) resulta em um fator de reflexão da tensão de  $-1$ , enquanto o fator de refração da tensão é  $0$ . A mesma abordagem pode ser estendida para o caso de um terminal aberto ( $Z(t) = \infty$ ) onde o fator de reflexão da tensão é  $1$  e o fator de refração da tensão é  $2$ .

#### 2.1.4. Polaridade das ondas viajantes

Ondas viajando no sentido positivo, ou seja, considerado na direção à frente, as ondas de tensão e corrente possuem a mesma polaridade ou sinal, mas para ondas viajando no sentido negativo, ou seja, considerado na direção reversa, estas ondas possuem polaridade oposta (BEWLEY, 1931). Desta forma, analisando-se apenas os sinais de corrente, as ondas viajantes originadas no ponto de falta, propagando-se em direção aos terminais da linha, possuem polaridades opostas entre si. Independentemente de qual sentido seja considerado como positivo, esta relação é mantida.

Considerando-se que a impedância equivalente do sistema em ambos os terminais de uma linha é consideravelmente menor que a impedância característica da linha, é razoável admitir que, do ponto de vista das ondas viajantes, as subestações e seus barramentos se apresentam como terminações em curto-circuito.

Como exemplo, considere-se uma onda viajante de corrente incidindo em uma subestação com impedância equivalente  $Z_{SE}$ , onde  $Z_{SE}(t) \ll Z_c$ . O coeficiente de reflexão da subestação  $G_{Subestação}$  para a onda de corrente, conforme Tabela 2.1, é:

$$G_{Subestação} = -\frac{Z_{SE} - Z_c}{Z_{SE} + Z_c} = -\frac{-Z_c}{Z_c} \approx 1$$

Desta forma, parte da onda é refletida com igual polaridade de volta ao ponto de falta, porém com amplitude menor. Ao chegar ao ponto de falta, a impedância no ponto de falta percebida pela onda viajante é  $Z_{falta}$  onde  $Z_{falta} \ll Z_c$ . O coeficiente de reflexão do ponto de falta  $G_{falta}$  para a onda de corrente é:

$$G_{falta} = -\frac{Z_{falta} - Z_c}{Z_{falta} + Z_c} = -\frac{-Z_c}{Z_c} \approx 1$$

Portanto, a onda de corrente é novamente refletida em direção à subestação com mesma polaridade e amplitude menor. Portanto, do ponto de vista dos equipamentos de proteção instalados na subestação local, as ondas incidente e refletida (de corrente) pelo ponto de falta possuem mesma polaridade, enquanto que



a onda incidente e a onda refletida pelo terminal remoto possuem polaridade inversa. Esta propriedade é útil na identificação das ondas refletidas.

### 2.1.5. Reflexões sucessivas e o diagrama de reflexões

Uma grande contribuição para a popularização da utilização da teoria de ondas viajantes foi o desenvolvimento de um método de cálculo manual de transitórios eletromagnéticos chamado de diagrama de reflexões (ARAÚJO e NEVES, 2005). Este diagrama mostra graficamente o desenvolvimento no tempo e no espaço das ondas viajantes, mostrando suas reflexões e refrações de uma forma simples.

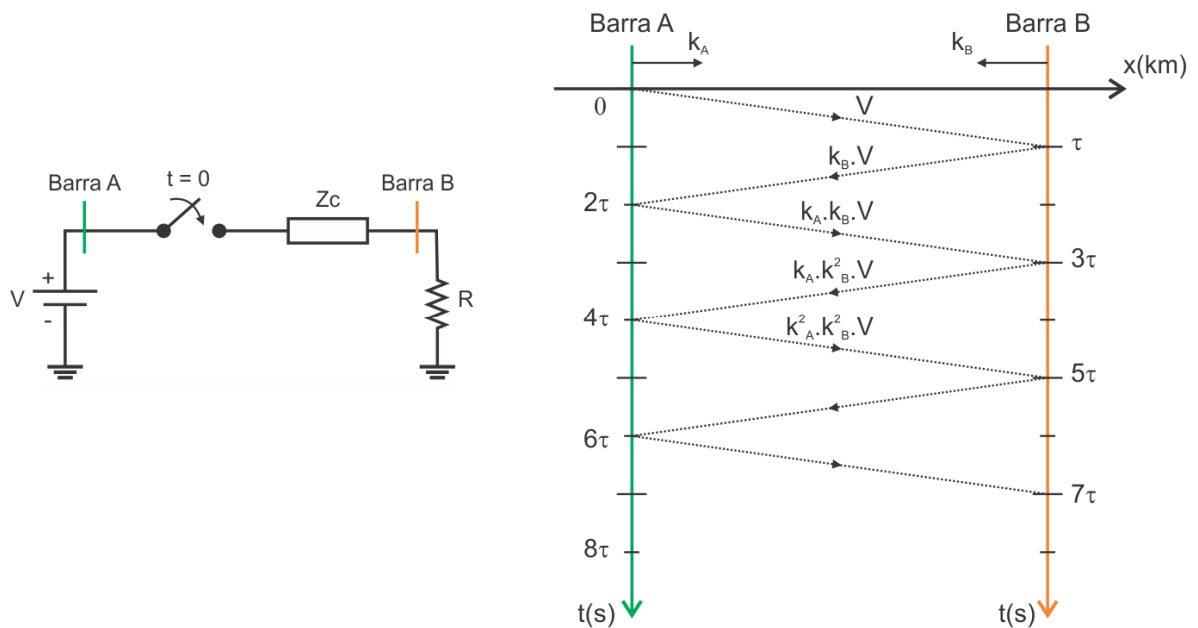


Figura 2.2 - Diagrama de reflexões simples.

A Figura 2.2 ilustra uma linha monofásica com impedância característica  $Z_c$  sendo energizada através de uma fonte de tensão constante  $V$  ligada à Barra A. Na terminação oposta (Barra B), um resistor  $R$  representa uma carga puramente resistiva. No diagrama de reflexões simples para as tensões, o eixo horizontal representa o espaço e o eixo vertical representa o tempo. As linhas pontilhadas que partem de uma extremidade à outra do diagrama representam a propagação das ondas ao longo da linha, onde a inclinação em relação ao eixo  $x$  é numericamente

igual à velocidade de propagação. Com este diagrama é possível verificar o perfil de tensão em qualquer ponto da linha traçando-se uma linha paralela ao eixo  $t$ .

A onda de tensão com amplitude  $V$ , originada do fechamento da linha pela Barra A, se propaga em direção à Barra B que ao incidir naquela barra, terá uma parcela refletida de volta à Barra A com amplitude proporcional ao coeficiente de reflexão da Barra B ( $k_B$ ). Esta parcela refletida, com amplitude  $k_B \cdot V$ , ao incidir na Barra A, também terá outra parcela refletida em direção à Barra B, porém com amplitude  $k_A \cdot k_B \cdot V$ , e assim por diante. No eixo do tempo,  $\tau$  é a constante de tempo da onda viajante, que é função da velocidade de propagação. Os coeficientes de reflexão  $k_A$  e  $k_B$  são dados conforme a Tabela 2.1.

## 2.2. Transformada *Wavelet*

*Wavelets* são funções que satisfazem a certos requisitos matemáticos e são usadas na representação de outras funções (GRAPS, 1995). DAUBECHIES, (1992) define a transformada *wavelet* como uma ferramenta que particiona dados ou funções em diferentes componentes de frequência e analisa cada componente com resolução apropriada à sua escala.

A transformada *wavelet*, assim como a transformada de Fourier, é uma ferramenta matemática que permite representar funções ou sinais através da superposição de outras funções. Diferentemente da transformada de Fourier onde os sinais são representados pela soma infinita de funções seno e cosseno com diferentes frequências, a transformada *wavelet* utiliza versões escalonadas e transladadas de uma função base conhecida como “*wavelet* mãe”.

Por apresentarem comprimento e duração limitados, distintamente das funções seno e cosseno que oscilam infinitamente, as *wavelets* podem ser utilizadas na representação de sinais que variam com a frequência, ditos não-estacionários, sendo adequadas à análise de faltas em regime transitório em sistemas elétricos de potência.

A primeira menção do termo *wavelet* é atribuída ao matemático Alfred Haar (1909) (GRAPS, 1995) que, inspirado nas ideias de Fourier, propôs a transformada de Haar. Na transformada de Haar, a função base é um pulso quadrado com suporte compacto, o que significa dizer que a função assume valores nulos fora de seus domínios. As *wavelets* de Haar, porém, não são continuamente diferenciáveis, o que limita sua aplicação.

A popularização da transformada *wavelet* se deve, em grande parte, ao trabalho de GROSSMAN, et al., (1984) com a formulação da Transformada *Wavelet* Contínua (TWC) e às observações de Mallat (1989) na área de processamento digital de sinais, que constatou algumas relações entre os filtros espelhados em quadratura e a formulação da TWC.

Apenas mais recentemente, Y. MEYER (1985), baseado nos trabalhos de S. Mallat, construiu a primeira *wavelet* dita não trivial. As *wavelets* de Meyer, diferentemente das *wavelets* de Haar, são continuamente diferenciáveis, porém não possuem suporte compacto.

Alguns anos depois, Daubechies (1992) usando os trabalhos de Mallat, construiu um conjunto de bases ortonormais com suportes compactos, iniciando o conceito da Transformada *Wavelet* Discreta (TWD), possibilitando implementação computacional.

### 2.2.1. O Algoritmo de Mallat para Cálculo da TWD

MALLAT (1989), baseado na análise multiresolução (AMR), propôs um algoritmo rápido e eficiente para o cálculo da TWD, que pode ser interpretado como um banco de filtros espelhados em quadratura.

Para um sinal discreto, os coeficientes de aproximação  $c_j$  e os coeficientes de detalhe (coeficientes *wavelet*)  $d_j$  para uma dada escala (resolução)  $j$ , podem ser expressos por:

$$c_j(k) = \sum_n g(n - 2k)c_{j-1}(n), \quad (2.33)$$

$$d_j(k) = \sum_n h(n - 2k)c_{j-1}(n), \quad (2.34)$$

sendo  $j = \{1, 2, 3, \dots, J_{max}\}$  é a escala, sendo  $J_{max}$  a maior escala *wavelet* permitida;  $g(k)$  e  $h(k)$  são caracterizados como filtros passa-baixa e passa-alta, respectivamente. Na primeira escala, com  $j = 1$ ,  $c_0$  é o sinal original.

No domínio do tempo, as expressões (2.33) e (2.34) são combinações lineares do sinal  $c(n)$  com as versões dilatadas e transladadas por  $2k$  dos filtros  $h(k)$  e  $g(k)$ . No domínio da frequência, por sua vez, os coeficientes  $c_j$  e  $d_j$  são obtidos pela convolução dos coeficientes de aproximação  $c_{j-1}$ , da escala  $j - 1$ , com os filtros  $g(k)$  e  $h(k)$ , respectivamente, seguidos por subamostragem por um fator de dois.

A análise AMR aplicada a TWD é ilustrada na Figura 2.3, onde são evidenciados três estágios.

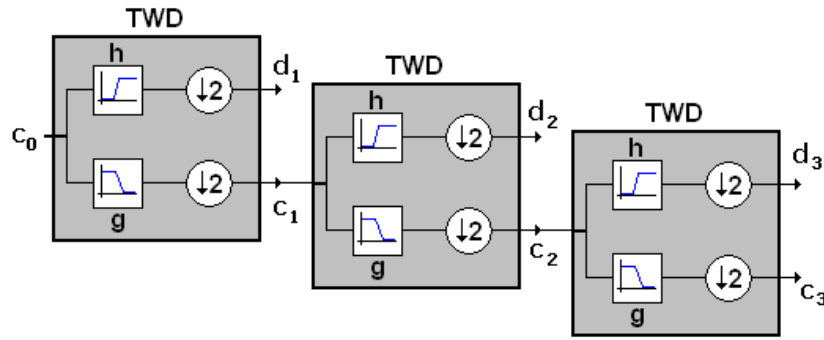


Figura 2.3 - Análise multi-resolução até o 3º nível da TWD.

O procedimento realizado pela TWD consiste inicialmente em escolher uma família *wavelet* para análise do sinal original. A escolha da família *wavelet* define o número de coeficientes dos filtros  $g$  e  $h$ . Por exemplo, a família Daubechies4 (db4) possui quatro coeficientes onde os coeficientes *wavelet*  $h$  e de aproximação  $g$  são:

$$g(1) = \frac{1 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad g(2) = \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad g(3) = \frac{3 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad g(4) = \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad (2.35)$$

$$h(1) = g(4), \quad h(2) = -g(3), \quad h(3) = g(2), \quad h(4) = -g(1). \quad (2.36)$$

A *wavelet* escolhida, através de seus filtros  $h$  e  $g$ , é então transladada (no domínio do tempo) ou convoluída (no domínio da frequência) com o sinal original  $c_0$ , dando origem aos coeficientes de detalhe (*wavelet*)  $d_1$  e de aproximação (escala)  $c_1$  de primeira escala. Os coeficientes de aproximação  $c_1$  da primeira escala são a entrada para o próximo nível da AMR. A função *wavelet* é então, dilatada e transladada (ou convoluída) com os coeficientes de aproximação da primeira escala  $c_1$ , dando origem aos coeficientes de detalhe  $d_2$  e de aproximação  $c_2$  de segunda escala. Este processo se repete até a última escala.

Considerando que o sinal de entrada é filtrado de acordo com o teorema de Nyquist, o sinal analisado pela TWD possui espectro de frequências de 0 à  $f_s/2$ , em que  $f_s$  é a frequência de amostragem. Como os filtros passa-baixa  $g$  e passa-alta  $h$  são espelhados em quadratura, o espectro de frequência do sinal de entrada  $c_0$  é dividido pela metade. Os coeficientes de aproximação  $c_1$  são resultantes da convolução do sinal  $c_0$  com o filtro passa-baixa  $g$  e estão localizados na faixa inferior

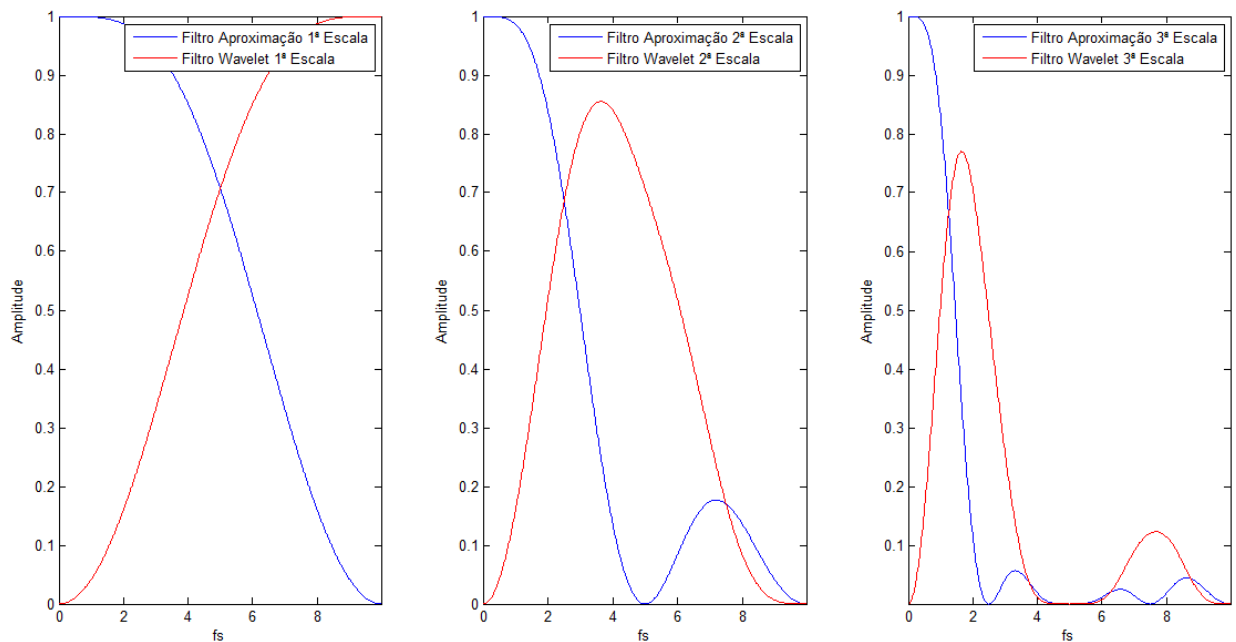
de frequência que vai de 0 à  $f_s/4$ . Por sua vez, os coeficientes *wavelet*  $d_1$  são resultantes da convolução do sinal  $c_0$  com o filtro passa-alta  $h$  e estão localizados na faixa superior de frequência que vai de  $f_s/4$  à  $f_s/2$ .

Portanto, para uma escala genérica  $j$ , os espectros de frequência dos coeficientes de aproximação  $c_j$  e *wavelet*  $d_j$  são, respectivamente:

$$\left[0, \frac{f_s}{2^{j+1}}\right], \quad (2.37)$$

$$\left[\frac{f_s}{2^{j+1}}, \frac{f_s}{2^j}\right]. \quad (2.38)$$

Por exemplo, a Figura 2.4 ilustra a resposta em frequência dos filtros escala e *wavelet* da db4 para as três primeiras escalas.



**Figura 2.4 - Resposta em frequência dos filtros escala e *wavelet* da db4: (a) primeira escala; (b) segunda escala; (c) terceira escala.**

Devido ao processo de subamostragem realizado pela TWD, os coeficientes de aproximação  $c_1$  e *wavelet*  $d_1$  possuem a metade do número de amostras do sinal original  $c_0$ . Desta forma, a TWD apresenta algumas limitações para o processamento em tempo real:

- O número de amostras do sinal original deve ser múltiplo de dois;

- A TWD é variante com o tempo devido ao processo de subamostragem por dois.

Por outro lado, uma variante da TWD que não realiza o processo de subamostragem por dois, denominada Transformada *Wavelet* Discreta Redundante (TWDR), apresenta algumas vantagens em relação à TWD, discutidas a seguir.

### 2.2.2. Filtros *Wavelet* e Escala da TWD e da TWDR

Os coeficientes  $g_l$  dos filtros escala e  $h_l$  dos filtros *wavelet* da TWD atendem as seguintes propriedades (PERCIVAL e WALDEN, 1998):

$$\sum_{l=1}^L g(l) = \sqrt{2}, \quad \sum_{l=1}^L g^2(l) = 1, \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(l)g(l+2n) = 0, \quad (2.39)$$

$$\sum_{l=1}^L h(l) = 0, \quad \sum_{l=1}^L h^2(l) = 1, \quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h(l)h(l+2n) = 0, \quad (2.40)$$

sendo  $n \in \mathbb{N}$  e  $l = 1, 2, 3, \dots, L$ , sendo  $L$  o número de coeficientes dos filtros escala e *wavelet*.

Por sua vez, para a TWDR, os coeficientes dos filtros escala  $\check{g}(l)$  e dos filtros *wavelet*  $\check{h}(l)$  são obtidos dos correspondentes filtros da TWD, como segue (PERCIVAL e WALDEN, 1998):

$$\check{g}(l) = g(l)/\sqrt{2}, \quad (2.41)$$

$$\check{h}(l) = h(l)/\sqrt{2}. \quad (2.42)$$

Portanto, os coeficientes escala e *wavelet* da família Daubechies4 (db4) para a TWDR são:

$$\check{g}(1) = \frac{1 + \sqrt{3}}{4}, \quad \check{g}(2) = \frac{3 + \sqrt{3}}{4}, \quad \check{g}(3) = \frac{3 - \sqrt{3}}{4}, \quad \check{g}(4) = \frac{1 - \sqrt{3}}{4}, \quad (2.43)$$

$$\check{h}(1) = \check{g}(4), \quad \check{h}(2) = -\check{g}(3), \quad \check{h}(3) = \check{g}(2), \quad \check{h}(4) = -\check{g}(1). \quad (2.44)$$

Tanto para a TWD como para a TWDR, os filtros são espelhados em quadratura:

$$g(l) = (-1)^{l+1}h(L - l - 1), \quad (2.45)$$

$$h(l) = (-1)^l g(L - l - 1). \quad (2.46)$$

### 2.2.3. Algoritmo Piramidal da TWD

A AMR sugerida em (MALLAT, 1989) é realizada através do algoritmo piramidal em que os coeficientes  $c$  e  $d$  são calculados através de matrizes formadas a partir de deslocamentos circulares dos elementos da primeira linha. O processo é realizado através das equações (2.47) e (2.48).

$$c_j = A_1 x. \quad (2.47)$$

$$d_j = B_1 x. \quad (2.48)$$

No caso da TWD, o deslocamento circular é realizado com dois deslocamentos de uma linha para outra, devido o processo de subamostragem por dois. Diferentemente da TWD, na TWDR há apenas um deslocamento dos elementos de uma linha para outra.

