

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**INFLUÊNCIA DE FAMÍLIAS *WAVELETS* E SUAS ORDENS NO
DESEMPENHO DE UM LOCALIZADOR DE FALTAS EM
LINHAS AÉREAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

MARYSON DA SILVA ARAUJO

DM-33/2011

Belém - PA

2011

MARYSON DA SILVA ARAUJO

INFLUÊNCIA DE FAMÍLIAS *WAVELETS* E SUAS ORDENS NO DESEMPENHO DE UM
LOCALIZADOR DE FALTAS EM LINHAS AÉREAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA
ELÉTRICA

Dissertação apresentada à banca
examinadora do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal do
Pará como requisito parcial para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. José Augusto L. Barreiros (Dr.)
Coorientador: Prof. Walter Barra Júnior (Dr.)

DM-33/2011

Belém
2011

A663i Araújo, Maryson da Silva

Influência de famílias wavelets e suas ordens no desempenho de um localizador de faltas em linhas aéreas de transmissão de energia elétrica / Maryson da Silva Araújo; orientador, José Augusto Lima Barreiros. – 2011.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2011.

1. Linhas elétricas aéreas. 2. Energia elétrica – transmissão 3. wavelets (matemática) I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 621.31922

MARYSON DA SILVA ARAUJO

**INFLUÊNCIA DE FAMÍLIAS *WAVELETS* E SUAS ORDEM NO DESEMPENHO DE
UM LOCALIZADOR DE FALTAS EM LINHAS AÉREAS DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA como requisito parcial para obtenção do grau de MESTRE em Engenharia Elétrica.

Este trabalho foi julgado em 04 de novembro de 2011 adequado para obtenção do Grau de MESTRE em Engenharia Elétrica, área de concentração Sistemas de Energia Elétrica, e aprovado na sua forma final pela banca examinadora.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros
(Orientador - PPGEE / UFPA)

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior
(Membro do PPGEE - UFPA)

Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes
(Membro do PPGEE - UFPA)

Prof. Dr. Raimundo Nonato das Mercês Machado
(Membro externo - IFPA)

Dedico este trabalho a todas as pessoas que me incentivaram, e incitam de alguma forma, a cada vez mais eu buscar aprimorar meus conhecimentos, em especial àquelas que se doaram, um pouquinho que seja, para hoje que eu esteja dando mais um passo pelo caminho que me leva à concretização dos meus sonhos, que também o são para as pessoas que tanto me amam. A vocês dedico cada uma das páginas aqui presentes.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente ao nosso DEUS todo poderoso, sem O QUAL nada em minha vida seria possível.

A minha mãe, que retirava do pouco que ganhava em casas de família para arcar com meus estudos; e ao meu pai, que também procurava sempre me auxiliar de alguma forma, e quem me ensinou a gostar de matemática, ensinando-me os primeiros cálculos. Além de, é claro e mais importante, o infinito amor deles por mim.

À família Andrade, em especial ao tio Andrade, pelos estímulos, conselhos e muito carinho, e à tia Salete, por todo o amor e carinho durante toda minha estada na UFPA e em sua residência. Sem esquecer o Andradinho, por sua valorosa amizade e entusiasmo com a engenharia, a Cris e o Beto pelos convites para os momentos de descontração, e a Mônica e o Silvio por toda a força.

A minha namorada, Verena, por todo o seu amor e carinho a todo momento, mostrando-me a importância do que é ser amado, e por sempre me cobrar o andamento desse trabalho.

Ao professor Nick por sua valorosa amizade em todos os momentos e por ter-me inserido no meio científico, ao convidar-me para participar do PET, uma família que jamais poderei esquecer.

Ao professor Barreiros pela amizade, pela oportunidade do mestrado e por todas as suas contribuições para o aprimoramento dos meus conhecimentos.

Ao professor Walter Barra por todos os conselhos e ensinamentos oriundos de seu vasto conhecimento.

Aos amigos (as), em especial a Diego Rosal por sua grande amizade e também por apresentar-me as *Wavelets*.

A todos os professores que despertaram minha mente para o universo Engenharia Elétrica.

Ao CNPQ/ SEBPG pelo apoio financeiro de parte dessa jornada.

A todos que de alguma forma nortearam-me até o presente momento, muito obrigado!

*Nenhum homem torna-se
verdadeiramente um tolo até que
ele pare de fazer perguntas.*

Charles P. Steinmetz

RESUMO

Essa dissertação tem por objetivo analisar a influência de famílias *wavelets* e seus ordens no desempenho de um algoritmo de localização de faltas a partir das ondas viajantes de dois terminais de uma linha de transmissão aérea. Tornou-se objetivo secundário a modelagem de um sistema elétrico de potência (SEP) para obtenção de um universo de faltas que validassem o localizador. Para isso, parte de um SEP da Eletrobrás-Eletronorte em 500/230 kV foi modelado no *Alternative Transient Program* (ATP) utilizando-se parâmetros reais. A Transformada Wavelet, via análise multiresolução (AMR), é empregada valendo-se de sua característica de localização temporal, permitindo caracterizações precisas de instantes de transitórios eletromagnéticos ocasionados por faltas, as quais geram ondas que ao se propagarem em direção aos terminais da linha contêm os tempos de propagação destas do local do defeito a tais terminais e podem ser convenientemente extraídos por tal transformada. Pela metodologia adotada no algoritmo, a diferença entre esses tempos determina com boa exatidão o local de ocorrência da falta sobre a linha. Entretanto, um dos agentes variantes do erro nessa estimação é a escolha da *Wavelet* usada na AMR dos sinais, sendo, portanto, a avaliação dessa escolha sobre o erro, objetivo principal do trabalho, justificada pela ainda inexistente fundamentação científica que garanta a escolha de uma *wavelet* ótima a uma certa aplicação. Dentre um leque de *Wavelets* discretas, obtiveram-se resultados adequados para 16 delas, havendo erros máximos inferiores aos 250 metros estipulados para a precisão. Duas *Wavelets*, a Db15 e a Sym17, sobressaíram-se ao errarem, respectivamente, 3,5 e 1,1 vezes menos que as demais. A metodologia empregada consta da: exportação dos dados das faltas do ATP para o MATLAB[®]; aplicação da transformação modal de Clarke; decomposição dos modos alfa e síntese dos níveis 1 de detalhes via AMR; cálculo de suas máximas magnitudes e determinação dos índices temporais; e por fim, a teoria das ondas viajantes equaciona e estima o local do defeito sobre a LT, sendo tudo isso programado no MATLAB e os erros de localização analisados estatisticamente no Microsoft Excell[®]. Ao final elaborou-se ainda uma GUI (*Guide User Interface*) para a Interface Homem-Máquina (IHM) do localizador, servindo também para análises gráficas de qualquer das contingências aplicadas ao SEP. Os resultados alcançados demonstram uma otimização de performance em razão da escolha da *wavelet* mais adequada ao algoritmo e norteiam para uma aplicação prática do localizador.

Palavras-chave: ATP. Localizador de faltas. Transformada *Wavelet*. Ondas Viajantes. Sistemas Elétricos de Potência.

ABSTRACT

This dissertation objective to analyze the influence of wavelets families and their orders in the performance of a fault location algorithm through the traveling waves from two ends of an overhead transmission line. Then, a secondary objective is the modelling of an electric power system (EPS) to obtaining of a fault's universe to validate the algorithm. For that, part of an EPS of the Eletrobrás-Eletronorte on 500/230 kV was modeled in Alternative Transient Program (ATP) using real parameters. The Wavelet Transform, through multiresolution analysis (MRA), it's used because its time domain localization characteristic to allow characterizations of electromagnetic transitory moments caused by contingencies. The waves generated by faults traveling towards the line's terminals containing the wave propagation times from defect point at the terminals and these times can be conveniently extracted for such transformed. By means of the methodology adopted in the algorithm, the difference between those times determines the fault occurrence place on the line with good accuracy. However, one of the error variant agents in the estimation it's the selection of the wavelet used in MRA of the signals, therefore the evaluation of that choice upon those errors, the main objective of this work, it's justified for the still inexistent scientific bases that assure the choice of a great wavelet to a certain application. Among a diversity of discrete wavelets, appropriated results were obtained for 16 of them with maximum errors smaller than 250 meters, stipulated precision adopted. Two wavelets, Db15 and Sym17, were more exact than the others, respectively, 3.5 and 1.1 times. The methodology to get those results consists of the: export of the fault data files from ATP for MATLAB[®]; application of the Clarke's modal transformation of voltages; decomposition of alpha modes and synthesis of the levels 1 of details through AMR; calculation of their maximum magnitudes and time indexes determination; finally, the traveling waves theory is used to formulate the estimate equation of the contingency place on the line. All methodology was programmed in MATLAB and the errors' statistical analysis was made in Microsoft Excell[®]. At the end, a GUI (Guide User Interface) for (Human Machine Interface) HMI of locator was elaborated, which is also a graphical analysis interface, no matter which the contingency applied to the EPS. The attained results demonstrate an improved performance in reason of the most appropriate wavelet selection to the algorithm and they suggest a practical application of the locator.

Key Words: ATP. Fault locator. Wavelet Transform. Traveling waves. Power systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Variação percentual mundial do PIB e do consumo de energia elétrica	16
Figura 1.2 – Consumo total de energia elétrica e PIB real deflacionado brasileiros	17
Figura 1.3 – Expansão da rede básica de transmissão	19
Figura 1.4 – Mapa de curvas isocerânicas brasileiras	22
Figura 1.5 – Local da linha de transmissão considerada no estudo	23
Figura 2.1 – Modo aéreo da OV da corrente elétrica (à esquerda) e sua função de autocorrelação	28
Figura 2.2 – OV da corrente elétrica I e sua saída filtrada pela primeira diferencial I'	29
Figura 2.3 – OV da corrente elétrica I e sua saída filtrada pela segunda diferencial I''	29
Figura 2.4 – Superposição de um sistema sob falta	31
Figura 2.5 – Sistema elétrico estudado	36
Figura 2.6 – Esquema de localização por um terminal via ondas viajantes	38
Figura 2.7 – Algoritmo para a localização de faltas	40
Figura 2.8 – Algoritmo de localização de faltas	42
Figura 2.9 – Correlação de saída para uma falta monofásica com ângulo 90° a 280 km	44
Figura 2.10 – Sensores de ondas viajantes de corrente (à esquerda) e de tensão (à direita)	47
Figura 2.11 – Amplitude instantânea da IMF1 nos terminais local (à esquerda) e remoto (à direita)	48
Figura 2.12 – Diagrama de Lattice para um circuito tipo T	49
Figura 2.13 – Diagrama de Lattice para uma linha com três terminais	51
Figura 2.14 – Fluxograma do método de localização	52
Figura 2.15 – Sistema Elétrico Analisado	52
Figura 2.16 – Diagrama do algoritmo do localizador	53
Figura 2.17 – Diagrama do algoritmo do localizador no MATLAB	54
Figura 2.18 – Esquema de obtenção das frentes de onda corretas	58
Figura 2.19 – Localizador integrado ao Google <i>earth</i>	58
Figura 2.20 – Diagrama esquemático dos módulos do Neuranálise	60
Figura 2.21 – Diagrama esquemático do Wavan	60
Figura 2.22 – Esboço das LTs para dedução do método	62
Figura 2.23 – Princípio do novo método considerando reflexão no ponto de falta	63
Figura 2.24 – Princípio do novo método considerando reflexão no terminal remoto	64
Figura 2.25 – identificação do princípio de reflexão da onda	65
Figura 2.26 – Diagrama de conexão do sistema 110 kV de Zhuzhou	65
Figura 2.27 – Configuração do sistema localizador de faltas	67
Figura 2.28 – Diagrama esquemático do sistema de localização de faltas via PMU	69
Figura 2.29 – Esquema de interconexão de um sistema PMUs	70
Figura 3.1 – Princípio da decomposição de um sinal via Transformada de Fourier	72
Figura 3.2 – Sinal senoidal com um transitório amortecido	72
Figura 3.3 – Espectro do sinal exemplo	73
Figura 3.4 – Ausência das caixas de Heisenberg na TF (à esquerda) e ilustração das mesmas (à direita)	73
Figura 3.5 – Função gaussiana	74
Figura 3.6 – Janelamento de um sinal provocado pela TFJ	74
Figura 3.7 – Uma senóide e seu espectro (a) e uma senóide modulada e seu espectro (b)	75
Figura 3.8 – Caixas de Heisenberg para análise uniresolução	76
Figura 3.9 – Caixas de Heisenberg para a AMR	76
Figura 3.10 – Escalamento de uma senóide	79
Figura 3.11 – Escalamento da <i>wavelet Mexican hat</i>	80
Figura 3.12 – Deslocamento de uma função (atraso)	80
Figura 3.13 – Deslocamento de uma função (adiantamento)	80
Figura 3.14 – Transladação da <i>wavelet Mexican hat</i>	81
Figura 3.15 – Princípio da decomposição de um sinal via Transformada <i>Wavelet</i>	81
Figura 3.16 – Comparação entre a <i>wavelet</i> e o trecho do sinal	83
Figura 3.17 – Cálculo do fator “C” de relação entre a <i>wavelet</i> -mãe e o sinal	83
Figura 3.18 – Translação da <i>wavelet</i> -mãe percorrendo todo o sinal	84
Figura 3.19 – Dilatação da <i>wavelet</i> -mãe e comparação	84
Figura 3.20 – Escalas e coeficientes da TWC de um sinal	84
Figura 3.21 – Interpretação tridimensional da TWC	85
Figura 3.22 – Um dado sinal em multiescalas	85
Figura 3.23 – Caixas de Heisenberg para a TWD diádica	86
Figura 3.24 – Coeficientes dos níveis da TWD de um sinal	87
Figura 3.25 – Funções escala (à esquerda) e detalhe (à direita) da Db4	89
Figura 3.26 – Decomposição em multiescalas	92
Figura 3.27 – Árvore de decomposição <i>wavelet</i>	92

Figura 3.28 – Árvore gráfica de uma AMR	93
Figura 3.29 – <i>Upsampling</i> de um sinal	93
Figura 3.30 – Esquema de reconstrução de um sinal a partir dos coeficientes <i>wavelets</i>	94
Figura 3.31 – Síntese do 1º nível de aproximação (à esquerda) e detalhe (à direita) a partir dos coeficientes	94
Figura 3.32 – Esquema de decomposição e reconstrução multiescalas de um sinal	95
Figura 3.33 – Filtros <i>wavelets</i> ortogonais (Sym6)	95
Figura 3.34 – Primeira escala de detalhes localizando o instante do transitório de tensão	99
Figura 3.35 – 1º e 2º níveis de detalhes do sinal modal de tensão	99
Figura 3.36 – 3º e 4º níveis de detalhes do sinal modal de tensão	100
Figura 4.1 – Modelo de máquina Síncrona – SM59	103
Figura 4.2 – Entrada de dados para o modelo SM59	103
Figura 4.3 – Continuação da janela de parametrização do gerador SM59	103
Figura 4.4 – Modelo de transformador SATTRAFO	104
Figura 4.5 – Janela de entrada de dados para o modelo SATTRAFO	104
Figura 4.6 – Janela de parametrização da curva de saturação do SATTRAFO	104
Figura 4.7 – Curva de saturação aplicada ao SATTRAFO	105
Figura 4.8 – Janela de parametrização do modelo de LT LCC	106
Figura 4.9 – Simbologia do modelo da linha de transmissão LINEZT_3	106
Figura 4.10 – Entrada de dados para o modelo LINEZT_3	106
Figura 4.11 – Simbologia do banco de capacitores (à esquerda) e do reator <i>shunt</i> (à direita)	108
Figura 4.12 – Entrada de dados para o modelo CAP_SHQV	108
Figura 4.13 – Entrada de dados para o modelo REAT_SHQ	108
Figura 4.14 – Simbologia da chave trifásica controlada no ATPDraw	109
Figura 4.15 – Janela de parametrização da chave controlada	109
Figura 4.16 – Gráfico de uma falta FT	110
Figura 4.17 – Gráfico de uma falta FFT	110
Figura 4.18 – Gráfico de uma falta FFF	111
Figura 4.19 – Gráfico para a distância de falta a 3 km (à esquerda) e a 25 km (à direita)	111
Figura 4.20 – Gráfico para a distância de falta a 200 km	111
Figura 4.21 – Gráficos de faltas com resistências 0 Ohm (à esquerda) e 15 Ohm (à direita)	112
Figura 4.22 – Falta com resistência de 100 Ohm	112
Figura 4.23 – Ângulos de incidência da falta a 0º (à esquerda) e a 45º (à direita)	113
Figura 4.24 – Ângulo de incidência da falta a 90º	113
Figura 4.25 – Diagrama unifilar do SEP analisado	115
Figura 4.26 – Parte do sistema modelado no ATPDraw	115
Figura 4.27 – Sincronização amostral por GPS para localização via dois terminais da LT	117
Figura 4.28 – Necessidade de sincronização temporal das amostras de dois terminais da LT	117
Figura 4.29 – Ilustração da bobina de efeito Rogowski	119
Figura 4.30 – <i>Probes</i> trifásicos na LT em estudo	120
Figura 4.31 – Parâmetros distribuídos de uma LT a dois condutores	120
Figura 4.32 – Forma dos transientes em função do número de segmentos	122
Figura 4.33 – Equivalente L para comprimento diferencial Δx da uma LT a dois condutores	122
Figura 4.34 – Incidência, reflexão e transmissão dos distúrbios	124
Figura 4.35 – Ondas viajantes de tensão em LTs	126
Figura 4.36 – Ondas viajantes de corrente em LTs	126
Figura 4.37 – Ondas viajantes em um ponto de transição	127
Figura 4.38 – Diagrama de Lattice para LTs de dois terminais	127
Figura 4.39 – Reflexões sucessivas no Diagrama de Lattice para LT com três descontinuidades	129
Figura 5.1 – LT em estudo e o modelo dela no ATP	132
Figura 5.2 – Transitórios nas tensões trifásicas no terminal local da LT	133
Figura 5.3 – Diagrama de Lattice para uma LT monofásica	133
Figura 5.4 – Diagrama da transformação modal de Clarke em um sistema trifásico	135
Figura 5.5 – Acoplamento eletromagnético entre fases em sistemas trifásicos	136
Figura 5.6 – Componentes modais para falta fase A-terra (à esquerda) e para falta trifásica (à direita)	140
Figura 5.7 – Contribuição do modo zero para uma falta trifásica	140
Figura 5.8 – Detalhes <i>wavelets</i> dos modos alfa das tensões local (superior) e remota (inferior)	142
Figura 5.9 – Diagrama de Lattice para falta entre dois terminais	143
Figura 5.10 – Sinais das tensões trifásicas com o SEP em condição de pré e sob falta	143
Figura 5.11 – Modo 1 das tensões trifásicas nas barras de Tucuruí e de Vila do Conde	144
Figura 5.12 – Detecção da chegada das OV's aos terminais da LT através do 1º nível de detalhes <i>wavelets</i>	144
Figura 5.13 – Detecção da chegada das OV's aos terminais da LT através do 1º nível de detalhes <i>wavelets</i>	145
Figura 5.14 – Fluxograma da metodologia de localização de faltas do localizador	146
Figura 5.15 – Fluxograma da metodologia de localização usando as funções do MATLAB	147
Figura 6.1 – Tempo de processamento usando as famílias Symlets e Daubechies	148