Sendo  $k$  o número de amostras do sinal original  $x$ , as matrizes  $A_1$  e  $B_1$  para a TWD são de ordem  $k/2 \times k$ . Por sua vez, para a TWDR as matrizes  $A_1$  e  $B_1$  são de ordem  $k \times k$ . Desta forma,  $c_j$  e  $d_j$  possuem  $k/2$  e  $k$  elementos para a TWD e TWDR, respectivamente.

Diferentemente da TWDR em que não há limitação do número de amostras do sinal analisado, na TWD o sinal original  $x$  deve possuir um número de elementos múltiplo de dois.

Considerando a *wavelet* db4, as matrizes  $A_1$  e  $B_1$  para a TWD são dadas pelas equações (2.49) e (2.50):

$$A_1 = \begin{bmatrix} g(3) & g(4) & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & g(1) & g(2) \\ g(1) & g(2) & g(3) & g(3) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g(1) & g(2) & g(3) & g(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & g(1) & g(2) & g(3) & g(4) \end{bmatrix}, \quad (2.49)$$



$$B_1 = \begin{bmatrix} h(3) & h(4) & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h(1) & h(2) \\ h(1) & h(2) & h(3) & h(3) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h(1) & h(2) & h(3) & h(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & h(1) & h(2) & h(3) & h(4) \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

Para a TWDR, as matrizes  $A_1$  e  $B_1$  são dadas pelas equações (2.51) e (2.52):

$$A_1 = \begin{bmatrix} g(3) & g(4) & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & g(1) & g(2) \\ g(1) & g(2) & g(3) & g(3) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g(1) & g(2) & g(3) & g(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & g(1) & g(2) & g(3) & g(4) \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} h(3) & h(4) & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h(1) & h(2) \\ h(1) & h(2) & h(3) & h(3) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h(1) & h(2) & h(3) & h(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & h(1) & h(2) & h(3) & h(4) \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Reescrevendo as equações (2.47) e (2.48), tomando-se como base a TWD, e detalhando os coeficientes escala e *wavelet*, bem como o sinal original, tem-se:

$$c_1 = \begin{bmatrix} g(3) & g(4) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & g(1) & g(2) \\ g(1) & g(2) & g(3) & g(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g(1) & g(2) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & g(1) & g(2) & g(3) & g(4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ x(3) \\ \vdots \\ x(k_t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c(1) \\ c(2) \\ c(3) \\ \vdots \\ c(k_t/2) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$d_1 = \begin{bmatrix} h(3) & h(4) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & h(1) & h(2) \\ h(1) & h(2) & h(3) & h(4) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h(1) & h(2) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & h(1) & h(2) & h(3) & h(4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ x(3) \\ \vdots \\ x(k_t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d(1) \\ d(2) \\ d(3) \\ \vdots \\ d(k_t/2) \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Analisando as equações (2.53) e (2.54), observa-se que os valores dos primeiros coeficientes  $c(1)$  e  $d(1)$  consideram duas amostras iniciais,  $x(1)$  e  $x(2)$ , e outras duas amostras finais,  $x(k_t - 1)$  e  $x(k_t)$ , do sinal  $x$ . Este procedimento resulta no efeito conhecido como efeito de borda devido à descontinuidade entre as amostras iniciais e finais, que também é observado na TWDR. Este efeito deve ser considerado em aplicações como localização de faltas em linhas de transmissão.

A db4 é constituída de apenas quatro coeficientes e, desta forma, apenas o primeiro coeficiente é afetado pelo efeito de borda. Porém, dependendo do número de coeficientes, mais de um coeficiente poderá ser afetado.

O efeito do processo de subamostragem por um fator de dois pode levar a detecção tardia dos transitórios, podendo comprometer sua utilização em aplicações específicas, a exemplo da detecção de ondas viajantes para localização de falta (COSTA, 2010). Neste caso, segundo (COSTA e SOUZA, 2011), a TWDR é mais apropriada, pois se mostra invariante aos deslocamentos circulares e invariante no tempo.

Como principais diferenças entre a TWD e a TWDR, destacam-se:

- A TWDR não realiza o processo de subamostragem por um fator;
- A TWDR pode ser aplicada a um sinal com um número qualquer de amostras, enquanto a TWD só pode ser aplicada a um sinal com número de amostras múltiplo de dois.

### **2.3. Síntese do Capítulo**

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos das técnicas e métodos utilizados neste trabalho, mostrando-se que a TWD, em especial a TWDR, é adequada à detecção e à localização de faltas em linhas de transmissão baseando-se nos conceitos da teoria das ondas viajantes.

No capítulo seguinte será realizada uma análise acerca dos trabalhos e publicações que vêm sendo desenvolvidos pela comunidade científica.

# Capítulo 3

## Revisão Bibliográfica

A alta velocidade de operação é um requisito crucial dos relés de proteção a fim de prevenir que os efeitos de uma falta se alastrem pelo sistema (SAHA, IZYKOWSKI e ROSOLOWSKI, 2010). Além disso, a alta velocidade de operação é reconhecidamente uma forma eficiente para aumentar a transferência de potência e melhorar a estabilidade do sistema (CROSSLEY e MCLAREN, 1983).

Neste contexto, os dispositivos de proteção, não obstante sua função principal, desempenham papel importante também na transmissão de grandes blocos de energia e contribuem diretamente para a estabilidade e segurança do sistema.

Dentre as etapas de um algoritmo de proteção estão a detecção, a classificação e localização de faltas, além do processamento de lógicas de comando para desconexão do circuito sob falta.

As técnicas de detecção e localização de faltas em linhas de transmissão vêm sendo classificadas em duas categorias fundamentais: Técnicas baseadas em componentes de frequência fundamental e técnicas que utilizam as componentes de alta frequência do sinal de falta (SILVA, OLESKOVICZ e COURRY, 2004).

Neste capítulo será apresentada uma revisão dos principais métodos de detecção e localização de faltas.

### **3.1. Técnicas Baseadas em Componentes de Frequência Fundamental**

As técnicas baseadas em componentes de frequência fundamental consistem na análise de fasores de tensão e corrente. Estes métodos geralmente estimam a impedância entre o ponto de monitoramento do relé e o ponto de falta e a compara a valores previamente ajustados e estão baseados, em geral, na TDF, em que uma série de filtros seno e cosseno são utilizados para decompor o sinal.

Esta técnica é bastante útil e eficaz na identificação de faltas em sistemas de potência quando os sinais possuem comportamento próximo ao de sinais considerados estacionários, ou seja, que mantêm sua frequência constante durante o tempo considerado. Desta forma, as altas frequências que aparecem no regime transitório devem ser descartadas para a correta detecção das faltas, uma vez que este método trabalha apenas com a componente fundamental do sinal.

A versão janelada da TDF supera algumas limitações da TDF convencional no tratamento de sinais não-estacionários, porém, a utilização de uma janela fixa limita sua aplicação, pois a escolha do tamanho da janela visando boa resolução no tempo resulta em baixa resolução no domínio da frequência, e vice-versa.

Por não ser o escopo da presente proposta, os métodos baseados nas componentes de frequência fundamental não serão aprofundados aqui. Recomenda-se uma leitura do trabalho de DAVID C. ROBERTSON (1996) para melhor entendimento.

### **3.2. Técnicas Baseadas na Teoria de Ondas Viajantes**

As técnicas baseadas em componentes de alta frequência se fundamentam na teoria das ondas viajantes segundo o trabalho de BEWLEY (1963). A ideia básica é medir os instantes de tempo em que as ondas viajantes originadas dos distúrbios elétricos são detectadas e, conhecendo-se a velocidade de propagação destas ondas, calcular a distância do ponto de monitoramento para o distúrbio. A fundamentação desta teoria está apresentada no capítulo 2.

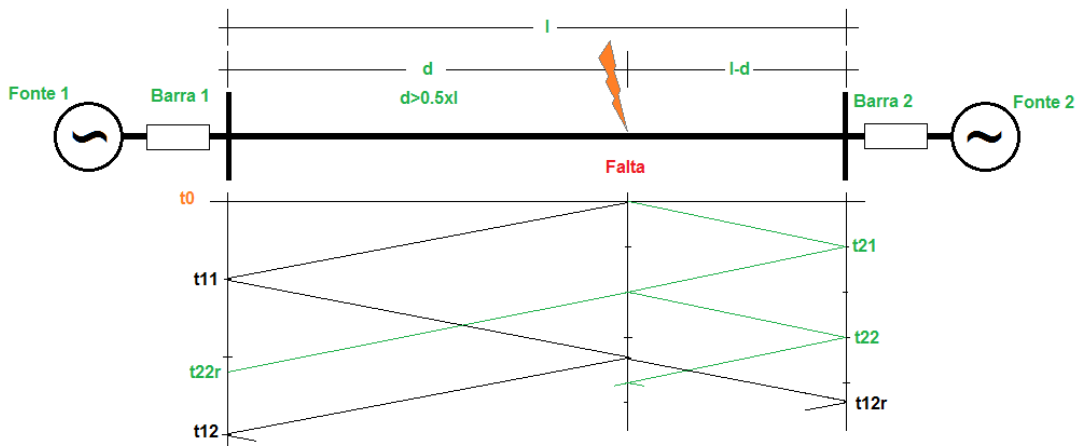
A localização de faltas utilizando a teoria das ondas viajantes não é recente. Os primeiros trabalhos relatando a utilização desta teoria apontam para o trabalho de ROHRING (1931).

GALE, et al., (1993) classifica os localizadores de falta em linhas de transmissão em quatro tipos (A, B, C e D), de acordo com seu modo de operação. Os localizadores do tipo B e C possuem circuitos ativos que periodicamente enviam sinais de frequência específica e medem o tempo de reflexão destes sinais. Esta técnica se assemelha ao funcionamento do sonar. Já os localizadores do tipo A e D são ditos passivos.

O localizador do tipo A utiliza os sinais analógicos adquiridos apenas no terminal local, enquanto o localizador do tipo D utiliza dados sincronizados de múltiplos terminais da linha de transmissão. Baseado na análise de GALE, *et al.*, (1993), os algoritmos baseados em ondas viajantes podem ser divididos em dois métodos distintos: Métodos baseados nas informações de apenas um terminal e métodos baseados nas informações sincronizadas dos múltiplos terminais da linha. A seguir, estes métodos serão melhor descritos.

### 3.2.1. Métodos de Múltiplos Terminais

O método de múltiplos terminais é baseado na identificação dos instantes de tempo em que as ondas viajantes originadas no ponto de falta alcançam os pontos monitorados por relés e/ou registradores digitais de perturbação (RDP) localizados normalmente nas extremidades das linhas. Neste método, a localização da falta é realizada através do cálculo da diferença de tempo entre a detecção das ondas viajantes medidas em cada terminal. Para tanto, o método requer a necessidade de sincronização de tempo entre os múltiplos terminais através de um link de comunicação (GALE, CROSSLY, *et al.*, 1993).



**Figura 3.1 - Diagrama de Lattice para uma falta distante "d" da Barra 1 – Falta na segunda metade da linha.**

Para análise do método de múltiplos terminais a Figura 3.1 é tomada como referência (neste caso, dois terminais), onde é ilustrado o diagrama de treliças para uma falta ocorrida no instante  $t_0$  localizada a uma distância  $d$  da Barra 1, em que  $d > L/2$ .

Da teoria das ondas viajantes, fundamentada no capítulo 2, a ocorrência de uma falta origina ondas de tensão e corrente sobrepostas aos sinais originais, que se propagam em direção a ambos os terminais da linha. Considerando-se a Barra 1 como referência, a detecção da primeira onda viajante, chamada onda incidente, ocorre no instante  $t_{11}$ , e está relacionado ao tempo em que a onda originada no ponto de falta incide no ponto de monitoramento instalado na Barra 1 após percorrer a distância  $d$ . Por sua vez, no terminal remoto (Barra 2) a onda incidente é registrada no instante  $t_{21}$  referente ao tempo em que a onda viajante, propagando-se no sentido da Barra 2, percorre a distância  $L - d$ , em que  $L$  é o comprimento total da linha. O método de dois terminais se baseia nos instantes em que as ondas incidentes são detectadas em cada terminal, ou seja,  $t_{11}$  e  $t_{21}$ , não havendo a necessidade de medir a onda refletida. Para tanto, observa-se a necessidade de um meio de comunicação sincronizado entre os terminais.

Analisando-se graficamente a Figura 3.1, tem-se:

$$d = v(t_{11} - t_0), \tag{3.1}$$

$$L - d = v(t_{21} - t_0). \tag{3.2}$$

Subtraindo-se (3.1) de (3.2) e generalizando para uma barra qualquer, a localização de falta no método de dois terminais é dada pela equação (3.3).

$$d_{ij} = \frac{L - (t_{i1} - t_{j1})v}{2}, \quad (3.3)$$

em que  $d_{ij}$  é a localização da falta na barra  $i$  utilizando a informação da barra remota  $j$ ;  $L$  é o comprimento da linha;  $v$  é a velocidade de propagação da onda viajante;  $t_{i1}$  e  $t_{j1}$  são os instantes de tempo em que o transitório foi detectado na barra  $i$  e  $j$ , respectivamente.

Um método de localização de falta utilizando a transformada de Park para a identificação dos transitórios foi proposto por LOPES, et al., (2013). Os autores mostraram que os sinais transitórios podem se monitorados simultaneamente nas três fases do sistema utilizando a transformação de Park. A escolha dos limiares é realizada de forma automática e auto-adaptativa, angariando simplicidade ao esquema. A localização da falta é dada através da diferença entre os tempos detectados em ambos os terminais. A sincronização de tempo é realizada através de GPS.

Um algoritmo de detecção e análise de faltas em tempo real foi apresentado por COSTA, et al., (2011). O método utilizou os dados dos dois terminais da linha com um link de comunicação sincronizado. Os autores analisaram a utilização da Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) e da Transformada *Wavelet* Discreta Redundante (TWDR) e concluíram que a TWDR provê detecção de falta mais rápida e localização de falta mais precisa, sendo mais adequada ao processamento em tempo real.

Os autores observaram também que os ruídos presentes nos sinais em regime permanente obedecem a uma distribuição normal de probabilidade e, desta forma, propuseram a utilização de limiares auto-adaptativos adequados ao processamento em tempo real. Os limiares são calculados tomando-se a média do sinal e uma variação de quatro desvios padrões ( $\pm 4\sigma$ ), uma vez que todo o ruído presente no sinal em regime permanente deve estar contido nesta faixa de probabilidade, onde  $\sigma$  é o desvio padrão. Uma falta é detectada quando o valor da

amostra superar o limiar proposto. A localização da falta é realizada de forma análoga ao utilizado por LOPES, et al., (2013), utilizando-se a equação (3.3).

### 3.2.2. Métodos de um Terminal

Uma configuração mais robusta que não requer sincronização com o terminal remoto é quando a localização de falta é determinada com base nos sinais registrados apenas em um terminal da linha (SILVA, OLESKOVICZ e COURY, 2004). Para o cálculo da localização da falta, o método de um terminal requer a identificação das ondas incidente e refletida pelo ponto de falta ou pelo terminal remoto, não necessitando, portanto, da utilização de links de comunicação e sincronização de tempo. Apesar de o método de um terminal ser mais robusto que o método de múltiplos terminais, a necessidade de detecção da onda refletida o torna mais complexo. Para faltas localizadas na primeira metade da linha, a onda viajante seguinte à onda incidente será a onda refletida pelo ponto de falta, como mostra a Figura 3.2.

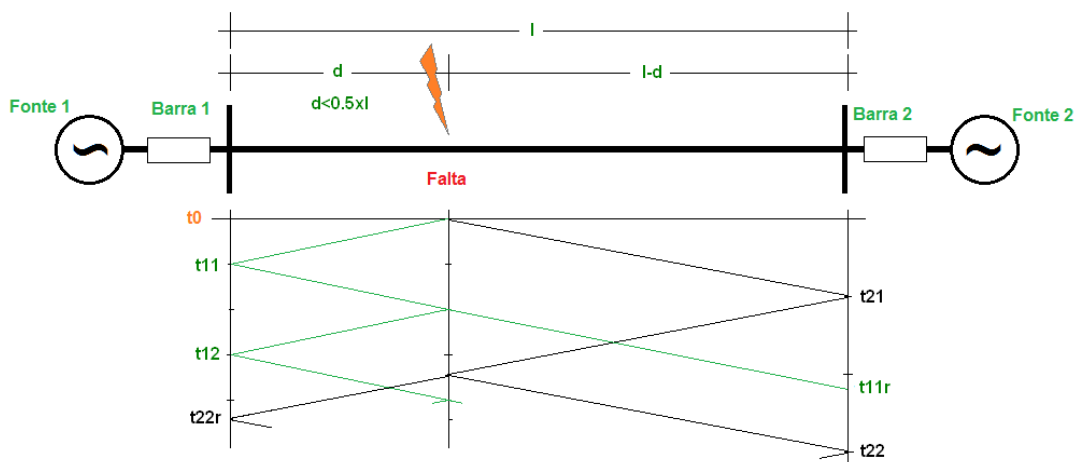


Figura 3.2 - Diagrama de Lattice para uma falta distante "d" da Barra 1 – Falta na primeira metade da linha.

Analisando-se graficamente a Figura 3.2, tomando-se a Barra 1 como referência e  $t_0$  como o instante da incidência do defeito, tem-se:

$$(t_{12} - t_{11})v = 2d. \tag{3.4}$$



Portanto, evidenciando  $d$  e generalizando a equação (3.4) para um terminal qualquer, tem-se:

$$d_i = \frac{(t_{i2} - t_{i1})v}{2}, \quad (3.5)$$

em que  $d_i$  é a localização da falta calculada pelo terminal  $i$ ;  $v$  é a velocidade de propagação da onda viajante;  $t_{i2}$  é o instante associado à onda refletida pelo ponto de falta e;  $t_{i1}$  é o instante associado à onda incidente.

Para faltas na segunda metade da linha (Figura 3.1), considerando-se a onda subsequente à onda incidente, tem-se:

$$d = (t_{11} - t_0)v, \quad (3.6)$$

$$2(L - d) + d = (t_{22r} - t_0)v. \quad (3.7)$$

Das equações (3.6) e (3.7), generalizando, tem-se:

$$d_i = L - \frac{(t_{i2r} - t_{i1})v}{2}, \quad (3.8)$$

em que  $d_i$  é a localização da falta na barra  $i$ ;  $v$  é a velocidade de propagação da onda viajante;  $L$  é o comprimento da linha;  $t_{i2r}$  é o instante associado à onda refletida pelo terminal remoto e;  $t_{i1}$  é o instante associado à onda incidente.

Percebe-se que para faltas além da metade da linha, a onda refletida pelo terminal remoto  $t_{22r}$  pode ser facilmente confundida com a onda refletida pelo ponto de falta  $t_{12}$ . Se o terminal remoto não produzir reflexões significativas, o cálculo da localização de falta é dado apenas através da equação (3.5).

Um método baseado nas componentes de alta frequência utilizando apenas os sinais do terminal local foi apresentado por CROSSLEY, et al., (1983). Os autores utilizaram as componentes modais resultantes da transformação de Clarke e uma função de correlação que mede o grau de similaridade entre dois sinais. Foi

mostrado que a saída da função de correlação atinge o máximo quando a diferença de tempo entre as ondas incidente e refletida corresponde ao dobro da distância do ponto de monitoramento até a falta. Os autores relataram que a utilização de limiares para identificação do início da falta impôs atrasos na detecção das faltas. Este método se mostrou bastante susceptível ao tipo de falta, aos ângulos de incidência e resistência de falta, uma vez que a forma das ondas viajantes sofre deformações ao longo da linha.

O método de correlação também foi utilizado por VITINS, (1978). O autor realizou uma análise em linhas de transmissão com parâmetros distribuídos independentes da frequência considerando perdas concentradas nas extremidades da linha, além de considerar transdutores ideais. O método de localização de faltas consiste na determinação da diferença de tempo entre duas ondas com alto grau de correlação, de forma semelhante ao utilizado por CROSSLEY, et al., (1983). A forma da onda incidente é armazenada e comparada com as ondas posteriores. Quanto mais semelhante for a onda refletida em relação a onda armazenada, maior será a saída da função de correlação. Os autores obtiveram resultados semelhantes aos encontrados por Crossley.