Figura 6.2 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Bior1.1-2.4	150
Figura 6.3 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Bior1.1-2.4	151
Figura 6.4 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior1.1-2.4	151
Figura 6.5 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Bior2.6-3.5	152
Figura 6.6 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Bior2.6-3.5	152
Figura 6.7 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior2.6-3.5	153
Figura 6.8 – Erros médios relativos para faltas monofásicas ao se usar as Bior3.7-6.8	153
Figura 6.9 – Erros médios relativos para faltas bifásicas ao se usar as Bior3.7-6.8	154
Figura 6.10 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior3.7-6.8	154
Figura 6.11 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Coif1-5	155
Figura 6.12 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Coif1-5	155
Figura 6.13 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Coif1-5	156
Figura 6.14 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db1-5	157
Figura 6.15 – Zoom dos Erros médios relativo para faltas FT ao se usar a Db4	157
Figura 6.16 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db1-5	157
Figura 6.17 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db1-5	158
Figura 6.18 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db6-10	158
Figura 6.19 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db6-10	159
Figura 6.20 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db6-10	159
Figura 6.21 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db11-15	160
Figura 6.22 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db11-15	160
Figura 6.23 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db11-15	161
Figura 6.24 – Detalhes dos erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db15	161
Figura 6.25 – Desvio padrão médios absolutos para faltas FT, FFT e FFF ao se usar a Db15	162
Figura 6.26 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db16-20	162
Figura 6.27 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db16-20	162
Figura 6.28 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db16-20	163
Figura 6.29 – Erros médios relativos para faltas FT, FFT e FFF ao se usar a Dmey	163
Figura 6.30 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio1.1-2.4	164
Figura 6.31 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio1.1-2.4	164
Figura 6.32 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Rbio1.1-2.4	165
Figura 6.33 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio2.6-3.5	165
Figura 6.34 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio2.6-3.5	166
Figura 6.35 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Rbio2.6-3.5	166
Figura 6.36 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio3.7-6.8	167
Figura 6.37 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio3.7-6.8	167
Figura 6.38 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym1-5	168
Figura 6.39 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym1-5	168
Figura 6.40 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym1-5	169
Figura 6.41 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym6-10	169
Figura 6.42 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym6-10	170
Figura 6.43 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym6-10	170
Figura 6.44 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym11-15	171
Figura 6.45 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym11-15	171
Figura 6.46 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym11-15	172
Figura 6.47 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym16-20	172
Figura 6.48 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym16-20	173
Figura 6.49 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym16-20	173
Figura 6.50 – EMR (à esquerda) e EA (à direita) máximo em função das <i>wavelets</i> -mães	175
Figura 6.51 – Frequência de erros retornados com a Db15 e a Sym17 para faltas FT, FT e FFF	175
Figura 6.52 – Erros de reconstrução ARM relativos ao sinal original praticados pela Db15 e pela Bior2.2	176
Figura 6.53 – EMR em função da resistência e distância da falta ao se usar Db15	177
Figura 6.54 – EMR em função da resistência e distância da falta ao se usar Sym17	177
Figura 6.55 – EMR em função do ângulo de incidência e distância da falta ao se usar Db15	178
Figura 6.56 – EMR em função do ângulo de incidência e distância da falta ao se usar Sym17	178
Figura 6.57 – Comprimentos dos filtros <i>wavelets</i> para cada ordem das famílias	179
Figura 6.58 – Tempo médio de processamento em função das <i>wavelets</i> -mães	179
Figura 6.59 – Tensões trifásicas com ruído branco Gaussiano (SNR = 28dB, à esquerda, e 49dB à direita)	181
Figura 6.60 – Interface do localizador em MATLAB	182
Figura 6.61 – Tensões modais nos terminais local e remoto	182
Figura 6.62 – Reconstrução de 4 níveis de detalhes dos modos alfa	183
Figura 6.63 – Decomposição do modo alfa local e remoto em 4 níveis de detalhes	183
Figura 6.64 – Análise de detecção de instantes de transitórios por meio de 4 níveis de detalhes	184

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Acréscimo anual da geração de elétrica no Brasil	19
Tabela 1.2 – Quantitativo de faltas por setores de um SEP	20
Tabela 1.3 – Ocorrência dos tipos de curtos-circuitos nos SEPs	20
Tabela 1.4 – Ocorrências monofásicas permanentes e temporárias nos SEPs	21
Tabela 2.1 – Localização pelos métodos de verossimilhança e convencional para falta FT de ângulo 90°	39
Tabela 2.2 – Identificação do ramo sob falta	53
Tabela 2.3 – Resultados experimentais do localizador com dados reais	59
Tabela 3.1 – Famílias <i>wavelets</i> mais comuns	78
Tabela 3.2 – Bandas espectrais em função dos níveis de detalhes	88
Tabela 3.3 – Filtros de decomposição e reconstrução da <i>wavelet</i> Symlet 6	96
Tabela 3.4 – Principais propriedades das <i>wavelets</i> analisadas	96
Tabela 4.1 – Características das faltas simuladas no ATP	114
Tabela 4.2 – Faixas espectrais dos transientes	120
Tabela 4.3 – Analogia das equações hiperbólicas para diversos fenômenos ondulatórios	123
Tabela 6.1 – Informações estatísticas das <i>wavelets</i> de melhor desempenho para defeitos FT	174
Tabela 6.2 – Informações estatísticas das <i>wavelets</i> de melhor desempenho para defeitos FFT	174
Tabela 6.3 – Informações estatísticas das <i>wavelets</i> de melhor desempenho para defeitos FFF	175

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	16
1.2 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA	18
1.3 OBJETIVOS.....	23
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	24

CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 ACERCA DA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS	26
2.2 ABORDAGEM VIA DOMÍNIO TEMPORAL	26
2.2.1 Localização via análise estatística	27
2.2.2 Localização via derivada dos sinais.....	28
2.3 ABORDAGEM VIA DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	30
2.3.1 Localização através sinais à frequência fundamental.....	30
2.3.1.1 Localização pelo uso de sinais de um único terminal da LT.....	30
2.3.1.2 Localização pelo uso de sinais de múltiplos terminais da LT.....	35
2.3.2 Localização pelo uso de sinais a altas frequências.....	37
2.3.2.1 Técnicas monoterminais (<i>single end</i>)	37
2.3.2.2 Técnicas Multiterminais (<i>multi-ends</i>).....	41
2.3.2.3 Localização pela inutilização do parâmetro Velocidade de Propagação das OVs	61
2.3.2.4 Localização com processamento de sinais por filtros FIR.....	66
2.3.2.5 Utilização de PMUs na localização de faltas	67
2.4 DE OUTRAS TÉCNICAS.....	70
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	70

CAPÍTULO 3 TRANSFORMADAS NA ANÁLISE DE SINAIS

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	71
3.2 A TRANSFORMADA DE FOURIER	71
3.3 A TRANSFORMADA DE FOURIER JANELADA	74
3.4 A TEORIA WAVELET.....	77
3.4.1 Introdução à Transformada Wavelet	77
3.4.2 Wavelets e a Transformada Wavelet	77
3.4.3 A operação de escalamento wavelet.....	79
3.4.4 A operação de transladação wavelet.....	80
3.4.5 A Transformada Wavelet contínua.....	81
3.4.6 A Transformada Wavelet contínua inversa.....	82
3.4.7 Sequência de cálculo da Transformada Wavelet.....	83
3.4.8 A Transformada Wavelet discreta	85
3.4.8.1 A análise em multiresolução	87
3.4.8.2 O Teorema de Parseval a partir dos coeficientes <i>wavelets</i>	89
3.4.8.3 A TWD via bancos de filtros.....	89

3.4.9 Aplicação da Teoria <i>Wavelet</i> AMR via MATLAB.....	98
3.4.10 Aplicação das funções AMR à análise de tensões.....	98
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	100

CAPITULO 4 AS ONDAS VIAJANTES: TEORIA E AQUISIÇÃO VIA ATP/EMTP

4.1 INTRODUÇÃO	101
4.2 MODELAGEM DA REDE NO ATP/EMTP.....	101
4.2.1 Principais dispositivos utilizados no SEP	102
4.2.1.1 Geradores	102
4.2.1.2 Transformadores	104
4.2.1.3 Linhas de transmissão	105
4.2.1.4 Bancos de capacitores e reatores <i>shunt</i>	107
4.2.1.5 Chave trifásica de tempo controlado	109
4.2.2 Dos casos de falta aplicados ao SEP	109
4.2.2.1 Tipos de faltas.....	110
4.2.2.2 Modificação da distância da falta	111
4.2.2.3 Variação da resistência de falta	112
4.2.2.4 Variação do ângulo de incidência da falta	113
4.2.3 Especificidades do SEP real	114
4.3 AQUISIÇÕES DE ONDAS VIAJANTES E SINCRONIZAÇÃO TEMPORAL	115
4.3.1 Dispositivos de medição e transdução de ondas viajantes	118
4.3.2 Aquisição dos sinais de tensão no ATP	119
4.4 TRANSITÓRIOS ELETROMAGNÉTICOS E A PROPAGAÇÃO DE ONDAS.....	120
4.4.1 Ondas viajantes em linhas de transmissão	124
4.4.1.1 Impedância característica e a velocidade de propagação das OV's em LTs.....	125
4.4.1.2 Incidência, refração e reflexões sucessivas de ondas viajantes	126
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	131

CAPÍTULO 5 SIMULAÇÕES E O ALGORITMO DO LOCALIZADOR

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	132
5.2 SIMULAÇÃO DO SEP E OBTENÇÃO DAS ONDAS VIAJANTES NO ATP.....	132
5.3 FORMULAÇÃO DO LOCALIZADOR	133
5.3.1 Princípio básico do localizador de faltas	133
5.3.2 A Transformada Modal de Clarke	135
5.3.2.1 Componentes de Clarke ou componentes modais.....	135
5.3.2.2 Definição das componentes desacopladas	136
5.3.2.3 Componente modal utilizada	139
5.3.3 AMR das ondas viajantes modais	140
5.3.4 Diagrama de Lattice na localização de faltas	142
5.3.5 Fluxograma do localizador de faltas	145
5.3.5.1 Fluxograma do localizador no MATLAB	146
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	147

CAPÍTULO 6 RESULTADOS

6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	148
6.2 FORMULAÇÕES PARA A ANÁLISE DOS RESULTADOS	149
6.3 DESEMPENHO DO LOCALIZADOR DIANTE DOS TIPOS DE FALTA	150
6.3.1 Família Biortogonal: da ordem 1.1 a 6.8.....	150
6.3.1.1 Bior1.1 à Bior2.4	150
6.3.1.2 Bior2.6 à Bior3.5.....	152
6.3.1.3 Bior3.7 à Bior6.8.....	153
6.3.2 Família Coiflets: da ordem 1 a 5.....	155
6.3.2.1 Coif1 à Coif5.....	155
6.3.3 Família Daubechies: da ordem 1 a 20.....	156
6.3.3.1 Db1 à Db5.....	156
6.3.3.2 Db6 à Db10.....	158
6.3.3.3 Db11 à Db15	159
6.3.3.4 Db16 à Db20.....	162
6.3.4 Família Dmey.....	163
6.3.5 Família Reversa biortogonal: da ordem 1.1 a 6.8.....	164
6.3.5.1 Rbio1.1 à Rbio2.4	164
6.3.5.2 Rbio2.6 à Rbio3.5.....	165
6.3.5.3 Rbio3.7 à Rbio6.8.....	166
6.3.6 Família Symlets: da ordem 1 a 20.....	168
6.3.6.1 Sym1 à Sym5.....	168
6.3.6.2 Sym6 à Sym10.....	169
6.3.6.3 Sym11 à Sym15.....	171
6.3.6.4 Sym16 à Sym20.....	172
6.4 INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA DE FALTA SOBRE OS ERROS.....	176
6.5 INFLUÊNCIA DO ÂNGULO DE INCIDÊNCIA DA FALTA	177
6.6 FAMÍLIAS <i>WAVELETS</i> E O TEMPO MÉDIO DE PROCESSAMENTO	178
6.7 APLICAÇÃO DE RUÍDOS ÀS TENSÕES TRIFÁSICAS	180
6.8 CONCEPÇÃO DE UM <i>SOFTWARE</i> PARA O LOCALIZADOR.....	181
6.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS	184

CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO

7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS	185
7.2 FUTURAS PESQUISAS ENVOLVENDO A TEMÁTICA ABORDADA	187

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	188
APÊNDICE A – ESTATÍSTICAS DO LOCALIZADOR FRENTE ÀS <i>WAVELETS</i>-MÃES.....	193
APÊNDICE B – FUNÇÕES <i>WAVELETS</i> AMR NO MATLAB.....	198
APÊNDICE C – DADOS DE ENTRADA DOS COMPONENTES DO ATPDraw.....	202
APÊNDICE D – ATPDRAW: SIMULAÇÃO DO SEP E OBTENÇÃO DAS OVs.....	204
APÊNDICE E – SCRIPT DO ALGORITMO DO LOCALIZADOR	206

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O consumo de energia é um dos principais indicadores do desenvolvimento econômico e do nível de qualidade de vida de qualquer sociedade. Ele reflete tanto o ritmo de atividade dos setores industrial, comercial e de serviços, quanto a capacidade da população para adquirir bens e serviços tecnologicamente mais avançados, como automóveis (que demandam combustíveis e atualmente a energia elétrica), eletrodomésticos e eletroeletrônicos (que exigem acesso à rede elétrica e pressionam o consumo de energia elétrica). Essa inter-relação, Figura 1.1, foi o principal motivo do acentuado crescimento no consumo mundial de energia verificado nos últimos anos.

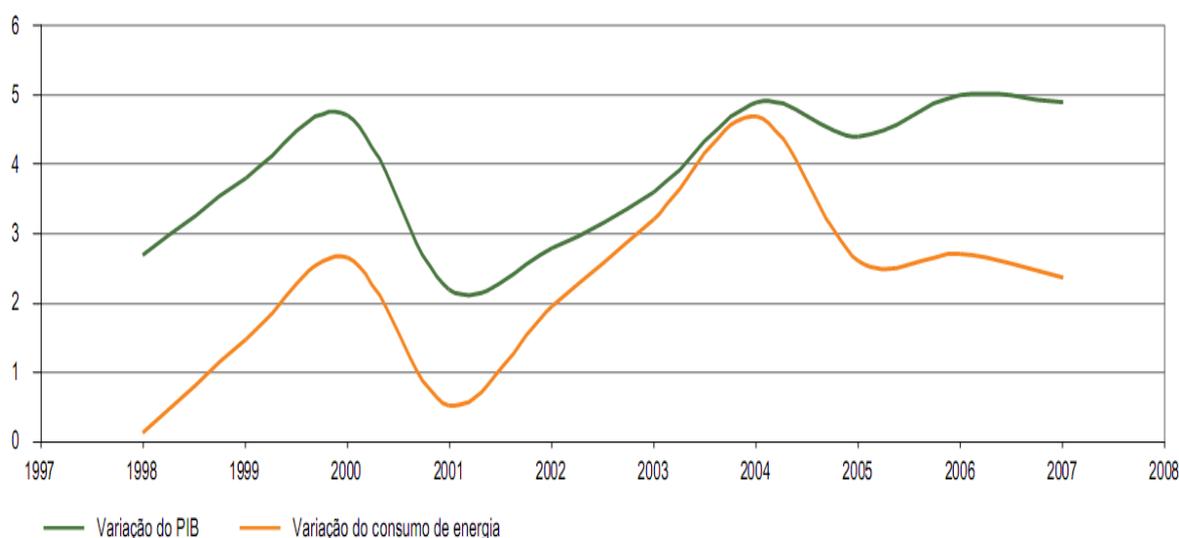


Figura 1.1 – Variação percentual mundial do PIB e do consumo de energia elétrica [Atlas da ANEEL, 3ª edição]

Normalmente quando se ouve falar no desenvolvimento da economia brasileira os economistas e nossos governantes logo referenciam a necessidade de geração de energia elétrica para que tal possa acontecer, sendo um dos maiores exemplos disso a proposta e grande estímulo governamental à construção da UHE¹ de Belo Monte. A inter-relação brasileira entre o consumo de energia elétrica e o desenvolvimento econômico em uma década e meia está ilustrada na Figura 1.2.