SHEHAB-ELDIN, et al., (1988) relataram alguns problemas relacionados a proteções baseadas em ondas viajantes, especialmente aquelas baseadas em funções de correlação, e propuseram algumas soluções. Os autores realizaram análise no domínio modal e pontuaram que a diferença nas velocidades de propagação das componentes modais influencia a localização da falta. Foi mostrado que, apesar de faltas monofásicas serem melhor detectadas através do modo terra, este modo foi descartado na etapa de localização de falta por possuir alta dependência com a frequência. Uma contribuição relevante está na observação de que para faltas próximas ao ponto de monitoramento, a saída da função de correlação possui elevada componente DC, e neste caso, a decisão de desconectar o circuito sob falta pode ser tomada quando o nível da saída da função de correlação se mantiver acima de um limiar durante um determinado tempo. Desta forma, mesmo faltas muito próximas podem ser corretamente detectadas.

Um método de localização de falta baseado na medição das componentes de alta frequência apenas dos sinais de corrente do terminal local foi apresentado por CHRISTOPOULOS, et al., (2001). Os autores deduziram os transitórios dos

sinais de tensão a partir dos sinais de corrente sem realizar a medição direta dos transdutores de tensão. Uma vez que os transformadores de potencial capacitivos (TPC) são sintonizados para a frequência do sistema e conseqüentemente possuem banda de frequência muito baixa, os autores utilizaram apenas dados de corrente trazendo contribuição relevante. Os autores reproduziram os mesmos resultados encontrados no trabalho de CROSSLEY, et al., (1983), mostrando que a técnica utilizada não influenciou a localização da falta, mesmo não utilizando sinais de tensão.

Mais recentemente, XINZHOU, et al., (1997) propuseram um localizador de faltas utilizando apenas sinais de corrente do terminal local baseado na transformada *wavelet*. O método utiliza os dados das linhas saudáveis conectadas ao barramento local para realizar análise de direcionalidade das ondas viajantes. A análise da polaridade das ondas viajantes da linha sob falta e das linhas saudáveis é realizada para identificar se a falta é interna ou externa à linha. Os sinais associados aos módulos máximos dos coeficientes *wavelet* das linhas saudáveis, localizados no tempo, são filtrados e suprimidos na análise dos coeficientes *wavelet* da linha sob falta. Embora os autores tenham conseguido mostrar bons resultados na discriminação de faltas internas e externas, este método necessita que as correntes de todas as linhas vizinhas sejam conectadas ao dispositivo de proteção, aumentando os custos e a complexidade de instalação.

Baseados nas conclusões do trabalho de MAGNAGO, et al., (1998), SILVA, et al., (2004) analisaram os métodos de um e dois terminais. Os autores ressaltaram que para faltas envolvendo a terra é necessário realizar uma etapa adicional visando identificar em qual metade da linha ocorreu a falta, uma vez que para estes tipos de faltas as reflexões do terminal remoto podem gerar padrões similares de reflexão quando comparados aos sinais refletidos pelo ponto de falta, sendo necessária uma formulação diferente para a correta localização do defeito. Os autores utilizaram a transformada modal de Clarke e a *wavelet symlet3* para a localização de faltas. Os autores utilizaram transdutores de tensão e corrente ideais e taxa de amostragem de 120 kHz. O trabalho mostrou boa precisão na localização de falta.

### **3.3. Síntese do Capítulo**

Procurou-se sintetizar neste capítulo uma revisão acerca dos trabalhos e publicações realizados pela comunidade científica sobre os temas da localização de faltas em linhas de transmissão e das proteções baseadas na teoria das ondas viajantes, enfatizando-se o método de um terminal, o qual é analisado neste trabalho.

No capítulo seguinte são apresentados os métodos utilizados no algoritmo de proteção para linhas de transmissão.

# Capítulo 4

## Métodos Implementados

Neste trabalho, analisa-se uma proteção para linhas de transmissão baseada na teoria de ondas viajantes utilizando apenas os sinais das correntes de fase do terminal local sem a necessidade de utilização de equipamentos de comunicação e sincronização. Esta abordagem se reveste de importância também na análise dos métodos baseados nos sinais de múltiplos terminais quando da falta dos equipamentos de sincronização e/ou comunicação entre os terminais.

Neste método, conforme mencionado no subitem 3.2.2, é necessária a identificação dos instantes associados às ondas incidente e refletida pelo ponto de falta ou pelo terminal remoto, que se apresentam como sinais de alta frequência sobrepostos às correntes da linha.

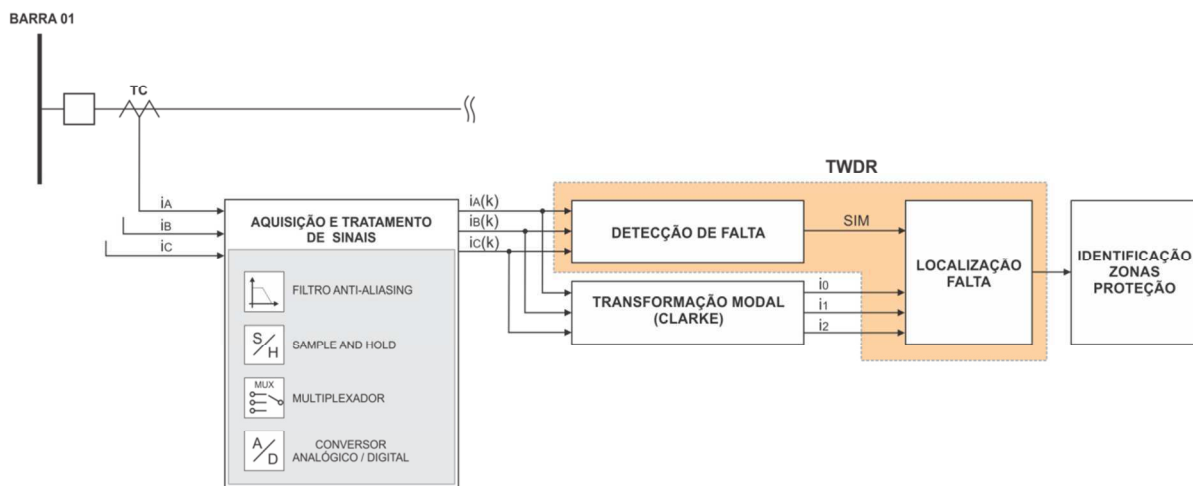
A proteção analisada utiliza a transformada *wavelet* para detecção de transitórios, devido sua habilidade em tratar sinais com frequência variante no tempo, ditos não-estacionários.

Conforme fundamentado no subitem 2.1, a ocorrência de falta em uma linha de transmissão ocasiona o aparecimento de ondas de tensão e corrente que viajam do ponto de falta em direção aos terminais da LT. Ao encontrar uma descontinuidade a sua frente, novas ondas são criadas para que a proporcionalidade dada pela impedância característica  $Z_c$  seja respeitada. Parte da onda incidente é refletida de volta ao ponto de falta e outra parte se propaga para além da

descontinuidade. Este processo se repete indefinidamente, gerando múltiplas reflexões, até que toda a energia das ondas seja dissipada e o regime permanente seja alcançado.

No método de um terminal, calculando-se a diferença de tempo entre os instantes associados às ondas incidente e refletida pelo ponto de falta ou pelo terminal remoto e conhecendo-se a velocidade de propagação destas ondas, a localização da falta pode ser determinada. Desta forma, estimando-se a localização da falta, o equipamento de proteção é capaz de identificar se a falta é interna ou externa à linha protegida e promover a correta desconexão do circuito sob falta.

A Figura 4.1 abaixo ilustra as etapas desempenhadas pelo dispositivo de proteção.



**Figura 4.1 - Fluxograma da proteção analisada.**

Nesta análise, apenas sinais de corrente foram utilizados uma vez que os transformadores de potencial capacitivos (TPC), comumente utilizados em linhas de alta e extra-alta tensão, embutem retardos nos sinais devido a sua baixa resposta em frequência (CHRISTOPOULOS, THOMAS, *et al.*, 2001).

É importante ressaltar que não apenas faltas nas linhas de transmissão provocam o surgimento de ondas viajantes, mas também chaveamentos de equipamentos e outros distúrbios no sistema elétrico. Este trabalho se restringe a condições de falta, sendo a distinção entre outras situações motivação para estudos e refinamentos futuros.

No método de um terminal, a classificação do tipo de falta é etapa fundamental para o correto funcionamento dos algoritmos, porém, neste trabalho

considerou-se que o tipo de falta é uma informação conhecida previamente. Como referência de leitura acerca da classificação de faltas em tempo real, um método de classificação utilizando-se sinais de alta frequência e a transformada *wavelet* é apresentado em (COSTA, SOUZA e BRITO, 2012).

A implementação do algoritmo computacional constando os métodos analisados está dividida em cinco etapas que consistem na aquisição e tratamento dos sinais de corrente em ambos os terminais da linha, desacoplamento de sinais utilizando uma transformação modal, aplicação da transformada *wavelet* para detecção das ondas viajantes e para o cálculo da localização da falta e por fim, o processamento da lógica de comando para desconexão do circuito defeituoso.

A seguir, serão discutidas as etapas constantes nos algoritmos implementados.

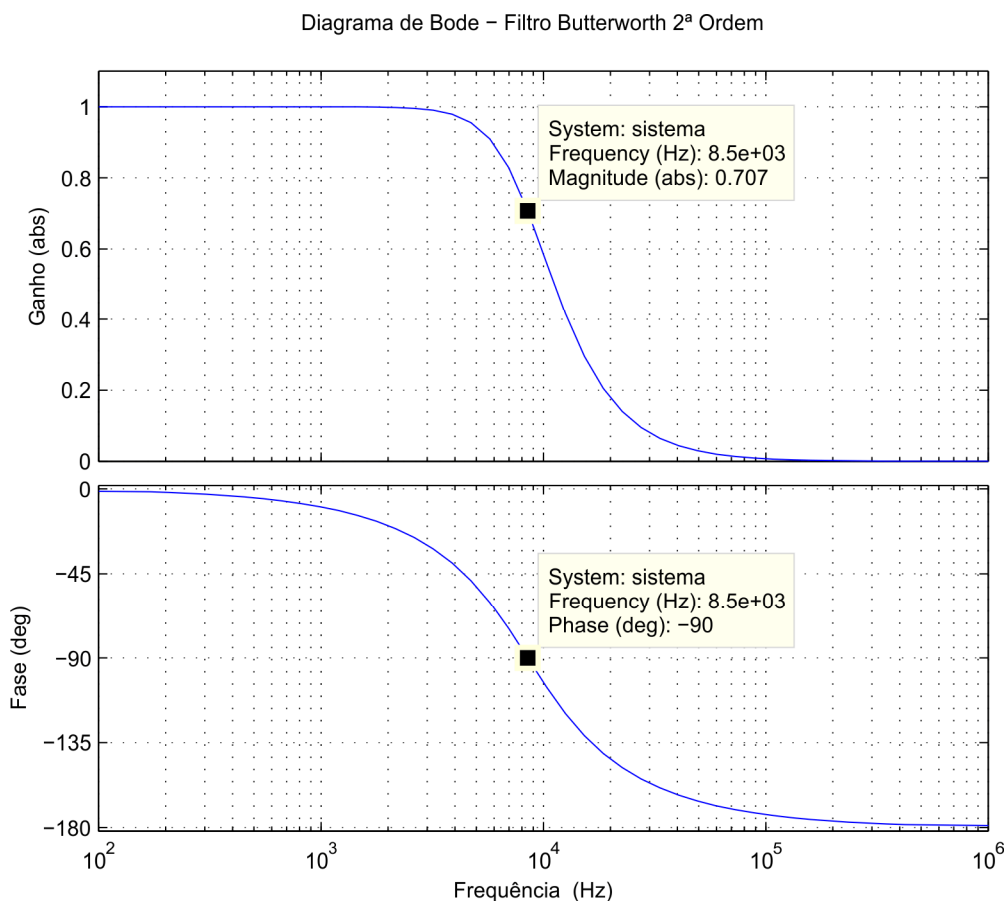
#### **4.1. Aquisição e Tratamento de Sinais**

Embora as ondas viajantes se apresentem como sinais de alta frequência, o processo de digitalização ou discretização de sinais desempenhado pelos conversores analógico/digital (A/D) requer procedimentos necessários para que os sinais sejam fielmente representados e que a informação contida nestes sinais seja preservada. Desta forma, a escolha adequada da taxa de amostragem, associada aos conversores A/D, tem influência determinante sobre os métodos baseados na teoria das ondas viajantes. De acordo com o teorema de Nyquist, os sinais originais devem ser amostrados com taxa de pelo menos o dobro da maior frequência presente no sinal original. Portanto, as componentes do sinal com frequência acima da metade da frequência de amostragem devem ser eliminadas. A taxa de amostragem deve ser suficientemente elevada para que não ocorra o efeito de sobreposição de espectros no domínio da frequência, conhecido como *aliasing* ou “falseamento”.

Após a aquisição dos dados, os sinais analógicos são filtrados por meio de filtros analógicos passa-baixa, chamados filtros *anti-aliasing*. Para a implementação do filtro *anti-aliasing*, foi utilizado o filtro Butterworth de 2ª ordem com frequência de corte inferior a metade da frequência de amostragem. A frequência de corte foi escolhida como 85% da metade da frequência de amostragem, conforme utilizado

em (LOPES, JR e NEVES, 2013). A adoção do filtro Butterworth se deve ao fato deste não apresentar oscilações na faixa de passagem e não promover desvios de fase relevantes do sinal filtrado (PHADKE e THORP, 2009).

A Figura 4.2 mostra a resposta em frequência do filtro utilizado com frequência de corte em 8,5 kHz.



**Figura 4.2 - Resposta em frequência do filtro Butterworth de 2ª ordem.**

Neste trabalho, duas taxas de amostragem foram utilizadas: 20 kHz e 120 kHz. A escolha da taxa de amostragem de 20 kHz deve-se ao fato de ser comumente encontrada em RDP e ainda objetivando-se implementações futuras em simuladores digitais em tempo real (RTDS) que atualmente possuem passo de tempo mínimo de 50 μs. A taxa de amostragem de 120 kHz, por sua vez, é adotada visando verificar a influência da elevação da taxa de amostragem no cálculo da localização da falta e ainda, devido a implementação futura em DSP (*Digital Signal Processor*) com taxa de amostragem semelhante.



## 4.2. Transformação Modal

Nas linhas de transmissão trifásicas, assim como os sinais analógicos de tensão e corrente, as ondas viajantes se apresentam mutuamente acopladas. Devido ao acoplamento mútuo entre as três fases, as ondas viajantes que se propagam na fase sob falta ocasionam a ocorrência de transitórios de alta frequência nas outras duas fases sãs (S. SEFIDPOUR, 2011).

Para a etapa de localização da falta os sinais são convertidos do domínio de fase para o domínio modal onde a análise pode ser realizada de maneira desacoplada. Neste trabalho foi utilizada a transformada de Clarke, comumente utilizada na literatura por ser de fácil implementação e pequeno esforço computacional. A transformação modal é dada por:

$$[S_{modal}] = [T_{Clarke}][S_{fase}], \quad (4.1)$$

em que:

$$[T_{Clarke}] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

e  $[S_{modal}]$  e  $[S_{fase}]$  são os vetores no domínio modal e no domínio de fase, respectivamente. Logo:

$$[S_{modal}] = \begin{bmatrix} I_{modo\ 0} \\ I_{modo\ 1} \\ I_{modo\ 2} \end{bmatrix}, \quad [S_{fase}] = \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

As componentes  $I_{modo\ 1}$  e  $I_{modo\ 2}$  são denominadas modos aéreo 1 e 2, respectivamente e possuem basicamente o mesmo comportamento frente as faltas nas linhas de transmissão.

A componente  $I_{modo\ 0}$  é comumente referida como modo terra e é significativa apenas quando há faltas envolvendo a terra.

A matriz de transformação de Clarke apresentada acima possui elementos reais e pode ser utilizada para linhas de transmissão perfeitamente transpostas.

Cada modo possui velocidade de propagação específica. Logo:

$$v_1 = \frac{1}{\sqrt{l_1 c_1}}, \quad (4.4)$$

$$v_2 = \frac{1}{\sqrt{l_2 c_2}}, \quad (4.5)$$

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{l_0 c_0}}, \quad (4.6)$$

em que  $v_i$ ,  $l_i$  e  $c_i$  são, respectivamente, a velocidade de propagação, a indutância e a capacitância do modo  $i$ , sendo  $i = 0, 1$  e  $2$  os modos terra, aéreo 1 e aéreo 2, respectivamente.

Os modos aéreos 1 e 2 possuem basicamente a mesma velocidade e são numericamente muito próximas à velocidade da luz no vácuo. O modo terra 0, por sua vez, possui velocidade um pouco menor.

Analisando-se a equação (4.1), observa-se que para quase todos os tipos de falta haverá proporcional resposta na componente  $I_{modo\ 1}$ , excetuando-se as faltas BC, que resultam  $I_{modo\ 1}$  nulo. Para este tipo de falta, as componentes  $I_{modo\ 2}$  deverão ser utilizadas.

Portanto, o algoritmo de localização de falta, descrito a seguir, utiliza a componente de modo aéreo 1 para o cálculo da localização de falta. Em alguns casos o modo aéreo 2 é utilizado, enquanto o modo terra 0 é utilizado apenas para identificação de faltas monofásicas.

### 4.3. Detecção de Faltas

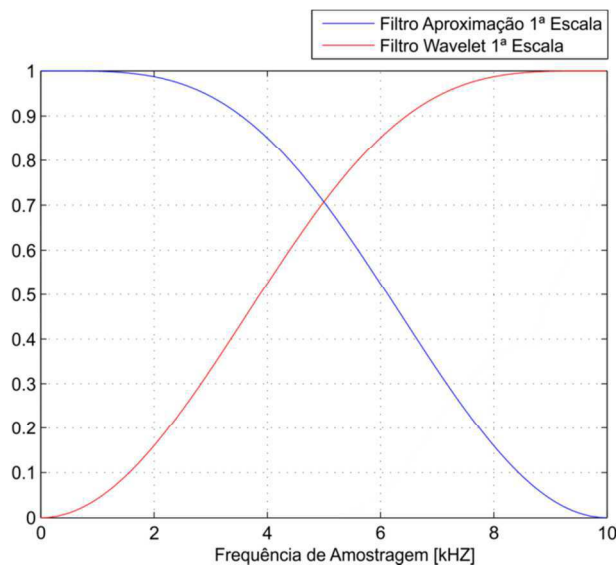
As etapas de detecção e localização de faltas são realizadas utilizando-se a transformada *wavelet*. A capacidade de representar sinais não-estacionários por meio da soma de funções base específicas com diferentes escalas a torna adequada à detecção e localização de faltas em regime transitório em linhas de transmissão.

De acordo com L. PERETTO, (2005) a escolha da função base, ou “*wavelet* mãe”, tem grande influência na detecção de faltas em regime transitório. Neste

trabalho a *wavelet* da família Daubechies4 (db4) foi escolhida, pois, segundo COSTA, et al., (2012), esta família de funções se mostrou mais eficiente na detecção de transitórios rápidos.

Conforme mostrado no item 2.2 os filtros *wavelet* e de aproximação de primeira escala dividem o espectro de frequência do sinal em duas faixas de frequência. Utilizando-se uma taxa de amostragem de 20 kHz, por exemplo, os coeficientes *wavelet* resultantes da convolução dos sinais de corrente das três fases (*ia*, *ib* e *ic*) com os filtros escala de primeiro nível, estão localizados na faixa superior de frequência que vai de 5 à 10 kHz.

A Figura 4.3 ilustra a resposta em frequência dos filtros escala e *wavelet* de primeira escala para a db4 e utilizando taxa de amostragem de 20 kHz.