Do exposto, essa demanda crescente de energia, no intuito de evitar recessão econômica decorrente desse fator, e o nem sempre possível acréscimo correspondente na geração de energia, torna notória a necessidade de pelo menos dispositivos que possibilitem

¹ Usina Hidrelétrica.

uma maior confiabilidade ao sistema elétrico para que ele permaneça o menor tempo possível fora de operação, garantido o suprimento suficiente do principal tipo de energia usado no mercado mundial.

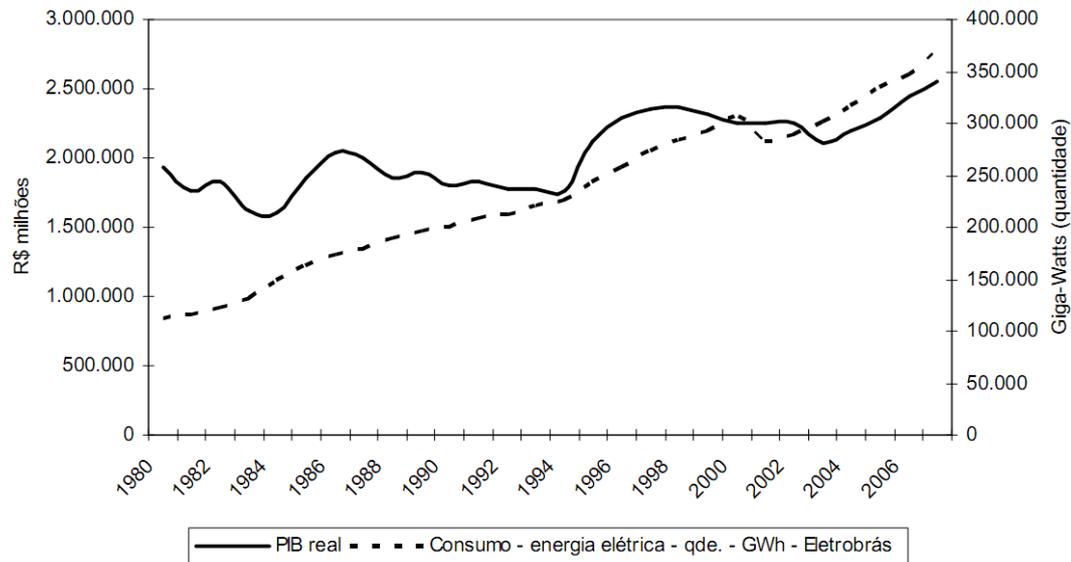


Figura 1.2 – Consumo total de energia elétrica e PIB real deflacionado brasileiros [GADELHA, 2010]

Indisponibilidades sérias como, por exemplo, os *blackouts* (os “apagões”) fazem com que as concessionárias percam credibilidade no mercado, além de o Operador Nacional do Sistema (ONS), responsável por coordenar e supervisionar a operação centralizada do sistema interligado brasileiro, impor medidas de punições mais sérias às mesmas, aplicando penalidades que causam grandes dispêndios financeiros por atraso na recomposição das linhas de transmissão (LTs) ou do equipamento defeituoso e por reincidência de algum desses problemas.

Além disso, o processo de desestatização das empresas aumenta a competitividade no mercado de energia elétrica, elevando o padrão de qualidade e baixando o custo dessa energia. Isso fez com que essas empresas fossem forçadas a investir em formas mais eficientes e modernas de reduzir o período de interrupção no fornecimento e garantir uma operação segura e econômica do sistema de potência, seja operando em contingência ou em condições normais.

Portanto, as concessionárias estão em busca de dispositivos que tornem o sistema mais confiável e minorem os prejuízos e, por conseguinte, façam-nas retomar a credibilidade dos seus consumidores. Neste âmbito, um dos dispositivos que tem se tornado essencial aos sistemas de transmissão de energia elétrica é o localizador de falta.

Segundo Saha (2010) a localização de falta é um processo que aponta com a maior exatidão possível o local onde ocorreu uma falta, enquanto o *fault locator*² é, principalmente, um equipamento de proteção suplementar, que aplica algoritmos para estimar a distância à falta. A inclusão da função de localização em relés microprocessados é comum na prática, acarretando em pouco ou nenhum custo adicional aos mesmos.

Há algumas décadas atrás era pouco viável que localizadores de falta conseguissem realizar a sua função com grande exatidão, em virtude do excessivo erro cometido por eles e praticamente não auxiliarem os mantenedores do sistema elétrico. Mas com o avanço da tecnologia digital e a conseqüente concepção de velocidades elevadíssimas aos conversores analógico-digitais, aliada a tecnologia dos transdutores atuais, contrastando com o que eram as grandes dificuldades da aplicação do método de localização por ondas viajantes (MAGNAGO & ABUR, 1998; SILVA *et al.*, 2005; PARENTONI, 2006), os localizadores que se utilizam de sinais a altas frequências têm se tornado de grande eficácia e têm sido alvos de inúmeras pesquisas da comunidade científica e de implementações práticas, já sendo concebível aquisições dos sinais elétricos a 5 MHz – mais de 83300 pontos por ciclo de 60 Hz –, a exemplo do registrador digital de perturbações (RDP) multifuncional de um fabricante, propiciando o registro de dinâmicas transitórias de sinais elétricos, dos quais são conseguidas localizações de falta rápidas e precisas, proporcionando uma diminuição do tempo de reparo do sistema elétrico e a restauração do fornecimento de energia elétrica no menor tempo possível, melhorando a confiabilidade, a disponibilidade e a eficiência econômica da rede, três características tão buscadas pelos agentes de transmissão de energia elétrica, alicerçando o tão buscado crescimento econômico do país.

1.2 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA

As linhas de transmissão aéreas são a parte mais suscetível à ocorrência de defeitos em um sistema de energia elétrica, sendo acometidas por 80 a 90% das faltas (TLEIS, 2008), pelo fato de se estenderem sobre áreas de terrenos e climas distintos, que fogem à vigilância e proteção de seus detentores, ao contrário, por exemplo, de geradores e transformadores, por serem de dimensões muito menores. Elas ficam expostas a toda sorte de risco, além de se estenderem por até milhares de quilômetros para, mais comumente, conduzirem a energia elétrica das subestações das unidades geradoras até as subestações distribuidoras. Ademais, as extensões das LTs têm aumentado anualmente, como apresenta a Figura 1.3, dada a necessidade e acréscimo do número de usinas geradoras, Tabela 1.1, e também pelo fato de o

² Localizador de faltas em inglês.

sistema está se interligando, tanto nacionalmente quanto internacionalmente, com alguns países da América do Sul. Dessa forma, a tendência é que, ao longo do tempo, os sistemas isolados gradualmente sejam integrados ao Sistema Interligado Nacional (SIN), a exemplo do que tem ocorrido com as demais regiões do país. Este movimento contribui para a redução dos custos da cota de consumo de combustível e é proporcionado pela concessão, construção e operação de novas linhas de transmissão.

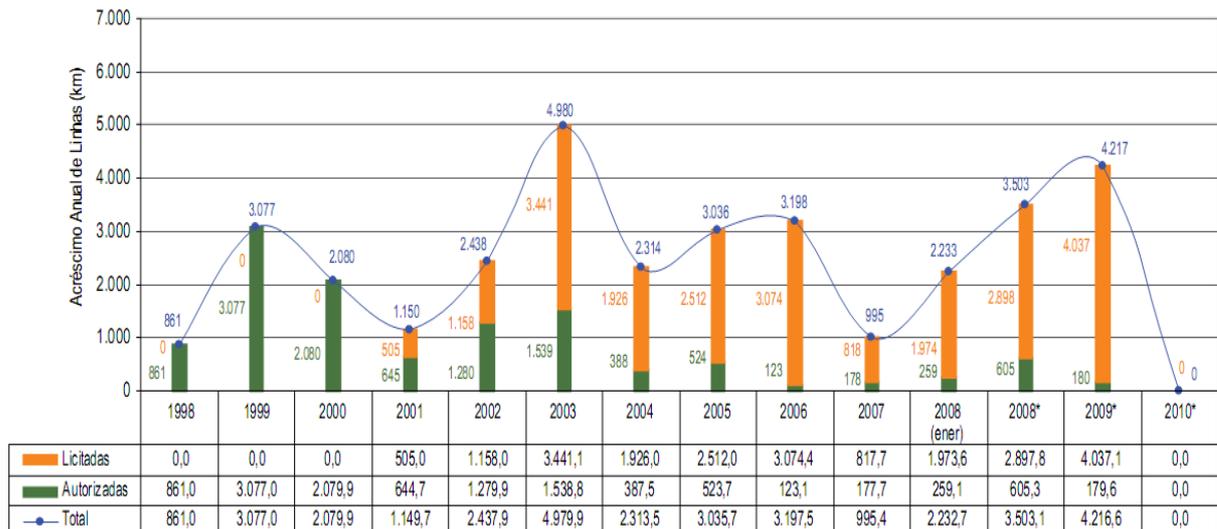


Figura 1.3 – Expansão da rede básica de transmissão [Atlas da ANEEL, 3ª edição]

Tabela 1.1 – Acréscimo anual da geração de elétrica no Brasil [Ibid.]