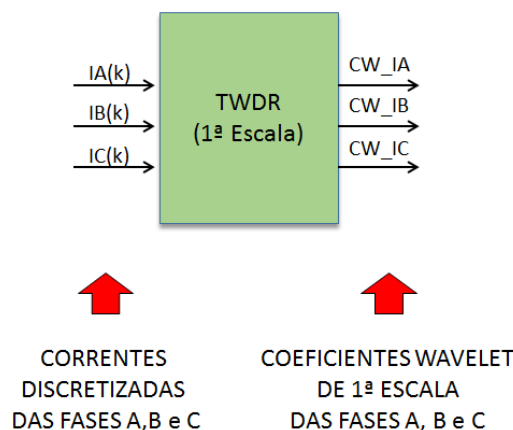
**Figura 4.3 - Resposta em frequência dos filtros escala e wavelet da db4 para a primeira escala.**

No regime permanente, os coeficientes *wavelet* de primeira escala, tanto para a tensão quanto para a corrente, assumem valores nulos ou próximos disso. Quando há a ocorrência de uma falta, a onda viajante originada no ponto de falta se propaga em direção aos terminais da linha. Quando as ondas viajantes incidem sobre o terminal monitorado, onde estão instalados os relés, os coeficientes *wavelet* assumem valores muito diferentes de zero. Desta forma, a detecção da falta é possível.

Conforme discutido no subitem 2.2, este trabalho utiliza a TWDR, uma variante da transformada *wavelet* discreta convencional que não realiza o processo de sub-amostragem por dois.

Na implementação em tempo real, janelas móveis com tamanho fixo de um ciclo da frequência fundamental do sistema (60 Hz) se deslocam no tempo, atualizando as amostras passadas e incluindo uma nova amostra a cada passo de tempo. O tamanho das janelas foi escolhido empiricamente.

Na etapa de detecção de falta os coeficientes *wavelet* de primeira escala das três correntes de fase são computados na janela de detecção, conforme ilustrado na Figura 4. 4, em que IA(k), IB(k) e IC(k) são as correntes discretizadas das fases A, B e C, respectivamente e, CW\_IA, CW\_IB e CW\_IC são os coeficientes wavelet de primeira escala das fases A, B e C, respectivamente.



**Figura 4. 4 – Aplicação da TWDR às correntes para o cálculo dos coeficientes *wavelet*.**

Para que as ondas viajantes sejam detectadas, limiares devem ser definidos adequadamente de forma que condições de falta possam ser distinguidas dos ruídos presentes no sinal. Para tanto, limiares auto-adaptativos foram implementados seguindo o proposto em COSTA, et al., (2011), onde a cada passo de tempo o valor do limiar de detecção é ajustado calculando-se a média e o desvio padrão das amostras contidas na janela de detecção. Conforme mostrado em COSTA, et al., (2011), de acordo com a função de distribuição de probabilidade, todos os coeficientes *wavelet* deverão estar localizados no intervalo  $[\mu - 4\sigma, \mu + 4\sigma]$  em que  $\mu$  e  $\sigma$  são a média e o desvio padrão das amostras da janela de detecção, respectivamente. Desta forma, os limiares são calculados em tempo real e se

adaptam de forma automática à presença de ruídos com distribuição normal no regime permanente. Os limiares  $I1$  e  $I2$  podem ser expressos segundo a equação (4.7).

$$[I1, I2] = [\mu - 4\sigma, \mu + 4\sigma] \quad (4.7)$$

Portanto, se o valor da amostra atual for superior ao valor do limiar  $[I1(k), I2(k)]$  calculado para aquele passo de tempo, então um contador é inicializado e a amostra associada é registrada. Este contador tem o objetivo de comprovar a condição de falta.

O contador leva em conta o tempo máximo para identificação de uma falta interna à linha, que é calculado por:

$$N = \frac{2L}{v \times f_s}, \quad (4.8)$$

em que  $L$  é o comprimento da linha;  $v$  é a velocidade de propagação da onda viajante considerada e;  $f_s$  é a frequência de amostragem utilizada. O parâmetro  $N$  representa o número de amostras equivalente ao intervalo de tempo para que a onda incidente e a refletida sejam percebidas pelo terminal monitorado.

Depois de detectada a falta o algoritmo deve identificar as ondas incidente e a refletida antes de haver decorrido  $N$  amostras para que a condição de falta seja comprovada. É importante ressaltar que o cálculo da localização da falta e o processamento das lógicas de proteção são realizados logo após a detecção da falta, ainda que a condição de falta não tenha sido confirmada. Este procedimento visa não embutir retardos às outras etapas.

Para ilustrar o procedimento realizado na etapa de detecção de falta, considere-se um sinal de corrente na presença de ruído gaussiano branco com relação sinal/ruído (SNR) igual a 60, conforme apresentado na Figura 4.5 (a). Os coeficientes *wavelet* de primeira escala utilizando a família Daubechies 4 (db4) são calculados e mostrados na Figura 4.5 (b) para os quais são estimados a média e o desvio padrão das amostras contidas na janela de detecção. Os limiares de detecção calculados conforme equação (4.7) também são mostrados. Percebe-se que todos os coeficientes *wavelet* encontram-se dentro da faixa definida pelos limiares. Desta forma, quando qualquer um dos limiares é superado, a condição de

falta é detectada. A Figura 4.5 (c) mostra a distribuição de probabilidade dos coeficientes *wavelet* e a curva normal de probabilidade.

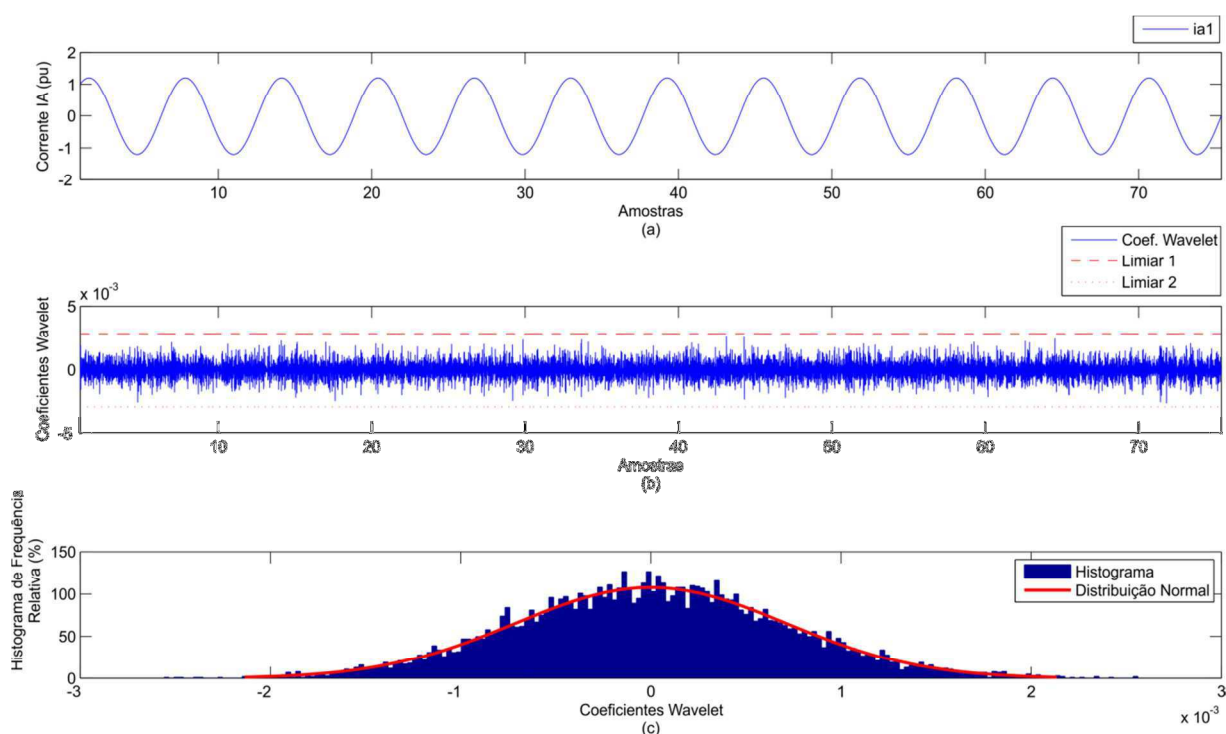


Figura 4.5 – Procedimento de detecção de faltas.

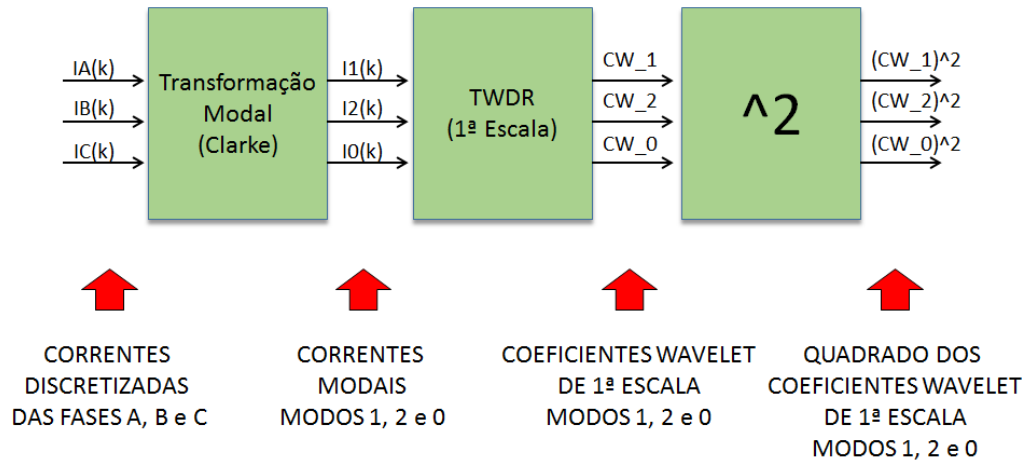
#### 4.4. Localização da Falta

O cálculo da localização da falta é baseado na identificação dos instantes de tempo associados às ondas incidente e refletida pelo ponto de falta ou pelo terminal remoto. Estes instantes de tempo são identificados pelos módulos máximos dos quadrados dos coeficientes *wavelet* de primeira escala do sinal de corrente de modo aéreo 1 ou 2 associados à primeira onda viajante e à onda subsequente.

No subitem 2.1 foi mostrado que dependendo do ângulo de incidência, da localização, da resistência e do tipo da falta, as ondas viajantes podem se apresentar bastante atenuadas e deformadas, sendo difícil sua detecção em alguns casos. Estes efeitos são ainda mais severos quando consideradas as múltiplas reflexões. Neste sentido, a adoção de limiares adequados é um ponto crucial para a detecção das ondas viajantes, em especial das ondas refletidas.

Nesta etapa, conforme mencionado anteriormente, são utilizados os coeficientes *wavelet* de primeira escala das componentes modais e não das

componentes de fase. Há uma janela móvel associada a cada um dos três modos, onde os coeficientes *wavelet* de primeira escala são elevados ao quadrado objetivando-se diminuir os efeitos dos ruídos, conforme proposto por SANTOSO, et al., (1996). A Figura 4. 6 ilustra o procedimento realizado.



**Figura 4. 6 - Aplicação da transformação modal e da TWDR para identificação das ondas viajantes.**

Na Figura 4. 6, os sinais discretizados das correntes  $I_A(k)$ ,  $I_B(k)$  e  $I_C(k)$  são convertidos, através da transformada de Clarke, nas componentes modais  $I_1(k)$ ,  $I_2(k)$  e  $I_0(k)$ , que são respectivamente as componentes de modo aéreo 1, 2 e modo terra 0, conforme descrito anteriormente. Em seguida, utilizando a TWDR, são calculados os coeficientes de primeira escala  $CW_1$ ,  $CW_2$  e  $CW_0$ , sendo os índices 1, 2 e 0 relativos aos modos 1, 2 e 0. Por fim, os coeficientes *wavelet* são elevados ao quadrado.

A seguir serão descritos os procedimentos realizados para identificação das ondas viajantes.

#### 4.4.1. Identificação da Onda incidente

O algoritmo de identificação da onda incidente está baseado na identificação do módulo máximo do quadrado dos coeficientes *wavelet* ( $CW^2$ ) de primeira escala da primeira onda viajante, após a detecção da condição de falta, resultantes da convolução das componentes de modo aéreo (1 ou 2) com os filtros *wavelet*, conforme mostrado no subitem 4.2. Para quase todos os tipos de falta o modo aéreo

1 foi adotado, excetuando-se os casos de faltas bifásicas “BC” e bifásica-terra “BC-T”, onde o modo aéreo 2 foi utilizado.

A cada nova amostra incrementada à janela de identificação, uma variável associada ao máximo local e outra associada ao máximo global são atualizadas. Se o valor da nova amostra for superior ao máximo local registrado pela janela anterior, então a variável é atualizada com o novo valor, conforme mostra a expressão (4.9).

$$Max_{local} i(k) = \max[jan_i(k)], \quad (4.9)$$

em que  $k$  é a amostra atual e  $jan_i(k)$  é a janela móvel contendo o quadrado dos coeficientes *wavelet* de primeira escala do modo “ $i$ ”, sendo  $i = 0, 1$  e  $2$ .

Se o máximo local for maior que o máximo global registrado, então a variável associada ao máximo global também é atualizada.

$$Se Max_{local} i(k) > Max_{Global} i(k) \Rightarrow Max_{Global} i(k) = Max_{local} i(k) \quad (4.10)$$

Uma primeira diferenciação é então realizada comparando-se o valor do máximo local, calculado pela janela atual “ $k$ ”, e o máximo local, calculado na amostra passada.

$$dMax_i(k) = Max_{local} i(k) - Max_{local} i(k - 1), \quad (4.11)$$

sendo  $dMax$  a variável associada à primeira diferenciação, aqui chamada de “primeira derivada”.

Se a variável  $dMax$  assumir valor positivo, significa que houve um incremento em relação ao máximo local registrado na amostra passada, tratando-se de uma frente de onda. É importante notar que  $dMax$  ao assumir valores positivos não leva à conclusão de que o máximo global da primeira frente de onda foi encontrado. Desta forma, uma segunda diferenciação é realizada visando identificar o instante relativo ao pico da onda detectada, conforme mostra a expressão (4.12).

$$ddMax_i(k) = dMax_i(k) - dMax_i(k - 1), \quad (4.12)$$

sendo  $ddMax$  é a variável associada à segunda diferenciação, aqui chamada de “segunda derivada”.

Se o valor da primeira derivada da amostra atual  $dMax_i(k)$  for superior ao valor da primeira derivada da amostra passada  $dMax_i(k - 1)$ , então a segunda



derivada da amostra atual  $ddMax_i(k)$  assume valor positivo. Por outro lado, se o valor da primeira derivada da amostra atual  $dMax_i(k)$  for inferior ao valor da primeira derivada da amostra passada  $dMax_i(k - 1)$ , então o valor da segunda derivada atual  $ddMax_i(k)$  assume valor negativo, indicando que a amostra passada ( $k - 1$ ) está associada ao pico da onda viajante detectada.

Como a identificação do instante associado ao módulo máximo ocorre uma amostra após a ocorrência real do pico, o instante de tempo associado à chegada da onda incidente  $t_1$  é computado subtraindo-se do valor do instante de tempo atual  $t(k)$  do valor de um passo de tempo  $\Delta t$ , conforme mostrado na expressão (4.13).

$$t_1 = t(k) - \Delta t \quad (4.13)$$

Além de registrar o instante de tempo associado à chegada da onda incidente  $t_1$ , a polaridade da onda viajante (no domínio modal) também é registrada para utilização no cálculo da distância à falta.

Depois de identificado o tempo  $t_1$ , associado à onda incidente, o algoritmo aguarda três passos de tempo  $\Delta t$  para que a detecção da onda refletida seja habilitada. Este procedimento visa evitar que os coeficientes *wavelet* associados à onda incidente com valor ainda acima do limiar sejam computados na identificação da onda refletida, podendo levar a proteção a sobrealcançar o defeito, ou seja, declarar localização de falta menor do que a localização real. O valor de três amostras foi adotado empiricamente.

É importante notar que, desta forma, faltas localizadas muito próximas ao terminal local só poderão ser identificadas após o instante  $t_1 + 3\Delta t$ . Portanto, a distância mínima  $d_{MÍN}$  em que o algoritmo é capaz de detectar faltas é a partir de:

$$d_{MÍN} = \frac{(t_1 + 3\Delta t - t_1) \times v}{2} = \frac{3\Delta t \times v}{2}, \quad (4.14)$$

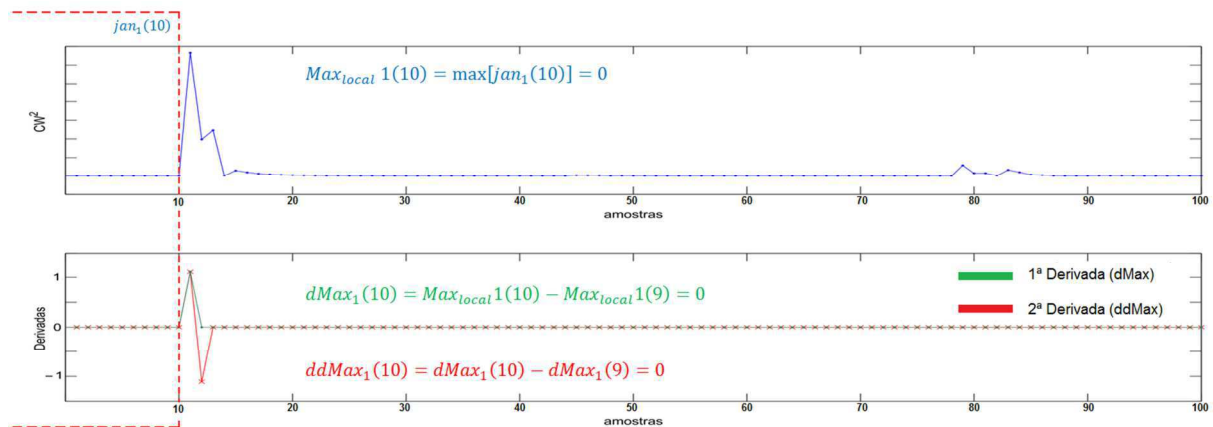
em que  $v$  é a velocidade de propagação da onda viajante.

Por exemplo, para uma taxa de amostragem de 120 kHz e  $v = 3 \times 10^5$  km/s,  $d_{MÍN} = 3,75$  km.

Para faltas localizadas a uma distância inferior a este valor, outra solução deve ser adotada, ficando possíveis refinamentos como motivação para trabalhos futuros.

Para exemplificar o procedimento realizado na etapa de identificação da onda incidente, considerem-se as figuras 4.7, 4.8 e 4.9, onde são mostrados os quadrados dos coeficientes *wavelet* ( $CW^2$ ) de primeira escala da corrente de modo aéreo 1 para uma dada condição de falta, bem como o comportamento das variáveis  $dMax_i(k)$  e  $ddMax_i(k)$  definidas nas equações (4.11) e (4.12). Uma janela móvel com tamanho de um ciclo está representada pela linha tracejada em que a escala de tempo (amostras) aumenta no sentido da esquerda para a direita.

Na figura 4.7, os coeficientes *wavelet* da janela móvel possuem valores muito próximos ou iguais à zero, uma vez que foram calculados sobre condições normais de operação.



**Figura 4. 7 - Detecção da onda incidente – Condição de pré-falta.**

Na amostra  $k = 10$ , a janela móvel encontra-se na transição entre a condição de pré-falta e falta. As variáveis de detecção da onda incidente são então calculadas. Portanto, tem-se:

$$\begin{aligned}
 Max_{local} 1(10) &= \max[jan_1(10)] \approx 0 \\
 dMax_1(10) &= Max_{local} 1(10) - Max_{local} 1(9) = 0 \\
 ddMax_1(10) &= dMax_1(10) - dMax_1(9) = 0
 \end{aligned}$$

Conforme figura 4.8, na amostra  $k = 11$ , o coeficiente  $CW^2$  assume valor bastante distinto de zero, indicando a chegada de uma onda viajante. Desta forma, o máximo local atual é atualizado com o valor do coeficiente calculado.

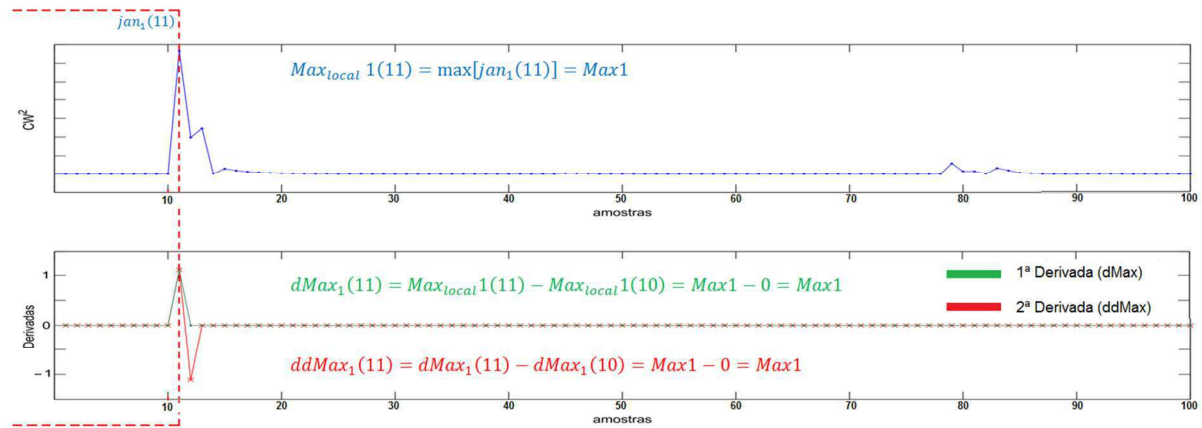


Figura 4. 8 – Exemplo: Detecção da onda incidente - Janela móvel segunda amostra.