Acréscimo anual da geração (em MW)	
1999	2.840,3
2000	4.264,2
2001	2.506,0
2002	4.638,4
2003	3.998,0
2004	4.234,6
2005	2.425,2
2006	3.935,5
2007	4.028,0
2008	860,5*

Em junho de 2008 a ANEEL³ leiloou a concessão para construção da linha Tucuruí-Manaus-Macapá, com 1.829 quilômetros de extensão, a ser construída dentro da Floresta Amazônica. O empreendimento permitirá o suprimento de energia elétrica a diversos municípios do estado do Pará, do Amapá e do Amazonas, e possibilitará a interligação de diversas regiões isoladas ao SIN.

³ Agência Nacional de Energia Elétrica - reguladora e fiscalizadora da geração, transmissão, distribuição e comercialização da energia elétrica.

* Até agosto de 2008.

Acerca dos riscos aos quais estão submetidas essas vastas e extensas LTs, destacam-se: a menor confiabilidade, dada a grande quantidade de componentes que as integram e a disposição serial das mesmas; intempéries; descargas atmosféricas diretas ou indiretas; ventos; desmoronamentos; poluição industrial; animais; umidade; salinidade; queimadas; temperatura; árvores; atos de vandalismos; entre outros fatores responsáveis por contingências, provenientes de condições isoladas ou combinadas (KINDERMANN, 1997).

Em Tleis (2008, p. 31) diz-se que em meio à maioria das faltas provocadas por curtos-circuitos em um Sistema Elétrico de Potência (SEP) no Reino Unido, 80 a 90% delas tendem a ocorrer em LTs aéreas. Já uma das referências em estudos acerca de sistemas de proteção no Brasil (KINDERMANN, 1997) também divulga esse elevado acometimento, no qual 89% das faltas nos SEPs ocorrem em linhas de transmissão, Tabela 1.2, das quais mais da metade, aproximadamente 63%, são caracterizadas como monofásicas, consoante apresenta a Tabela 1.3.

Tabela 1.2 – Quantitativo de faltas por setores de um SEP [KINDERMANN, 1997]

Setor do sistema elétrico	Curto-circuito
Geração	6%
Subestação	5%
Transmissão	89%

Tabela 1.3 – Ocorrência dos tipos de curtos-circuitos nos SEPs [Ibid.; TLEIS, 2008]

Tipos de curto-circuito	Percentual de ocorrência	
	KINDERMANN, 1997	TLEIS, 2008
Trifásico	6	5
Bifásico	15	25
Bifásico-Terra	16	3
Monofásico-Terra	63	67

Há basicamente dois tipos de faltas, ambos caracterizados no tocante ao tempo de permanência das mesmas: as faltas chamadas sustentadas ou permanentes caracterizam-se por problemas graves nas linhas, como a queda de cabos, quebra de cadeias de isoladores ou até mesmo a queda de uma torre, e somente podem ser eliminados com intervenção das equipes de manutenção, não permitindo o religamento até que isso ocorra; e as faltas ditas transitórias, temporárias ou fortuitas, que “desaparecem” quando a linha é desligada automaticamente, são devidas principalmente às descargas atmosféricas e arco elétrico por falhas temporárias de

isolação no isolador ou por curtos-circuitos provocados por árvores ou animais. Portanto, as faltas fortuitas têm no religamento a retomada da condição de pré-falta, porém o desaparecimento da contingência torna o defeito muito mais difícil de ser localizado e passível de haver reincidências. A Tabela 1.4 contempla as estatísticas das ocorrências desses dois tipos de falta nos SEPs.

Tabela 1.4 – Ocorrências monofásicas permanentes e temporárias nos SEPs [KINDERMANN, 1997]

Curto-circuito monofásico-terra	Ocorrência percentual
Temporário	96
Permanente	4

Um dos meios usados para a localização de faltas em LTs é o helicóptero. Como a velocidade com que um deles percorre uma linha em busca de um defeito é, em média 60 km/h, a localização do local na linha em estudo, a qual tem 328,7 quilômetros, poderia levar em média até 5 horas e 28 minutos, porém esta é uma técnica de localização física, visual, do local e uma avaria mínima poderia demandar muito mais tempo ou até mesmo nem ser encontrada (SAHA, 2010). Mesmo que localizada a falta, esse tempo seria extremamente elevado em um sistema elétrico de proteção para quem quer ter boa visibilidade na prestação de serviço, para quem almeja ganhar próximas concessões e prestações de serviços de transmissão e ainda para quem não quer arcar com gigantescos dispêndios econômicos em razão de multas do ONS, por deixar a energia inoperante para o sistema.

Do exposto, na atualidade é notória a necessidade de um localizador de faltas com grande acurácia, justo que cada vez mais é exigido aos sistemas elétricos ficar o menor tempo possível fora de operação, em virtude das inúmeras razões já apresentadas acima, as quais podem ser resumidas à impossibilidade de carência energética para a sociedade e para a economia atuais.

Além da benevolência de um localizador ao sistema elétrico pela realização de sua função principal, auxiliando na manutenção e reduzindo o tempo para se chegar ao local da contingência, especialmente quando o defeito na LT encontra-se em terreno de difícil acesso (até 60% do tempo de restabelecimento está na localização do ponto da falta), esse dispositivo também tem seu grau de importância secundário, pois eles podem detectar pontos com perda de isolamento e fugas de corrente em determinados locais da linha de transmissão, podem determinar zonas de maior suscetibilidade a descargas atmosféricas sobre a linha, possibilitando execução de uma proteção mais eficaz a essas áreas, e viabilizam a manutenção preventiva de equipamentos, dentre outras benignidades para o sistema elétrico.

Tomando-se os dados cerâmicos de descargas atmosféricas no Brasil, que estimam o número médio de descargas por quilômetro quadrado em um ano, são apresentadas as curvas isocerânicas – número médio de dias de trovoada por ano –, as quais são de elevados índices na região onde se encontra a LT da Eletrobrás-Eletronorte da subestação de Tucuruí até a de Vila do Conde, no estado do Pará, como se constata através da Figura 1.4.

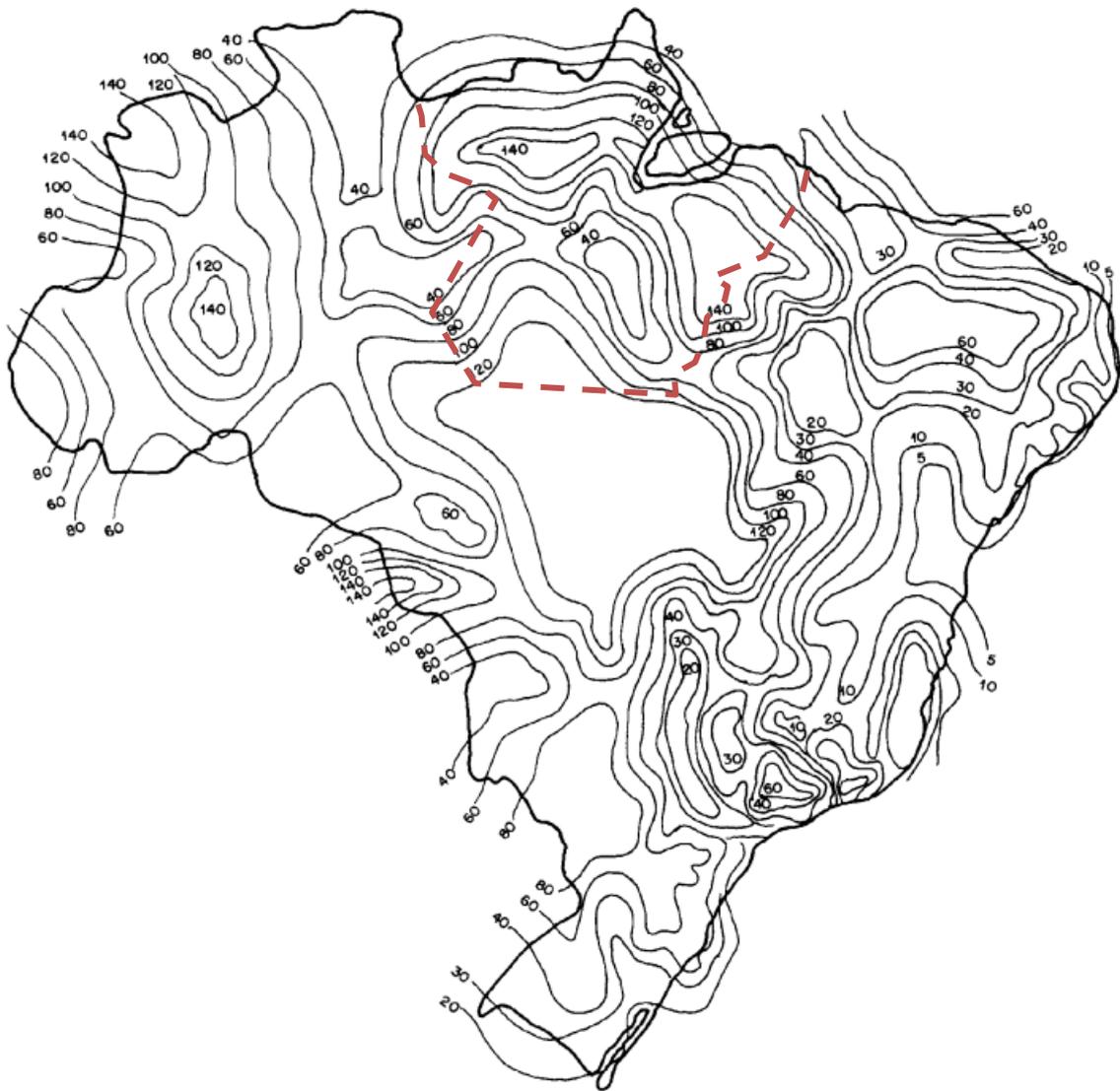


Figura 1.4 – Mapa de curvas isocerânicas brasileiras [ABNT NBR 5419, 2005 – adaptado]

Pode-se verificar contrapondo o mapa na Figura 1.5 com o mapa da Figura 1.4, que o local em que se encontra a linha de transmissão que será analisada nesse trabalho está sob a curva isocerânica de uns dos maiores índices isocerânicos brasileiros, de 100 a 140 dias de trovoadas por ano, calculando-se de acordo com a NBR 5419, em torno de 13 a 19 descargas por km^2/ano , mostrando a suscetibilidade dessa linha a esse tipo de intempérie e justificando mais uma vez o uso de localizadores de falta, os quais, como já dito, também podem realizar

como função secundária a detecção de regiões de maior incidência dessas contingências sobre uma LT.



Figura 1.5 – Local da linha de transmissão considerada no estudo [Fonte: site da Eletronorte]

Embora já sejam comercializados localizadores empregando ondas viajantes – sinais não-estacionários propagados a altas frequências – e o processamento *wavelet* obtendo precisões satisfatórias, os pesquisadores ainda não conseguem especificar qual seria a família *wavelet* e a ordem mais apropriada à correta detecção desses fenômenos transitórios. Algumas características presentes nos sinais elétricos são citadas e norteiam para certas *wavelets*-mães (TORRENCE & COMPO, 1998; LAI *et al.*, 2000; DOMINGUES *et al.*, 2003; ELHAFFAR, 2008; SANTOSO, 1994, 1996 *apud* POZZEBON, 2009; POZZEBON, 2009), dadas as suas características que podem cominar numa melhor análise, como: grau de suavidade (associado ao número de momentos e proporcional ao número de coeficientes dos filtros *wavelets*); orto, bi ou não-ortogonalidade; simetria ou assimetria; função real ou complexa; com ou sem suporte compacto; e etc. Mas nada ainda que possibilite deter-se a uma família e de ordem específica para um determinado tipo de sinal. Dessa forma, este trabalho fará uso de famílias *wavelets* discretas de diferentes ordens em um algoritmo de localização para determinar qual (ou quais) são as mais apropriadas à determinação mais precisa dos locais das faltas aplicadas a um sistema de potência simulado e que representa parte um SEP real da Eletronorte distribuído pelos estados do Pará e Maranhão.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem por objetivo principal verificar o desempenho de um localizador de faltas através de ondas viajantes frente a diversas famílias *wavelets* e suas ordens na

estimação de locais de defeitos em linhas de transmissão aéreas, minimizando o máximo possível o erro cometido. Ou seja, o trabalho vem otimizar a performance de um localizador pela escolha da *wavelet* mais adequada à Transformada *Wavelet* Discreta – implementada via Análise Multiresolução (AMR) – e, por conseguinte, às análises de sinais do sistema elétrico em estudo.

Para se chegar a esse fim, tornam-se objetivos também: apresentar o problema de localização de faltas com sinais de altas frequências, pela introdução da Teoria das ondas viajantes; modelar no ATP parte do sistema elétrico da Eletrobrás-Eletronorte abrangendo os estados do Pará e Maranhão, aplicando diversas contingências para obter sinais faltosos amostrados a 1 MHz necessários à validação do estudo de desempenho; apresentar as abordagens matemáticas, através da fundamentação da Transformada Modal de Clarke, e a teoria *wavelet* e a Transformada *Wavelet* via AMR no processamento das ondas viajantes obtidas do ATP a fim de estimar o ponto da falta; e finalmente, obter uma *Guide User Interface* (GUI) no MATLAB[®], uma IHM (Interface Homem-Máquina), para o localizador e para análise temporal e AMR dos sinais faltosos para futuras implementações práticas ou utilização da metodologia aqui proposta por pessoas menos habilidosas em face ao ambiente de programação do MATLAB.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esse trabalho constitui-se de sete capítulos, os quais estão resumidamente distribuídos da seguinte maneira:

O capítulo dois apresenta uma revisão geral a respeito da localização de faltas em linhas aéreas de transmissão de energia elétrica, abordando as mais diversas técnicas e metodologias de obtenção de localizadores. São destacadas as metodologias que se utilizam de sinais à frequência fundamental ou a altas frequências, as usuárias de dados estatísticos, as de processamento derivativo, as de processamento via filtros FIR, as de convolução e ainda as de processamento *wavelet* dos sinais. Além disso, são apresentadas técnicas com uso de sinais de um, dois e múltiplos terminais da LT, dentre outros métodos que vêm sendo pesquisados em busca de algoritmos cada vez mais eficientes. São descritos métodos publicados em congressos e trabalhos acadêmicos nacionais e internacionais, assim como métodos publicados em artigos do IEEE, buscado mostrar o estado da arte no que diz respeito à temática.

O capítulo três faz referência às Transformadas de Fourier, Gabor e *Wavelet*, buscando introduzir a teoria a respeito delas e mostrar a superioridade da Transformada *Wavelet* no

trato de sinais não-estacionários. Apresenta-se desde a forma contínua desta última até o banco de filtros *wavelets* e as funções do *toolbox Wavelet* do MATLAB usadas na implementação do algoritmo de localização.

O capítulo quatro contempla a apresentação dos dispositivos usados para a modelagem do sistema elétrico de potência no ATP, mostrando também as características dinâmicas dos sinais obtidos do mesmo ao serem variadas as condições das faltas aplicadas. Além disso, a seção introduz os transientes eletromagnéticos e a teoria das ondas viajantes a fim de estendê-la à análise de sinais no intuito de localizar faltas em LTs aéreas.

O capítulo cinco traz as etapas de simulação do modelo de SEP no ATP, mostrando como cada arquivo de falta do banco de dados foi conseguido. A seguir é apresentada a técnica de localização usada pelo algoritmo até a estimação dos locais de falta. Como a Transformada modal de Clarke é um ente indispensável ao localizador, ela também é abordada e enfatizada nesta seção;

O capítulo seis reporta detalhadamente os resultados obtidos com a pesquisa, enfatizando o resultado principal, e também analisando a influência das condições de falta sobre os erros cometidos e examinando os tempos médios de processamento em função das *wavelets*-mães. Ao final do capítulo, a IHM conseguida e suas funcionalidades também são apresentadas.

O capítulo sete mostra as conclusões proporcionadas pela dissertação e comenta as contribuições alcançadas, fazendo, ao final, sugestões para melhorias e trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 ACERCA DA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Este capítulo apresentará uma breve explanação a respeito das técnicas de localização de faltas, desde as mais antigas, valendo-se de sinais a baixas frequências, até as mais modernas, que fazem uso de ondas viajantes (OVs), sinais a altas frequências.

Basicamente há três métodos de localização: os que se baseiam na impedância, na análise da falta ou nas ondas viajantes. Os dois primeiros têm baixa precisão, pela influência dos parâmetros da linha, pela impedância do ponto de falta à terra e pelo modo de operação do sistema. Já o terceiro tem grande precisão e por isso tem sido largamente utilizado na atualidade, porém este é influenciado principalmente pela velocidade da onda, pelo comprimento da linha e pelo tempo de chegada das frentes de onda aos terminais da linha de transmissão.