Na amostra  $k = 11$ , considerando o módulo do coeficiente igual à  $Max1$ , tem-se, portanto:

$$\begin{aligned}
 Max_{local} 1(11) &= \max[j_{an_1}(11)] \approx Max1 \\
 dMax_1(11) &= Max_{local} 1(11) - Max_{local} 1(10) = Max1 - 0 = Max1 \\
 ddMax_1(11) &= dMax_1(11) - dMax_1(10) = Max1 - 0 = Max1
 \end{aligned}$$

Desta forma, a segunda derivada assume valor positivo indicando que houve a chegada de uma onda viajante. Porém, para o cálculo da localização da falta, o algoritmo utiliza o instante de tempo associado ao módulo máximo, sendo necessário confirmar se a mostra em questão está associada ao pico ou a uma frente de onda. Desta forma, novas amostras são computadas até que a variável  $ddMax_1$  assuma valor negativo, conforme mostrado na figura 4.9.

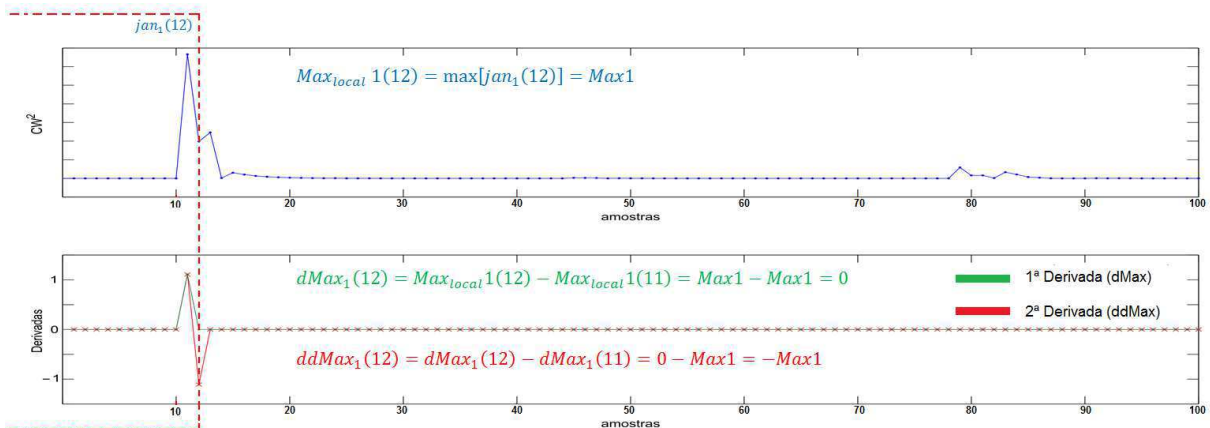


Figura 4. 9 – Exemplo: Detecção da onda incidente - Janela móvel terceira amostra.

Para a amostra  $k = 12$ , tem-se:

$$\begin{aligned} Max_{local} 1(12) &= \max[jan_1(12)] \approx Max1 \\ dMax_1(12) &= Max_{local} 1(12) - Max_{local} 1(11) = Max1 - Max1 = 0 \\ ddMax_1(12) &= dMax_1(12) - dMax_1(11) = 0 - Max1 = -Max1 \end{aligned}$$

Desta forma, quando a segunda derivada assume  $ddMax_i$  valor negativo, a variável lógica associada à identificação da onda incidente assume nível lógico 1 (um) e o instante de tempo  $t_1$  é computado subtraindo-se um passo de tempo  $\Delta t$  do instante de tempo atual. Logo:

$$t_1 = t(12) - \Delta t$$

#### 4.4.2. Identificação da Onda Refletida

A identificação da onda incidente não se apresenta como um grande problema para os métodos de um terminal, não obstante os casos discutidos no subitem 2.1, uma vez que os coeficientes *wavelet* assumem valores bastante significativos quando da ocorrência de distúrbios. O maior desafio do método de um terminal reside em identificar corretamente a onda refletida que, conforme mencionado anteriormente, pode se apresentar bastante atenuada e, dependendo do tipo de falta, pode ser proveniente do ponto de falta ou do terminal remoto, necessitando de equacionamentos diferentes para estimar corretamente a localização do defeito.

O algoritmo implementado baseia-se na identificação da onda subsequente à chegada da onda incidente.

Para faltas bifásicas ou trifásicas sem envolvimento com a terra, a frente de onda subsequente à onda incidente é associada à onda refletida pelo ponto de falta, e deve apresentar mesma polaridade da onda incidente.

Para estes casos, adotou-se um limiar fixo de 10% do máximo global dos coeficientes *wavelet* de primeira escala das componentes de modo aéreo 1 e 2, conforme sugerido por Santoso, et al., (1996). Será mostrado no capítulo seguinte que bons resultados foram alcançados desta forma.

O limiar de detecção da onda refletida  $R1$  é mostrado na expressão (4.15).

$$R1_i = 0.1 \cdot Max_{Global} i, \quad (4.15)$$

em que  $i$  representa a componente modal utilizada, sendo  $i = 1,2$ .

Para faltas monofásicas e faltas bifásicas à terra, as ondas viajantes se apresentam mais atenuadas. Desta forma, os limiares de detecção da onda refletida são definidos mais sensíveis.

Para estes casos, o limiar de detecção da onda refletida  $R1$  é calculado em relação ao modo terra 0, porém aplicado aos modos aéreos 1 ou 2 e é numericamente igual a 5% do máximo global de modo terra 0. A expressão (4.16) mostra o limiar de detecção da onda refletida quando da ocorrência de faltas monofásicas ou bifásicas à terra.

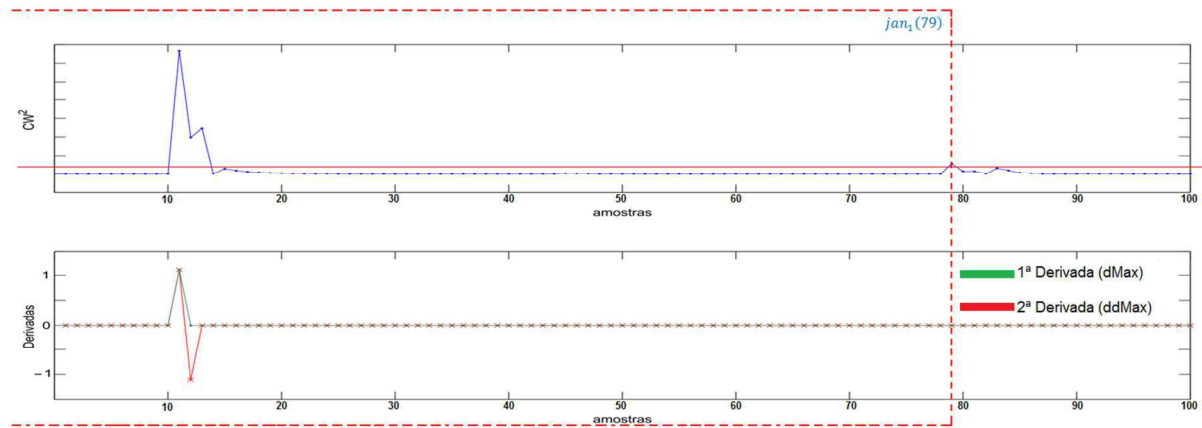
$$R1_i = 0.05 \cdot Max_{Global} 0, \quad (4.16)$$

em que  $i$  representa a componente modal utilizada, sendo  $i = 1,2$ .

Para todos os casos, se o valor da amostra da janela de detecção de modo aéreo 1 ou 2 for superior ao limiar  $R1$ , calculado conforme equações (4.15) ou (4.16), então o instante de tempo associado à onda refletida  $t_2$  é identificado e a polaridade da onda refletida é registrada para utilização posterior no cálculo da localização da falta.

Portanto, de acordo com o tipo de falta classificado previamente, o algoritmo seleciona o limiar mais adequado para identificação da onda refletida que é um percentual do módulo máximo associado à onda incidente. Quando o valor da amostra for superior ao limiar adotado, a onda refletida é identificada e sua polaridade é registrada para o cálculo da localização de defeito.

Tomando como referência o exemplo utilizado no subitem 4.4.1, a detecção da onda refletida é mostrada na Figura 4. 10.



**Figura 4. 10 - Exemplo: Detecção da onda refletida.**

Na amostra  $k = 79$  o limiar de detecção da onda refletida, calculado conforme a equação (4.15), está representado pela linha horizontal contínua. Como o módulo do coeficiente  $CW^2$  é superior ao definido pelo limiar adotado, a variável associada à detecção da onda refletida assume nível lógico 1 (um), computando o instante de tempo  $t_2$  e registrando a polaridade da onda refletida. Logo:

$$t_2 = t(79)$$

#### 4.4.3. Cálculo da Localização de Falta

O cálculo da localização de falta é realizado após serem registrados os instantes de tempo e as polaridades das ondas incidente e refletida.

Se as ondas incidente e refletida possuírem mesma polaridade, então a localização de falta é dada pela equação (4.17), conforme discutido no capítulo 3, independentemente do tipo de falta.

$$d = \frac{v \cdot (t_1 - t_2)}{2} \tag{4.17}$$

Onde  $d$  é a distância entre o ponto de monitoramento e a falta;  $v$  é a velocidade de propagação da onda no modo 1;  $t_1$  é o instantes de tempo associado à onda incidente e;  $t_2$  é o instante de tempo associado à onda refletida, neste caso pelo ponto de falta.

Por outro lado, se as polaridades registradas forem diferentes, indicando que a onda refletida é proveniente do terminal remoto, diferentes equacionamentos são necessários para a correta localização da falta de acordo com o tipo de falta.

Para faltas bifásicas e trifásicas, a localização da falta é dada sempre pela equação (4.17), uma vez que não são observadas reflexões significativas do terminal remoto.

Para faltas classificadas como monofásicas ou bifásicas à terra, uma etapa adicional deve ser realizada, uma vez que as ondas refletidas podem ser originadas do ponto de falta ou da barra remota. Esta etapa é chamada de pré-localização de falta, e é discutida a seguir.

#### 4.4.4. Etapa de pré-localização para faltas monofásicas

O pior caso para se extrair informações sobre as ondas viajantes é relacionado às faltas fase-terra (S. SEFIDPOUR, 2011). Quando a falta envolve conexão com a terra, então os sinais medidos no terminal local podem conter reflexões significativas do terminal remoto além das reflexões do ponto de falta (MAGNAGO e ABUR, 1998). Deste modo, para faltas classificadas como fase-terra, uma etapa adicional é realizada, conforme sugerido por Silvas, et al., (2004).

A pré-localização da falta tem o intuito de estimar se a falta está localizada na primeira ou segunda metade da linha e, desta forma, utilizar a equação mais adequada.

A etapa de pré-localização é realizada estimando-se o tempo esperado para que uma onda viajante originada por uma falta monofásica localizada na metade da linha leva para alcançar o terminal monitorado. Como o modo terra 0 possui velocidade de propagação inferior à velocidade de propagação dos modos aéreos, haverá uma diferença de tempo entre a chegada da onda dos modos aéreo 1 e 2 e do modo terra 0. A diferença de tempo entre a detecção das ondas viajantes de modo terra e modo aéreo será tão maior quanto for a distância do ponto de falta ao ponto monitorado.

O tempo de propagação de uma onda viajante para uma falta localizada em um ponto qualquer  $kl$  da linha para as componentes de modo aéreo 1 e terra 0, são:

$$t_1(kl) = kl \cdot \frac{1}{v_{m1}} \quad (4.18)$$

$$t_0(kl) = kl \cdot \frac{1}{v_{m0}} \quad (4.19)$$

Logo, medindo-se a diferença de tempo entre  $t_1$  e  $t_0$ , tem-se:

$$\Delta t_{kl} = t_1(kl) - t_0(kl) = kl \cdot \frac{1}{(v_{m1} - v_{m0})} \quad (4.20)$$

Onde  $\Delta t_{kl}$  é o intervalo de tempo medido entre  $t_1$  e  $t_0$ , sendo  $t_1$  e  $t_0$  os tempos em que as ondas viajantes do modo aéreo 1 e do modo terra 0, respectivamente, levam para se propagar do ponto  $kl$  até o terminal monitorado da linha;  $k$  é o percentual da linha em que ocorreu a falta e  $l$  é o comprimento da linha.

Para faltas localizadas na metade da linha ( $l/2$ ) a expressão (4.21) assume a seguinte forma:

$$\Delta t_{l/2} = t_1(l/2) - t_0(l/2) = \frac{l}{2} \cdot \frac{1}{(v_{m1} - v_{m0})} \quad (4.21)$$

Medindo-se o intervalo de tempo entre a detecção das ondas viajantes de modo aéreo 1 e modo terra 0, é possível encontrar uma relação entre faltas localizadas na metade da linha e faltas localizadas em um ponto qualquer da linha. A razão entre as expressões (4.21) e (4.20) pode ser equacionada conforme expressão (4.22).

$$K = \frac{\Delta t_{l/2}}{\Delta t_{kl}} = \frac{1}{2k} \quad (4.22)$$

Neste trabalho,  $K$  é denominado de fator de pré-localização. Da expressão (4.22), é possível evidenciar algumas conclusões:

- Faltas localizadas muito próximas ao terminal local,  $k \rightarrow 0$  (*Close-in*):

$$K \rightarrow \infty$$



- Faltas localizadas no meio da linha,  $k = 0.5$ :

$$K \rightarrow 1$$

- Faltas localizadas no terminal remoto,  $k = 1.0$ :

$$K \rightarrow 0.5$$

Uma vez calculado o valor do parâmetro  $K$ , a equação adequada para a localização de falta é selecionada.

Se  $K$  está entre  $\infty$  e 1, a falta é estimada na primeira metade da linha e a localização da falta é realizada através da equação (4.17), da mesma forma para faltas sem envolvimento com a terra.

Se  $K$  está entre 1 e 0.5, a falta é estimada na segunda metade da linha e a localização da falta é realizada através da equação (4.23).

$$d = L - \frac{v \cdot (t_1 - t_2)}{2}, \quad (4.23)$$

em que  $L$  é o comprimento da linha;  $t_1$  é o instantes de tempo associado à onda incidente e;  $t_2$  é o instante de tempo associado à onda refletida, neste caso pelo terminal remoto.

A variável  $K$  é inicializada com um valor muito alto (Ex:  $K = 9999$ ) independentemente do tipo da falta. Desta forma, quando a falta for classificada como sendo bifásica, trifásica ou ainda monofásica na primeira metade da linha, o cálculo da localização será realizado sempre pela equação (4.17).

#### 4.5. Identificação das zonas de proteção

Neste trabalho duas zonas de proteção foram consideradas: uma zona de proteção primária compreendendo o trecho de 0-90% do comprimento da linha, onde a falta é entendida como interna à linha, devendo promover desconexão instantânea da linha (sem temporização intencional); e uma zona de proteção secundária compreendendo de 90 a 120% do comprimento da linha, onde é considerado que a

falta pode ser externa à linha e, portanto, com temporização adicional visando coordenação com as proteções à frente.

Como a proteção está baseada na identificação dos instantes de tempo associados às ondas viajantes na presença de sinais transitórios de alta frequência, não é percebida influência dada a natureza da falta ou a topologia da rede. Desta forma, a zona de proteção primária pode ser ajustada bem próxima do comprimento total da linha, diferentemente do que ocorre com as proteções baseadas no cálculo de impedância, onde, por vezes é necessário retrain o alcance da zona primária para que não haja atuação indevida.

Os valores calculados na etapa de localização de falta são comparados aos valores previamente ajustados para as zonas de proteção primária e secundária e desta forma a respectiva zona de proteção é sensibilizada.

## 4.6. Síntese do Capítulo

Neste capítulo são mostrados os métodos utilizados no cálculo da localização de falta e na identificação da zona de proteção associada implementados nos algoritmos de proteção.

A localização da falta é estimada pela identificação dos instantes de tempo associados às ondas incidente e refletida pelo ponto de falta ou pelo terminal remoto, observando-se o módulo máximo dos coeficientes *wavelet* de primeira escala associados à primeira onda viajante, aliando duas técnicas distintas: utilização da polaridade das ondas viajantes e a pré-localização de falta para defeitos monofásicos.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos com os algoritmos implementados quando submetidos a diversas condições de falta.

# Capítulo 5

## Simulações e Resultados

Neste capítulo, serão apresentados os resultados alcançados com os métodos analisados bem como os modelos utilizados nas simulações.

Os métodos utilizados na detecção e localização de faltas constantes nos algoritmos da proteção analisada são implementados no *software* MATLAB<sup>®</sup> e avaliados quando submetidos a condições de falta simuladas no *software* ATP.

Para avaliação dos métodos utilizados, foram realizadas simulações digitais de dois sistemas distintos: uma simplificação do modelo proposto pelo IEEE para estudos em regime transitório e outro modelado com parâmetros reais do sistema de transmissão da CHESF. Para consideração de um grande número de condições de falta, simulações em massa foram realizadas variando-se as condições de falta. Para a análise aqui apresentada, foram considerados variantes a localização da falta, a resistência de falta e o ângulo de incidência. Desta forma, os resultados são comparados ao erro admissível associado a cada taxa de amostragem utilizada.

Os erros admissíveis considerados nos resultados são diretamente proporcionais às frequências de amostragem utilizadas, sendo calculados conforme a expressão (5.1).

$$|e| \approx \frac{\Delta t \cdot c}{2}, \quad (5.1)$$

em que  $\Delta t$  é o período de amostragem do conversor A/D e  $c$  é a velocidade de propagação da luz no vácuo ( $\approx 300.000 \text{ km/s}$ ).

Portanto, de acordo com a equação (5.1), considerando-se as taxas de amostragem de  $20 \text{ kHz}$  e  $120 \text{ kHz}$ , são admitidos erros de até  $7,5 \text{ km}$  e  $1,25 \text{ km}$ , respectivamente.

O primeiro sistema analisado contém uma linha de transmissão de  $230 \text{ kV}$  com circuito simples, enquanto no segundo modelo, representando parte do sistema CHESF, uma linha de transmissão de  $230 \text{ kV}$  com circuitos paralelos é considerada.

Todas as simulações são realizadas no *software* ATP com passo de tempo de  $5 \mu\text{s}$  e tempo máximo de simulação de  $30 \text{ ms}$ .

## 5.1. Modelos Utilizados no Estudo

Conforme mencionado anteriormente, foram utilizados dois sistemas para a avaliação dos métodos utilizados, sendo estes detalhados a seguir.

### 5.1.1. Modelo do Sistema 1

O primeiro sistema (Sistema 1) representa uma simplificação do modelo proposto pelo IEEE para estudos em regime transitório (IEEE, 2005) e está representado na Figura 5.1. O sistema modelado consiste em uma linha de transmissão de  $230 \text{ kV}$  com  $400 \text{ km}$  de extensão interligando duas subestações, sendo os circuitos equivalentes EQ1 e EQ2 conectados às Barras 1 e 2, respectivamente.

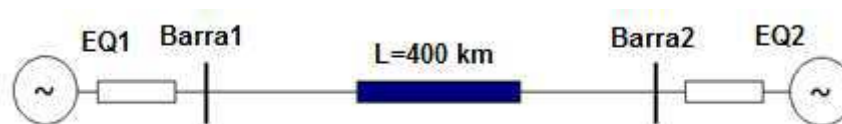


Figura 5.1 - Sistema1. Linha de transmissão 230 kV - 400 km.

A linha de transmissão é representada pela associação de 16 vãos, com comprimento de 25 *km* cada (15 *milhas*), calculados considerando seus parâmetros distribuídos ao longo de seu comprimento, totalizando 400 *km*.

O modelo utilizado para representação da linha de transmissão é resultante da rotina *Line Constant* do ATP considerando um circuito simples com condutores do tipo Marigold 1113 Kcmil, AA com 1,216 *pol* de diâmetro e resistência DC de 0,09222  $\Omega/milha$  a 50° C. Os parâmetros da linha são calculados para 60 Hz com resistividade de solo de 50  $\Omega/m$ .

A geometria da torre é apresentada na Tabela 5.1.

Condutor	Separação horizontal da referência (m)	Altura do Condutor (m)	Altura do condutor no meio do vão (m)
1	0	30,48	22,25
2	0	25,45	17,22
3	0	20,42	12,29

Tabela 5.1 - Dados de geometria da torre.

A escolha de uma linha de transmissão com 400 *km* visa intensificar o efeito capacitivo e, conseqüentemente, aumentar a dificuldade enfrentada pelos métodos utilizados na detecção e localização de faltas.

Nomeando-se corretamente as barras de origem e destino de cada vão no *software* ATP, é possível obter representações de linhas transpostas e não-transpostas. Neste estudo a linha sob estudo foi modelada considerando o esquema de transposição conhecido por 1/6-1/3-1/3-1/6 que utiliza três torres de transposição. O esquema de transposição utilizado está representado na Figura 5.2

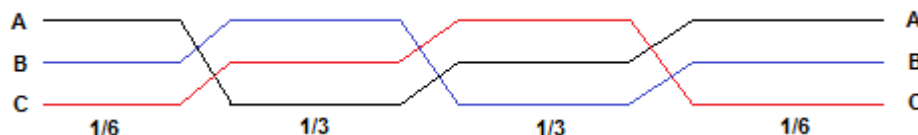


Figura 5.2 - Esquema de transposição 1/6-1/3-1/3-1/6.

Este esquema visa obter melhor distribuição de fluxo magnético entre os condutores garantindo que cada condutor assuma todas as posições por igual distância.

A Tabela 5.2 resume os dados do Sistema 1 modelado no *software* ATP, conforme relatório do *Power System Relaying Committee* (PSRC) (IEEE, 2005).

<b>Equivalente 1</b>	$Z_1 = 6,10 + j16,70 \Omega$	$Z_0 = 2,70 + j8,37 \Omega$
<b>Equivalente 2</b>	$Z_1 = 0,69 + j4,12 \Omega$	$Z_0 = 0,34 + j4,77$
<b>Fonte 1</b>	$V_1 = 1.0 \angle 31.8^\circ pu$	
<b>Fonte 2</b>	$V_2 = 1.05 \angle 40.0^\circ pu$	

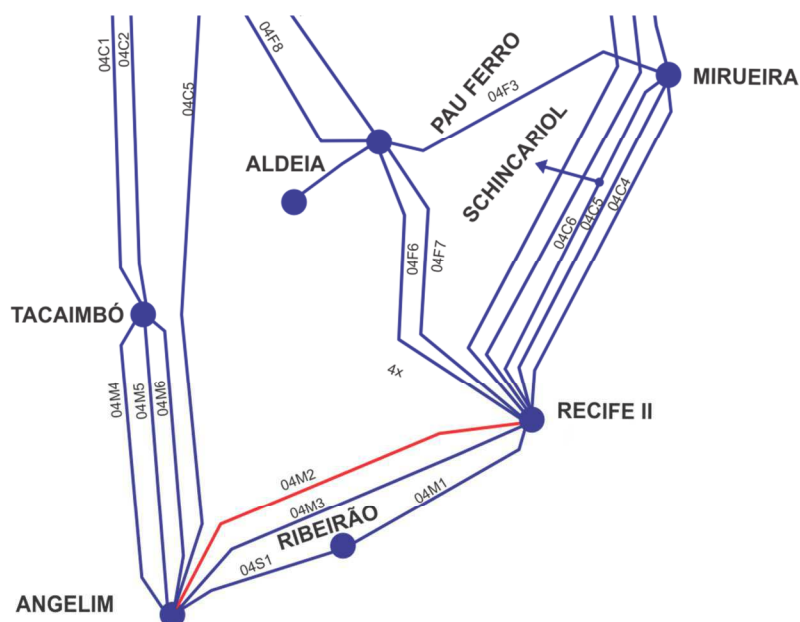
**Tabela 5.2 - Componentes do sistema modelado**

Na Tabela 5.2,  $z_1$  e  $z_0$  são as impedâncias de sequência positiva e zero, respectivamente, dos circuitos equivalentes em cada barra.

### 5.1.2. Modelo do Sistema 2

O segundo sistema (Sistema 2) modelado representa parte do sistema de transmissão da CHESF em que uma linha de 230 kV, circuito paralelo, com 171,7 km de extensão, é analisada. A linha de transmissão analisada é considerada totalmente transposta, modelada com vão padrão e parâmetros distribuídos calculados através da rotina *Line Constant* do *software* ATP. Para este sistema, quatro registros reais de falta também são avaliados.

A Figura 5.3 mostra um detalhe do sistema 2 evidenciando a linha analisada (LT 04M2-Angelim-Recife II) em vermelho. O sistema 2 é detalhado no Apêndice A.



**Figura 5.3 - Detalhe do sistema 2**

## 5.2. Avaliação dos Métodos Utilizados

Para avaliação dos métodos utilizados foram realizadas 1350 simulações de faltas utilizando-se o Sistema 1 e 1440 para o Sistema 2, além de quatro registros reais de falta, totalizando-se 2794 casos analisados. Cada caso simulado possui uma condição de falta em que uma das variáveis consideradas é alterada enquanto as demais permanecem fixas. Esta abordagem tem o intuito de abranger um grande número de situações possíveis de falta. As simulações em massa foram realizadas automaticamente no ATP utilizando *scripts* implementados no MATLAB® conforme proposto em SANTOS, *et al.*, (2010).

A Tabela 5.3 mostra as faixas e limites das variáveis consideradas nas simulações de falta.

Linha	Resistência de Falta			Ângulo de Incidência da Falta [°]			Local de Aplicação da Falta [km]		
	$R1_f$	$R2_f$	$R3_f$	$\theta_{f\text{MÍN}}$	$\Delta\theta_f$	$\theta_{f\text{MÁX}}$	$d_{\text{MÍN}}$	$\Delta d_f$	$d_{\text{MÁX}}$
LT1	0	10	100	0	45	90	25	25	400
LT2	0	10	100	0	45	90	10	10	160

Tabela 5.3 - Parâmetros variados nas simulações de faltas.

Para a etapa de detecção de falta, é verificado se o algoritmo é capaz de identificar corretamente as condições de falta.

Para a análise de resultados da etapa de localização de falta, considerou-se o erro admissível associado à taxa de amostragem utilizada, conforme mostrado no subitem 4.1. Neste trabalho, conforme mencionado anteriormente, duas taxas de amostragem foram utilizadas: Para o Sistema 1, utilizou-se a taxa de amostragem de 20 kHz e 120 KHz, enquanto para o Sistema 2 adotou-se a taxa de amostragem de 120 kHz, admitindo-se, portanto, um erro de 7,5 km e 1,25 km, para cada taxa de amostragem respectivamente. Desta forma, são considerados satisfatórios os resultados cujos módulos da diferença entre a estimativa e a localização real de falta sejam inferiores a 7,5 km e 1,25 km, respectivamente. Caso contrário, o resultado é considerado insatisfatório.

Em relação à identificação das zonas de proteção, serão considerados corretos os casos em que faltas internas a zona protegida é declarada como tal. Qualquer outro caso será declarado incorreto.

Para analisar a influência da variação das condições de falta, são avaliados os erros percentuais  $e\%$  relativos a real localização de falta  $d_{real}$ , calculados conforme equação (5.2).

$$e\% = \frac{|d_{estimado} - d_{real}|}{d_{real}} \times 100\%, \quad (5.2)$$

em que  $d_{estimado}$  é a distância estimada ao ponto de falta.

Para ambos os sistemas, apenas faltas internas à linha foram analisadas. A discriminação entre faltas internas e externas é motivação para trabalhos futuros.

Adicionalmente, quatro registros oscilográficos reais de faltas na linha modelada no Sistema 2 foram analisados na etapa de validação.

### 5.3. Resultados

As tabelas 5.4 e 5.5, mostram os resultados gerais obtidos em relação à localização das faltas para os sistemas 1 e 2, respectivamente:

Tipo da Falta	Número de Casos Simulados	Número de Localizações Satisfatórias	Percentual de Localizações Satisfatórias [%]	Erro Médio [km]
AT	135	128	94,81 %	3,21
BT	135	120	88,89 %	4,18
CT	135	125	92,59 %	3,48
AB	135	130	96,30 %	3,31
BC	135	131	97,04 %	3,31
CA	135	134	99,26 %	3,07
ABT	135	132	97,78 %	3,52
BCT	135	127	94,07 %	3,56
CAT	135	119	88,15 %	3,78
ABC	135	131	97,04 %	3,40
<b>Total</b>	<b>1350</b>	<b>1277</b>	<b>94,59 %</b>	<b>3,48</b>

Tabela 5.4 - Resultados do localizador de faltas para o sistema 1



<b>Tipo da Falta</b>	<b>Número de Casos Simulados</b>	<b>Número de Localizações Satisfatórias</b>	<b>Percentual de Localizações Satisfatórias</b>	<b>Erro Médio [km]</b>
AT	144	121	84,03%	1,12
BT	144	114	79,17%	1,25
CT	144	114	79,17%	1,23
AB	144	136	94,44%	0,50
BC	144	135	93,75%	0,51
CA	144	135	93,75%	0,51
ABT	144	144	100,00%	0,44
BCT	144	144	100,00%	0,41
CAT	144	141	97,92%	0,51
ABC	144	144	100,00%	0,41
<b>Total</b>	<b>1440</b>	<b>1328</b>	<b>92,22%</b>	<b>0,69</b>

Tabela 5.5 - Resultados do localizador de faltas para o sistema 2

Analisando os resultados apresentados nas tabelas 5.4 e 5.5 é razoável concluir que os métodos implementados se mostram eficazes em relação às etapas de detecção e localização de falta. Considerando o número total de simulações (2790 simulações) em ambos os sistemas, cerca de 90% (2605 casos) dos casos apresentaram erros abaixo do máximo admissível.

É importante mencionar que, dentre os casos considerados insatisfatórios há aqueles em que a simples adoção de limiares mais sensíveis resultaria em localização satisfatória. Esta é uma desvantagem na utilização de limiares fixos na etapa de identificação das ondas refletidas, embora sua implementação seja bastante simples. A adoção de limiares auto-adaptativos para a detecção da onda refletida é uma linha de investigação que pode render bons frutos.

Visando estruturar a análise de resultados de maneira a permitir que o leitor perceba facilmente a influência da variação das condições de falta estudadas, os resultados gerais mostrados acima, são estratificados em relação a cada uma das variáveis de interesse consideradas nas simulações de faltas, ou seja, a distância ao ponto de falta, o ângulo de incidência e a resistência de falta. Os resultados apresentados a seguir referem-se ao sistema 2.

### 5.3.1. Efeito da variação do ângulo de incidência

As figuras 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 mostram os erros relativos encontrados para diferentes pontos de falta considerando-se a resistência de falta constante e igual a zero e variando-se o ângulo de incidência da falta.

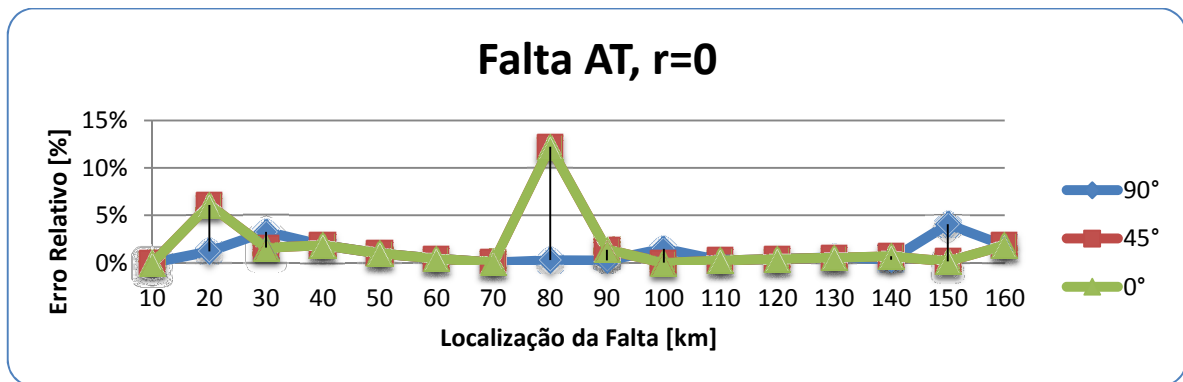


Figura 5.4 - Falta monofásica AT,  $r = 0$ .

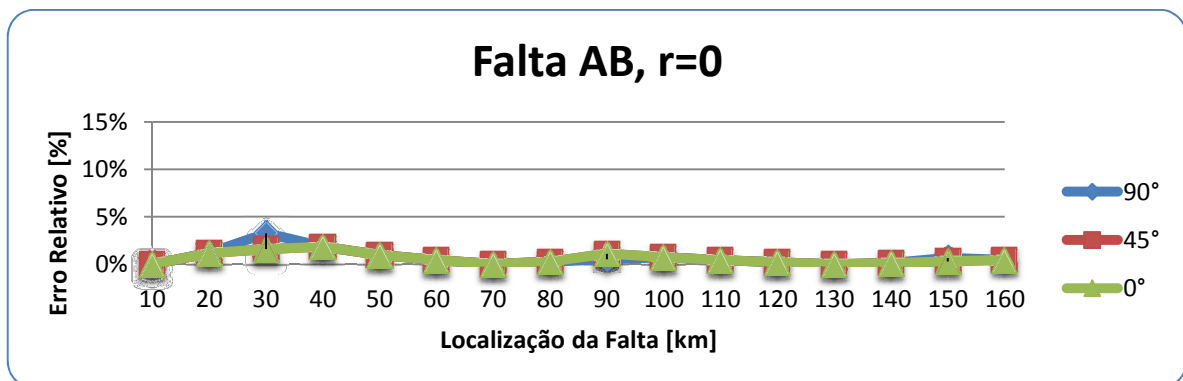


Figura 5.5 – Falta bifásica AB,  $r = 0$ .

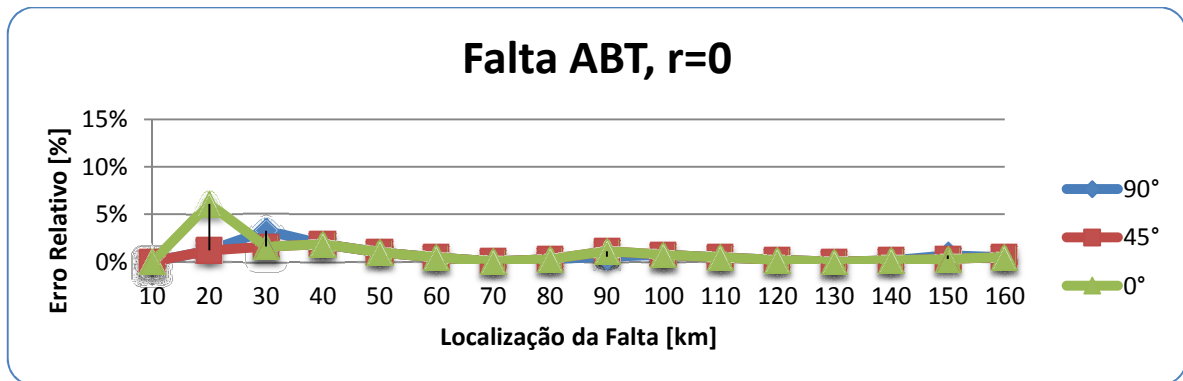


Figura 5.6 - Falta bifásica-terra ABT,  $r = 0$ .

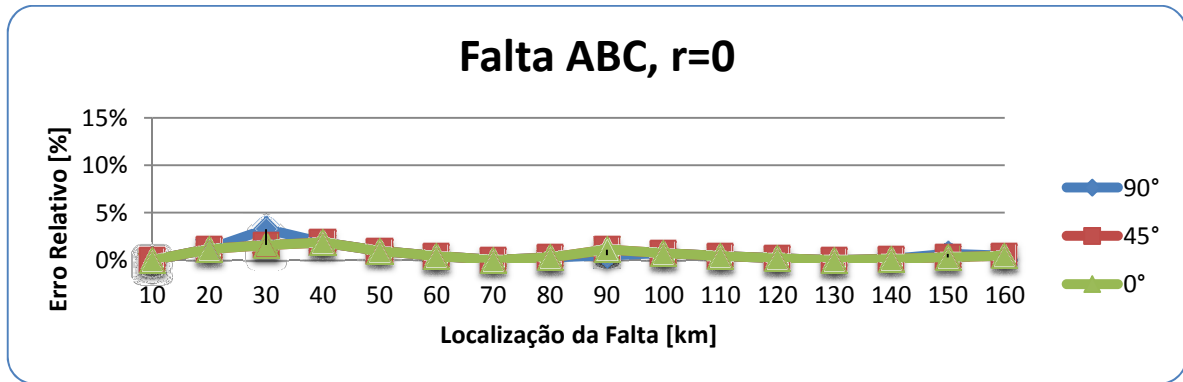


Figura 5.7 - Falta trifásica ABC,  $r = 0$ .

Percebe-se que para os ângulos de incidência considerados não há grandes alterações quando o erro relativo para cada tipo de falta é analisado. Verifica-se que de uma forma geral o erro relativo nesta análise é inferior a 5%. Observa-se que para faltas monofásicas com ângulo de incidência próximo a zero e ainda localizadas em torno da metade da LT, o algoritmo observou erros maiores em relação à localização do defeito. Entretanto, do ponto de vista estatístico, as faltas monofásicas ocorrem mais frequentemente quando a tensão é suficientemente alta, próximo ao máximo da onda (90°) (COSTA, SOUZA e BRITO, 2012).

### 5.3.2. Efeito da resistência de defeito

As simulações realizadas consideraram a variação da resistência de falta utilizando valores típicos:  $0 \Omega$ ,  $10 \Omega$  e  $100 \Omega$ . As figuras 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11 mostram os resultados alcançados para cada ponto de falta simulado considerando-se o ângulo de incidência fixo de 90° e variando-se o tipo de falta.

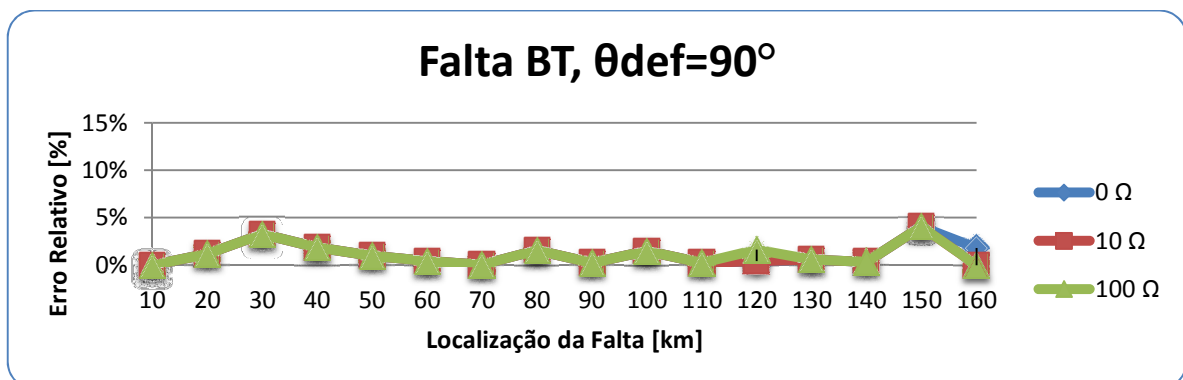


Figura 5.8 - Falta monofásica BT,  $\theta_{def} = 90^\circ$ .

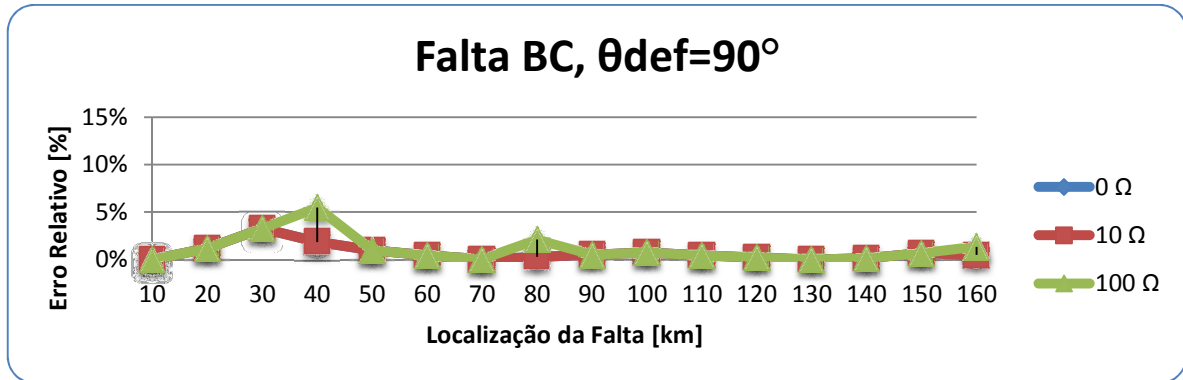


Figura 5.9 - Falta bifásica BC,  $\theta_{def} = 90^\circ$ .

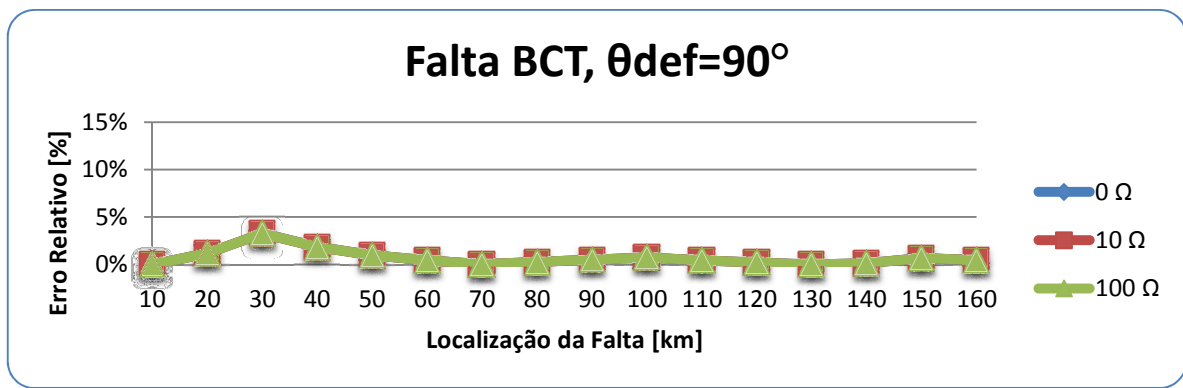


Figura 5.10 - Falta bifásica-terra BCT,  $\theta_{def} = 90^\circ$ .

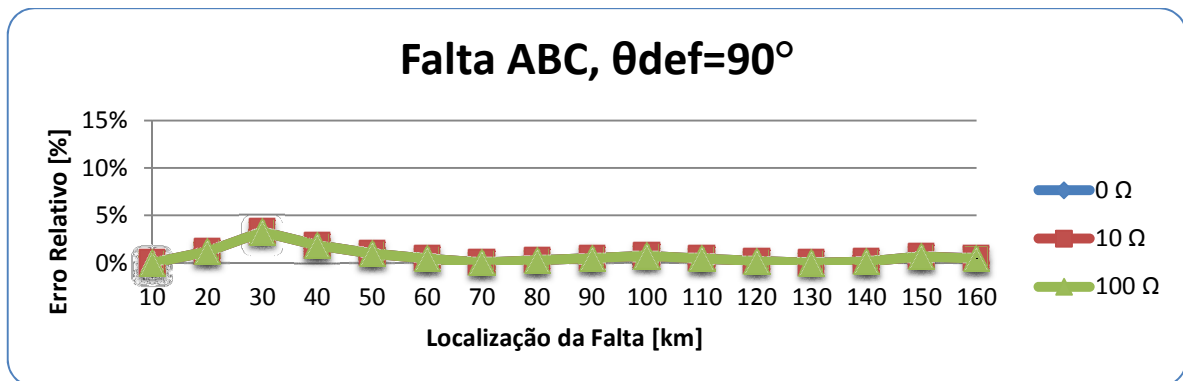
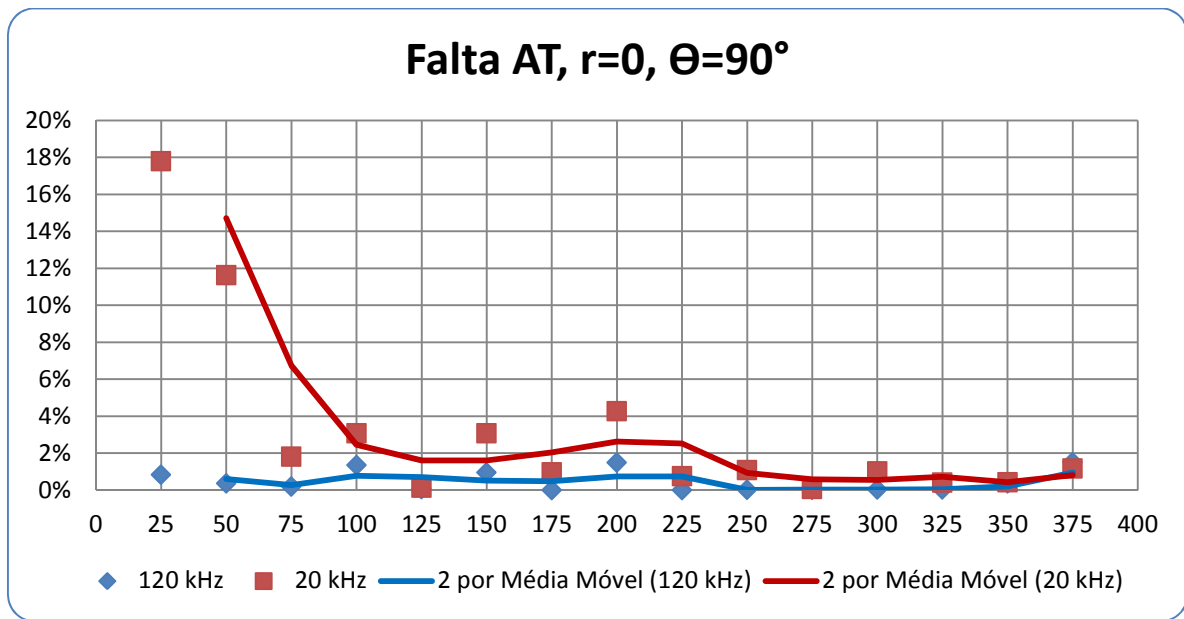


Figura 5.11 - Falta trifásica ABC,  $\theta_{def} = 90^\circ$ .

Percebe-se que o algoritmo de localização de falta não sofre influência significativa com a variação da resistência de defeito, diferentemente das proteções de impedância em que a definição do alcance resistivo da proteção de distância deve levar em conta a resistência de defeito.

### 5.3.3. Influência da taxa de amostragem

Para avaliação da influência da taxa de amostragem as simulações realizadas no Sistema 1 foram analisadas alterando-se a taxa de amostragem de 20 kHz para 120 kHz.



**Figura 5.12 - Avaliação da influência da taxa de amostragem**

A Figura 5.12 apresenta os resultados alcançados para o Sistema 1 em que as simulações foram analisadas com duas taxas de amostragem: 20 kHz e 120 kHz. Percebe-se que a adoção de taxa de amostragem mais elevada melhora a estimativa da localização de falta, reduzindo os erros percentuais relativos à localização real da falta. Ressalta-se, porém, que os resultados alcançados com a taxa de amostragem de 120 kHz, quando considerado o critério dos erros máximos admissíveis, apresentam um número menor de casos considerados satisfatórios, embora o erro absoluto seja bastante reduzido.

### 5.3.4. Validação – Casos Reais

Para a validação dos algoritmos implementados, quatro registros reais de falta foram avaliados, porém apenas um caso será discutido, sendo mostrados apenas os resultados dos demais casos ao final. Os quatro casos foram escolhidos por ter a localização e a causa da falta comprovadas por equipe de manutenção de linhas e ainda possuir RDP com taxa de amostragem adequada em pelo menos um dos terminais.

A LT analisada é uma linha de 230 kV com 171,7 km que interliga as subestações de Recife II (RCD) e Angelim II (AGL), denominada LT 04M2, e possui registradores digitais de perturbação (RDP) em ambos os terminais.

O RDP instalado na subestação de Recife II possui taxa de amostragem de 5.760 Hz, enquanto o RDP instalado na subestação de Angelim II possui taxa de amostragem de 15.360 Hz, permitindo a análise através da teoria das ondas viajantes.

O registro analisado é referente a uma falta caracterizada como sendo monofásica, fase B, com elevada resistência de defeito, decorrente de descarga atmosférica, localizada a 142,7 km da subestação de Angelim II.

A Figura 5.13 mostra o registro 1 de falta colhido do RDP da SE Angelim II.

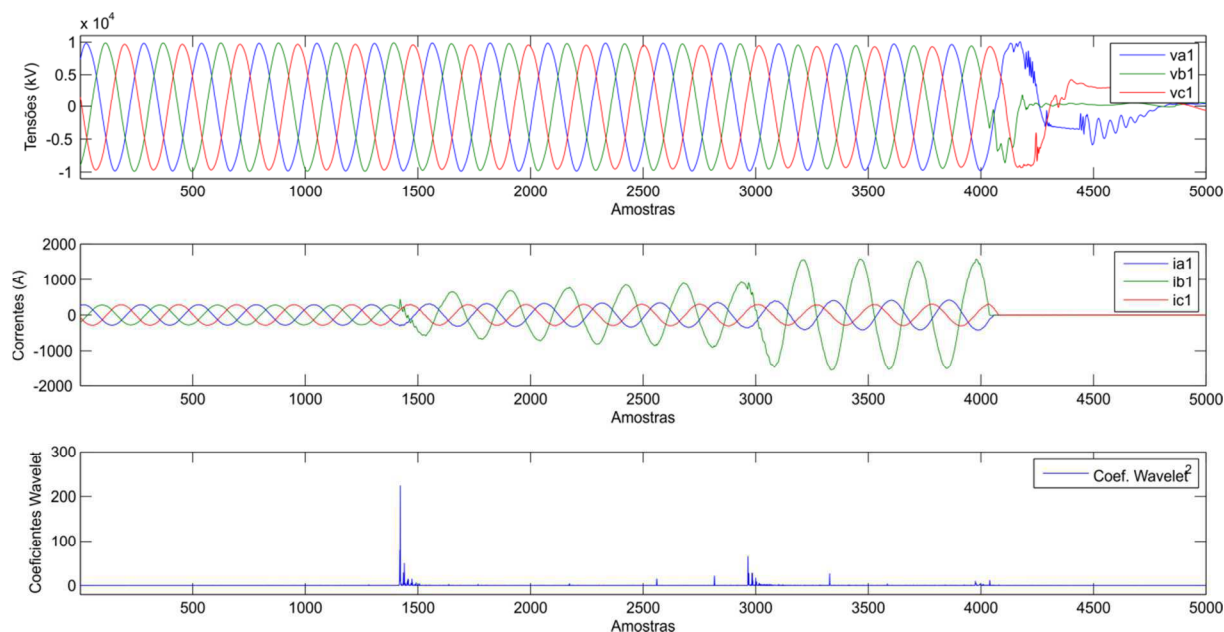
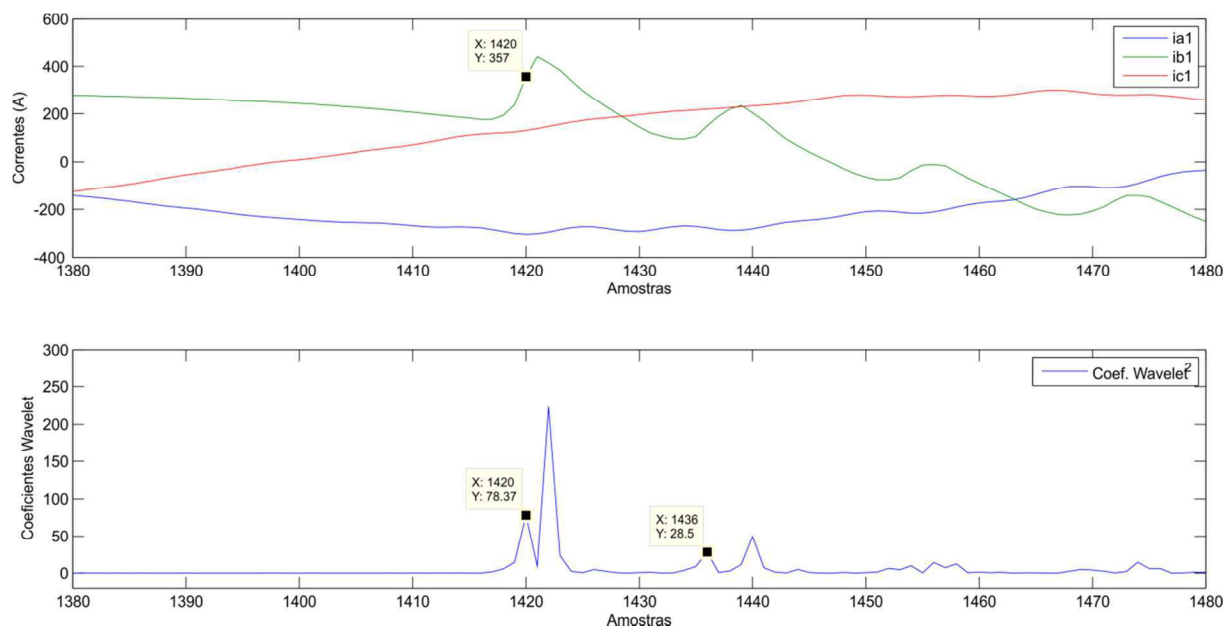


Figura 5.13 - Registro real de falta - Oscilo AGL.

A Figura 5.14 apresenta um detalhe da falta mostrando os instantes associados às ondas viajantes registradas pelo RDP da subestação de Angelim II.



**Figura 5.14 - Detalhe da falta.**

Da Figura 5.14, a falta é detectada corretamente na amostra 1418. Por sua vez, a amostra associada a onda incidente é 1420, enquanto a amostra associada a onda refletida pelo ponto de falta é 1436. Desta forma, a distância à falta estimada pelo algoritmo implementado para o terminal Angelim II com taxa de amostragem de 15.360 Hz é:

$$d = \frac{(1436 - 1420)}{2} \cdot \frac{2,9262 \times 10^5}{15360} = 152,40 \text{ km}$$

O erro máximo admissível para a taxa de amostragem utilizada é de 9,76 km, conforme equação (5.1). Por outro lado, o erro absoluto  $\varepsilon$  em relação a localização real (142,7 km), é:

$$\varepsilon = 152,40 - 142,7 = 9,70 \text{ km}$$

Desta forma, o erro encontrado é inferior ao erro máximo admissível e, portanto, a localização é considerada satisfatória.

A zona de proteção primária é definida para esta linha em 90% do comprimento total. Portanto, são consideradas faltas pertencentes à zona primária aquelas entre 0 e 154,53 km. Para a falta analisada, a proteção identificou corretamente o curto interno a linha e deverá promover a desconexão do circuito instantaneamente.

Considerado-se o instante de detecção da falta e o instante de confirmação da zona de proteção, o algoritmo leva 1,17 *ms* para tomada de decisão.

Um resumo dos resultados apresentados considerando os casos reais é apresentado na tabela abaixo, em que são mostrados também os resultados do RDP instalado na subestação Angelim II:

<b>Caso</b>	<b>Localização Real [km]</b>	<b>Localização Estimada [km]</b>	<b>Localizador de Defeito por Impedância [ km]</b>
1	142,7	152,40	Sem defeito
2	85,10	38,18	75,76
3	77,2	66,72	75,27
4	120,2	57,20	110,53

**Tabela 5.6 - Resultados para os casos reais.**

A Tabela 5.6 evidencia que os algoritmos implementados quando submetidos a registros reais de falta apresentam comportamento aquém do esperado, especialmente quando comparados aos bons resultados obtidos para os casos simulados.

Da tabela acima, ressaltam-se os casos 1 e 4 por apresentarem resultados bastante diferentes. O caso 1, o qual é detalhado neste tópico, apresenta excelente resultado especialmente quando comparado ao RDP baseado em impedância, que não foi capaz de detectar a condição de falta. Por outro lado, o caso 4 apresenta resultado insatisfatório, principalmente se for levado em conta que um curto localizado próximo ao terminal remoto da linha poderia, neste caso, ser entendido como sendo mais próximo, tendendo a provocar atuação da zona de proteção primária e promovendo a desconexão do circuito sem respeitar a coordenação com as proteções adjacentes.



# Capítulo 6

## Conclusões

Uma proteção para linhas de transmissão baseada na teoria das ondas viajantes utilizando apenas os sinais de corrente do terminal local e a transformada *wavelet* nas etapas de detecção e localização de faltas, é analisada. Diferentemente das proteções que utilizam as componentes de frequência fundamental dos sinais de tensão e corrente para estimação da impedância aparente da falta, a proteção analisada utiliza as componentes de alta frequência dos sinais de corrente para estimação da localização do defeito e identificação da respectiva zona de proteção.

A análise do desempenho dos métodos implementados é realizada através da simulação de um grande número de condições de falta e em diferentes topologias. Ao todo, 2790 simulações de falta foram realizadas com modelos de dois sistemas distintos onde o tipo, a resistência e o ângulo de incidência da falta foram considerados variantes. Para validação dos métodos implementados, quatro casos reais de falta foram avaliados.

Dentre as etapas desempenhadas pelos algoritmos implementados, a etapa de detecção de falta foi eficaz em identificar corretamente todos os casos analisados, mesmo quando submetidos a condições severas nas quais as proteções baseadas em impedância poderiam ter seu desempenho comprometido.

Em relação à etapa de localização da falta, conclui-se que os métodos apresentaram bons resultados de uma forma geral, alcançando mais de 90% de

casos considerados satisfatórios quando os erros máximos admissíveis são considerados. Quando considerados os erros percentuais com relação à localização real de falta, verifica-se que o método de um terminal apresenta erros inferiores a 5%, de uma forma geral.

A localização de falta através do método de um terminal possui a vantagem de utilizar dados apenas do terminal local sem a necessidade de sincronizar dados com o terminal remoto, angariando maior confiabilidade e economia ao sistema de proteção. Este método se reveste de importância ainda maior quando considerada a indisponibilidade dos equipamentos de comunicação e/ou sincronização em sistemas baseados no método de dois terminais.

Por outro lado, o método de um terminal requer a detecção das ondas refletidas, apresentando maior grau de dificuldade ao algoritmo implementado.

Os métodos analisados não alcançaram bons resultados nos casos em que a falta está localizada muito próximo do terminal monitorado (faltas *close-in*) onde, devido às múltiplas reflexões entre este e o ponto de falta, os sinais se caracterizam como de altíssima frequência. Para estes casos, a adoção de taxas de amostragem mais elevadas tende a melhorar os resultados, como mostrado na análise de resultados. Entende-se, porém, que nestas situações os atuais algoritmos baseados na estimação de impedância apresentam resultados satisfatórios, não sendo recomendável, por ora, o investimento econômico em equipamentos mais robustos visando atender especificamente tais condições.

Outro ponto a ser ressaltado concerne à adoção da polaridade das ondas viajantes aliada à técnica de pré-localização da falta na identificação das ondas refletidas, em especial para faltas monofásicas. Em conjunto, estas técnicas angariam maior segurança na detecção das ondas refletidas, principalmente quando as ondas refletidas pelo terminal remoto se apresentarem muito atenuadas, no caso de faltas monofásicas localizadas na segunda metade da linha.

Faltas externas a linha protegida não foram analisadas neste trabalho. Simulações preliminares utilizando simultaneamente as polaridades das ondas viajantes de corrente e tensão mostraram que esta técnica é promissora na discriminação entre faltas internas e externas à linha protegida, porém, mais simulações devem ser realizadas visando comprovar esta expectativa.

Neste trabalho, a grande dificuldade encontrada relaciona-se com a escolha adequada de limiares para detecção das ondas refletidas, dado que há condições em que as ondas de interesse se apresentam bastante atenuadas.

Verifica-se que os métodos utilizados apresentaram bons resultados para os casos simulados em ambos os sistemas considerados, porém, quando submetidos a registros reais os métodos experimentaram grande dificuldade, sendo necessárias algumas adequações para o correto funcionamento do algoritmo.

Atribui-se o mau desempenho dos métodos implementados frente aos casos reais à relativa baixa taxa de amostragem dos RDP considerados e ao alto grau dos ruídos presentes nos sinais de corrente. Entende-se que melhores resultados podem ser obtidos quando utilizados conversores A/D com taxa de amostragem elevada da ordem de centenas de quilohertz.

Desta forma, como motivação para trabalhos futuros, pontua-se:

- Análise de métodos para distinguir condições de falta de outros tipos de distúrbios para aplicações em tempo real;
- Investigação e análise de métodos para identificação de curtos localizados muito próximos ao terminal monitorado (curtos *close-in*);
- Investigação das energias dos coeficientes *wavelet* para a identificação de curtos *close-in*;
- Discriminação entre faltas internas e externas à linha protegida utilizando a polaridade das ondas viajantes de corrente e tensão simultaneamente;
- Análise da influência dos modelos e da estimação dos parâmetros elétricos da linha no cálculo da localização de faltas em regime transitório;
- Análise dos coeficientes *wavelet* em sinais com elevada presença de ruídos utilizando diferentes famílias *wavelet*;
- Implementação dos métodos em DSP para análise do funcionamento em paralelo com as proteções existentes visando estabelecer um comparativo entre métodos;

Portanto, conclui-se que os métodos analisados possuem grande potencial para implementação futura em relés de proteção com processamento em tempo real de lógicas de proteção aplicadas a sinais de alta frequência. Entende-se que nos

dias atuais estes métodos podem ser utilizados como rotina auxiliar às proteções de impedância como elemento de partida e em esquemas híbridos de proteção. Esta abordagem deve angariar mais velocidade aos atuais algoritmos de proteção e maior segurança e precisão.

## Referências Bibliográficas

A. GROSSMAN, J. M. Decomposition of hardy functions into square integrable wavelets of constant shape. **Society for Industrial and Applied Mathematics Journal on Mathematical Analysis**, n. pp 155-166, 1984.

ABDELSALAM, M. E. **POWER TRANSMISSION LINE FAULT LOCATION BASED ON CURRENT TRAVELING WAVES**. Espoo. 2008.

ARAÚJO, A. E. A.; NEVES, W. L. A. **Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia**. Belo Horizonte, MG - Brasil: UFMG, 2005.

BEWLEY, L. V. Travelling Waves on Transmission Systems. **American Institute of Electrical Engineers**, New York, v. 50, Issue: 2, p. 532 - 550, January 1931.

CHRISTOPOULOS, C. et al. **A SINGLE ENDED FAULT LOCATION SCHEME**. Developments in Power System Protection. [S.l.]: [s.n.]. 2001.

COSTA, F. B. **Uma Técnica de Diagnóstico em Tempo Real de Distúrbios Transitórios Baseada na Transformada Wavelet para Uso em Registradores Digitais de Perturbação**. Universidade Federal de Campina Grande UFCG. Campina Grande, Paraíba - Brasil. 2010.

COSTA, F. B.; SOUZA, B. A. **Fault-Induced Transient Analysis for Real-Time Fault Detection and Location in Transmission Lines**. International Conference on Power Systems Transients. Delft, Netherlands: [s.n.]. 2011.

COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D. Effects of the fault inception angle in fault-induced transients. **IET Generation, Transmission & Distribution (Print)**, v. 6, p. 463, 2012.

COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D. **Real-Time Classification of Transmission Line Faults Based on Maximal Overlap Discrete Wavelet Transform**. Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D) IEEE PES. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 1 - 8.

CROSSLEY, Y. P. A.; MCLAREN, P. G. **Distance Protection Based on Travelling Waves**. [S.l.]. 1983.

DAUBECHIES, I. **Ten Lectures on Wavelets**. CBMS-NSF Regional Conference Series. SIAM: [s.n.]. 1992.

F. B. COSTA, B. A. S. N. S. D. B. K. M. S. Transformada Wavelet Discreta Aplicada ao Diagnóstico de Distúrbios, 2010.

GALE, P. F. et al. **Fault Location Based on Travelling Waves**. Fifth International Conference on Developments in Power System Protection. New York: [s.n.]. 1993.

GRAPS, A. **An Introduction of Wavelets**. IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 1995.

GROSSMAN; MORLET. Decomposition of hardy functions into square integrable wavelets of constant shape. **Society for Industrial and Applied Mathematics Journal on Mathematical Analysis**, n. pp 155-166, 1984.

IEEE. **EMTP Reference Models for Transmission Line Relay Testing**. Power System Relaying Committee. [S.l.]. 2005.

L. PERETTO, R. S. R. T. On uncertainty in wavelet based signal analysis. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions**, 2005. 1593 – 1599.

LOPES, F. V.; FERNANDES, D.; NEVES, W. L. A. A Traveling-Wave Detection Method Based on Park's Transformation for Fault Locators, 2013.

LOPES, F. V.; JR, D. F.; NEVES, W. L. A. Influência dos Transformadores de Potencial Capacitivos e Filtros Anti-Aliasing sobre Algoritmos de Localização de Falhas Baseados em Componentes Transitórias, 2013.

MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. **Fault Location Using Wavelets**. [S.l.]. 1998.

MALLAT, S. G. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation. **IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence**, 11, 1989.

MOTA, W. S. **Simulação de Transitórios Eletromecânicos em Sistemas de Potência**. Campina Grande: Epgraf, 2006.

PERCIVAL, D. B.; WALDEN, T. D. **Wavelet Methods for Time Series Analysis**. New York. 1998.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Computer Relaying for Power Systems**. New York: John Wiley & Sons Inc, 2009.

ROBERTSON, D. C. et al. Wavelets And Electromagnetic Power System Transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 11, Issue: 2, n. April, p. 1050 - 1058, 1996.

ROHRING, J. Location of faulty Places By measuring with Cathode Ray Oscillographs, 1931.

S. SEFIDPOUR, J. W. K. S. Factors Affecting Travelling Wave Protection. **The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection IEEE**, 2011. 1359-1365.

SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. **FAULT LOCATION ON POWER NETWORKS**. Berlin, Germany: Springer, 2010.

SANTOS, W. C. et al. **Automatic building of a simulated high impedance fault database**. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America. [S.I.]: [s.n.]. 2010. p. 550-554.

SANTOSO, S. et al. **Power Quality Assessment Via Wavelet Transform Analysis**. [S.I.]. 1996.

SHEHAB-ELDIN, E. H.; MCLAREN, P. G. **Travelling Wave Distance Protection - Problem Areas and Solutions**. [S.I.]. 1988.

SILVA, M.; OLESKOVICZ, M.; COURRY, D. V. **A Fault Locator for Transmission Lines Using Travelling Waves and Wavelet Transform Theory**. Eighth IEE International Conference on Development in Power System Protection. [S.I.]: IEEE. 2004. p. 212 - 215.

VITINS, M. **A CORRELATION METHOD FOR TRANSMISSION LINE PROTECTION**. [S.I.]. 1978.

XINZHOU, D.; YAOZHONG, G.; BINGYIN, X. **Fault Position Relay on Current Travelling Waves and Wavelets**. [S.I.]. 1997.

# Apêndice A

## Modelo do Sistema 2

Neste apêndice são mostrados os dados do sistema 2.

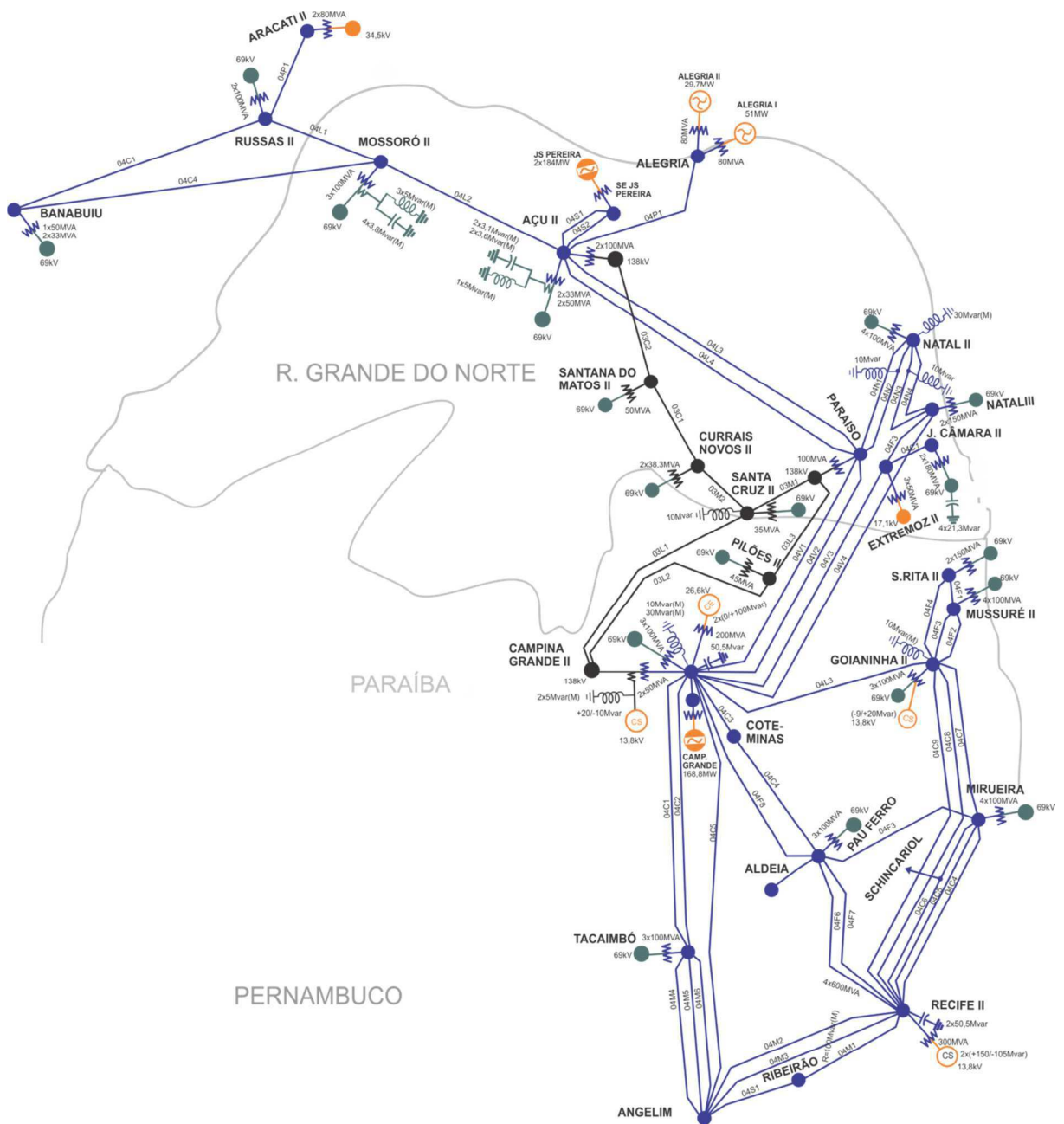


Figura A. 1 - Diagrama unifilar do sistema modelado.



**Tabela A. 1 - Linhas de Transmissão 230 kV - Parâmetros elétricos**

Linha de Transmissão	Nome	Sequência Positiva			Sequência Zero			Comp (km)
		R1 (Ω/km)	X1 (Ω/km)	Y1 (μmho/km)	R0 (Ω/km)	X0 (Ω/km)	Y0 (μmho/km)	
LT Angelim - Ribeirão	04S1	0,0979	0,5302	3,1255	0,4686	1,2789	2,1952	114,5
LT Ribeirão - Recife II-B2	04M1	0,0979	0,5302	3,1255	0,4686	1,2789	2,1952	57,0
<b>LT Angelim - Recife II-B2</b>	<b>04M2</b>	<b>0,0979</b>	<b>0,5062</b>	<b>3,2790</b>	<b>0,4662</b>	<b>1,3589</b>	<b>2,1911</b>	<b>171,7</b>
LT Angelim - Recife II-B1	04M3	0,0976	0,5063	3,2660	0,4414	1,3936	2,0476	171,7
LT Angelim - C. Grande II	04C5	0,0520	0,3550	4,6257	0,3250	1,6200	2,4844	188,0
LT Angelim - Tacaimbó	04M4	0,0977	0,5096	3,2520	0,4131	1,3730	2,2940	62,60
LT Angelim - Tacaimbó	04M5	0,0979	0,5193	3,1960	0,3918	1,2690	2,3280	62,60
LT Angelim - Tacaimbó	04M6	0,0977	0,4975	3,3230	0,3321	1,1240	2,2640	65,0
LT Tacaimbó – C. Grande II	04C1	0,0976	0,50960	3,2520	0,5319	1,541	2,2940	123,1
LT Tacaimbó – C. Grande II	04C2	0,0975	0,5197	3,1890	0,5116	1,5340	2,2720	123,1
LT Recife II-B2 - Goianinha	04C8	0,0976	0,5063	3,2680	0,2954	1,3200	2,0560	70,0
LT Recife II-B1 - Goianinha	04C9	0,0976	0,5063	3,2690	0,2959	1,2490	2,1430	70,0
LT Goianinha – C. Grande II	04L3	0,0977	0,5190	3,2030	0,3094	1,2330	2,3550	99,0
LT Goianinha - Mirueira	04C7	0,0856	0,4656	3,6430	0,2945	1,1430	2,2770	50,0
LT Mirueira – Pau Ferro	04F3	0,0491	0,3536	4,6810	0,2825	1,1650	2,7580	22,61
LT Pau Ferro - Coteminas	04F8	0,0490	0,3535	4,6843	0,2327	1,1684	2,7453	125,3
LT Coteminas – C. Grande II	04C3	0,0490	0,3535	4,6843	0,2327	1,1684	2,7453	2,30
LT Pau Ferro – C. Grande II	04C4	0,0490	0,3535	4,6543	0,2327	1,1684	2,7453	126,0
LT Pau Ferro – Recife II-B2	04F7	0,0490	0,3534	4,6850	0,1986	1,0490	2,7470	32,0
LT Pau Ferro – Recife II-B1	04F6	0,0490	0,3534	4,6850	0,2014	1,050	2,7460	32,0
LT Recife II-B2 - Mirueira	04C4	0,0976	0,5196	3,1810	0,3578	1,3320	2,2180	31,5
LT Recife II-B1 - Mirueira	04C5	0,0976	0,4979	3,3280	0,3363	1,2850	2,1480	31,5
LT Recife II-B2 - Mirueira	04C6	0,0976	0,4979	3,3270	0,3240	1,2380	2,1630	31,5
LT Goianinha – S. Rita II	04F4	0,0977	0,4974	3,3210	0,3553	1,2560	2,0150	58,82
LT S. Rita II – Mussuré II	04F1	0,0976	0,4969	3,3220	0,2772	1,1930	2,0170	17,10
LT Goianinha – Mussuré II	04F2	0,0977	0,4978	3,3210	0,4790	1,6200	2,0090	51,0
LT Goianinha – Mussuré II	04F3	0,0961	0,5042	3,3060	0,4480	1,6880	2,1780	55,0
LT C. Grande II - Paraíso	04V1	0,0977	0,4978	3,3280	0,4724	1,5800	2,1080	118,0
LT Paraíso – Natal II	04N1	0,0977	0,4975	3,3270	0,3951	1,3450	2,0960	97,90
LT Paraíso – C. Grande II	04V2	0,0977	0,4978	3,3280	0,4736	1,5770	2,1390	118,0
LT Paraíso – Natal II	04N2	0,0979	0,4970	3,3280	0,3981	1,3190	2,1090	97,9
LT Natal III – Extremoz II	04F3	0,0492	0,3535	4,6841	0,3026	1,0757	2,7452	16,3
LT C. Grande II – Extremoz II	04V3	0,0491	0,3540	4,6833	0,3350	1,2015	2,7434	191,3
LT Extremoz – J. Câmara II	04C1	0,0331	0,3421	4,8071	0,2715	1,1304	2,5998	84,5
LT Natal II – Natal III	04N3	0,0491	0,3535	4,6860	0,2459	0,9597	2,8260	11,55
LT C. Grande II – Natal III	04V4	0,0490	0,3536	4,6860	0,3437	1,1910	2,7480	176,6
LT Natal II – Natal III	04N4	0,0493	0,3534	4,6880	0,2475	0,9760	2,7680	11,55

## Apêndice A- Modelo do Sistema 2

LT Paraíso - Patesa	04L3	0,0948	0,4905	3,4080	0,4891	1,6190	2,0970	133,0
LT Paraíso – Açú II	04L4	0,0974	0,5007	3,2956	0,4884	1,5820	2,1241	133,0
LT Paraíso – Açú II	04L5	0,0980	0,5040	3,2989	0,3620	1,2210	2,1593	133,0
LT Mossoró II – Açú II	04L2	0,0975	0,5169	3,1970	0,4479	1,6550	2,1497	71,3
LT Mossoró II – Açú II	04L6	0,0980	0,5040	3,2989	0,3590	1,2460	2,1582	76,0
LT Russas II – Mossoró II	04L1	0,0975	0,5197	3,2036	0,4614	1,6389	2,4272	75,0
LT Banabuiú – Russas II	04C1	0,0973	0,5198	3,1909	0,3342	1,7282	2,2277	110,4
LT Banabuiú – Mossoró II	04C4	0,0974	0,4980	3,3294	0,3567	1,7230	2,1515	177,2
LT Banabuiú – Mossoró II	04C5	0,0976	0,4979	3,3331	0,4113	1,6425	2,1783	177,2
LT Russas II – Aracati II	04P1	0,0612	0,4650	2,9938	0,5108	1,5683	2,0265	60,0
LT Açú II – UTE Termoaçú	04P1	0,0516	0,3343	4,9471	0,3666	1,5517	2,5362	31,23
LT Açú II – UTE Termoaçú	04P2	0,0516	0,3343	4,9471	0,3666	1,5517	2,5362	31,23

**Tabela A. 2 - Linhas de Transmissão 138 kV - Parâmetros elétricos**

Linha de Transmissão	Nome	Sequência Positiva			Sequência Zero			Comp (km)
		R1 ( $\Omega$ /km)	X1 ( $\Omega$ /km)	Y1 ( $\mu$ ho/km)	R0 ( $\Omega$ /km)	X0 ( $\Omega$ /km)	Y0 ( $\mu$ ho/km)	
LT C. Grande II – S. Cruz II	03L1	0,1681	0,4799	3,4510	0,4757	1,7184	2,1321	117,8
LT C. Grande II – Pilões II	03L2	0,1694	0,4900	3,4099	0,5539	1,5723	2,2241	79,9
LT Pilões II - Paraíso	03M3	0,1683	0,4891	3,4029	0,5350	1,6539	2,1878	107,5
LT Paraíso – S. Cruz II	03M1	0,1348	0,4895	3,3948	0,3918	1,2971	2,1496	8,40
LT S. Cruz II – C. Novos II	03M2	0,1551	0,5040	3,2810	0,3312	1,8709	2,0407	55,0
LT C. Novos II – S. Matos II	03C1	0,1551	0,5040	3,2810	0,3312	1,8709	2,0407	38,5
LT S. Matos II – Açú II	03C2	0,1551	0,5040	3,2773	0,3310	1,8711	1,9860	49,50
LT Açú II - Pólo	03C3	0,1904	0,4742	3,4656	0,4304	1,6396	1,9953	78,48
LT Açú II - Pólo	03C4	0,1904	0,4742	3,4656	0,4304	1,6396	1,9953	79,60
LT Pólo – Mangue Seco	03P1	0,1418	0,4804	3,4656	0,4398	1,5152	1,9953	6,20

**Tabela A. 3 - Impedâncias equivalentes. Configuração 2014.**

	Sequência Positiva		Sequência Zero	
	R1 ( $\Omega$ )	X1 ( $\Omega$ )	R0 ( $\Omega$ )	X0 ( $\Omega$ )
Recife II – Barra 1	0,7042	16,7400	0,8954	6,9250
Recife II – Barra 2	1,6354	25,816	2,8584	16,5570
Angelim	0,6203	9,4150	0,1542	4,2890
Banabuiú	3,5420	215,6580	5,3130	33,7930

Tabela A. 4 - Impedâncias de transferência. Configuração 2014.

Subestação		Sequência Positiva		Sequência Zero	
De	Para	R1 ( $\Omega$ )	X1 ( $\Omega$ )	R0 ( $\Omega$ )	X0 ( $\Omega$ )
Angelim	Recife II – Barra 1	1,3008	23,2790	39,7630	83,3650
Angelim	Recife II – Barra 2	1,3563	24,272	42,3210	88,5230