No universo científico há diversas classificações para essas técnicas, como por exemplo: quanto ao número de terminais da linha dos quais são extraídos os sinais elétricos, quanto ao emprego de sinais a altas e/ou baixas frequências, quanto ao uso de sinais pré, sob e pós-faltas, quanto ao tipo de sinal elétrico usado (tensão ou corrente ou ambos), quanto à técnica de processamento de sinais utilizada, quanto ao uso dos sinais no domínio da frequência ou temporal, quanto ao tipo de linhas de transmissão modeladas nos simuladores para obtenção das contingências (a parâmetros distribuídos ou concentrados, dependentes ou não da frequência), entre outras técnicas estudadas e utilizadas para estimação do ponto de ocorrência de uma falta em linhas de transmissão (LTs). A classificação quanto ao espectro de frequência contido nos sinais é a mais comumente encontrada, havendo uma subclassificação da mesma quanto ao número de terminais dos quais são obtidos os dados.

A seguir estão alguns resumos de referências bibliográficas, apresentando algumas dessas classificações e subclassificações das técnicas de localização de faltas, procurando mostrar o estado da arte a respeito das pesquisas da comunidade científica em busca de localizadores com exatidão cada vez maior quanto possível para qualquer que seja o sistema elétrico de potência (SEP) usado e a condição faltosa que o acometa.

2.2 ABORDAGEM VIA DOMÍNIO TEMPORAL

Por causa da sua simplicidade no que diz respeito à abordagem de processamento, o uso da análise de sinais no domínio do tempo tem tido uma série de tentativas objetivando

estimar precisamente o ponto de localização de faltas. A seguir há um resumo dessas técnicas apresentadas em Elhaffar (2008).

2.2.1 Localização via análise estatística

O objetivo da extração da característica do sinal é representá-lo em termos de um conjunto de propriedades ou parâmetros. As medidas mais comuns em estatística são a média aritmética, o desvio padrão e a variância, e todos esses parâmetros calculam o valor sobre o qual estão centrados os dados.

Outro importante parâmetro no método de estimação estatística é o coeficiente de autocorrelação, que mede a correlação entre as amostras deslocadas de um único sinal, e que, quando aplicada a sinais distintos, fornece um método para medir a similaridade entre eles, a correlação cruzada. Tal conceito é similar ao anterior, onde N pares de amostras de duas variáveis x e y têm coeficiente de correlação dados por (2.1).

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (x_{k\Delta t + \tau} - \bar{x})(y_{k\Delta t} - \bar{y}) \quad (2.1)$$

Onde R_{xy} é a correlação cruzada entre os sinais x e y , n é o número de amostras e Δt é o intervalo de amostragem.

As amostras de x são passadas, deslizadas, em relação às de y e a área é calculada.

O atraso para o qual a máxima correlação é alcançada corresponde à periodicidade de ambos os sinais. Dessa teoria estatística, a correlação entre ondas viajantes de corrente propagadas em linhas de transmissão podem ser avaliadas usando a equação de correlação cruzada. Disto a similaridade entre essas formas de onda são comparadas e a função de correlação de saída tem picos. O índice temporal da função de correlação para o qual esta é máxima, Figura 2.1 (à direita), determina o ponto da falta a partir de (2.2).

$$FD = \frac{v \tau}{2} \quad (2.2)$$

Em que FD é a distância da falta ao terminal de referência, v é a velocidade de propagação do modo aéreo alfa; τ é o atraso temporal para o qual o valor da função de correlação é máximo.

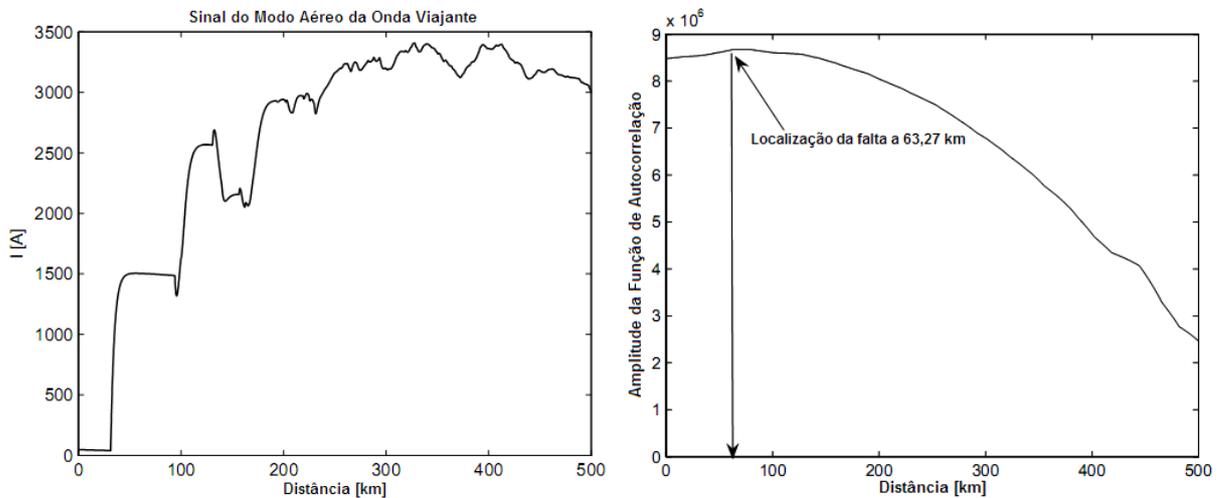


Figura 2.1 – Modo aéreo da OV da corrente elétrica (à esquerda) e sua função de autocorrelação [Ibid.]

Esse método tem sido muito utilizado em diversos esquemas de localização de faltas por ondas viajantes. As desvantagens da técnica residem no comprimento da janela e no problema de identificação de faltas remotas, sendo a maior delas a imprecisão na estimação do local da falta quando a resistência de falta é muito elevada. Além disso, no cruzamento entre sistemas simulados e reais os resultados são bons, mas há necessidade de contínuas calibrações quando da mudança na topologia da rede (MUSTAFA, 2003 *apud ibid.*).

2.2.2 Localização via derivada dos sinais

O uso da primeira derivada de sinais de tensão ou corrente tem sido aplicado desde muito tempo. Este tipo de filtragem é baseado numa janela de duas amostras para extração de mudanças abruptas em sinais monitorados. As primeiras diferenças das amostras de corrente, onde n é a n ésima amostra do sinal $I(n)$, são expressas por (2.3).

$$\Delta I_n = I_n - I_{n-1} \quad (2.3)$$

A diferenciação é conhecida como um clássico problema de difícil representação ou processo de instabilidade. Em sistemas que se realiza a diferenciação, pequenas mudanças no sinal de entrada levam a grandes diferenças no sinal de saída e precisão inadequada. Este filtro de seqüência é o mais simples de todos os filtros e usa um número mínimo de amostras. Todavia, a saída delas I' é sensível, mesmo a pequenas variações do sinal de onda viajante I , como apresentado na Figura 2.2.

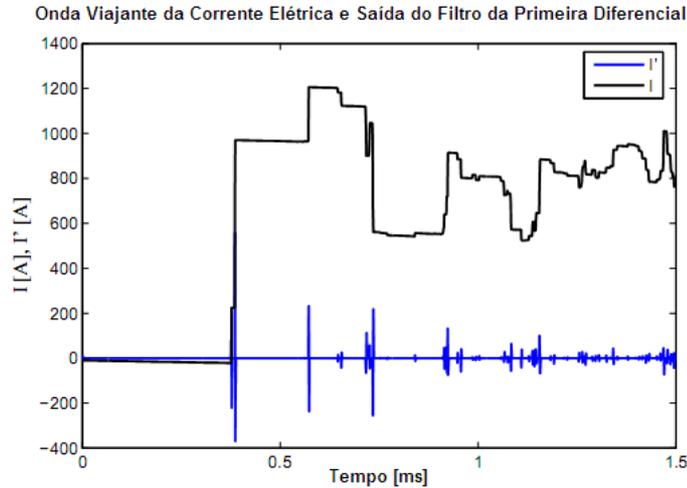


Figura 2.2 – OV da corrente elétrica I e sua saída filtrada pela primeira diferencial I' [ELHAFFAR, 2008]

A abordagem padrão para tais problemas mal-comportados é convertê-los em problemas bem-comportados, pela suavização dos dados de entrada. Alternativamente, um filtro de seqüência de três amostras, que é baseado na segunda diferenciação das amostras da onda viajante de corrente, é considerado. Um segundo filtro de diferenças, com janela de três amostras, em que n é o número de amostras, pode ser determinado por (2.6).

$$\Delta_n = I_n - I_{n-1} \quad (2.4)$$

$$\Delta_{n-1} = I_{n-1} - I_{n-2} \quad (2.5)$$

$$\Delta_n - \Delta_{n-1} = \Delta I_{n'} = I_n - 2I_{n-1} + I_{n-2} \quad (2.6)$$

Assim, um sistema $y = Hx$, com uma resposta impulsiva $h(n) = [1/2, 0, -1/2]$, aproxima a primeira derivada discreta. Por outro lado, um sistema $y = Gx$, com resposta impulsiva $g(n) = [1, -2, 1]$, aproxima a segunda derivada, a exemplo da figura 2.3.

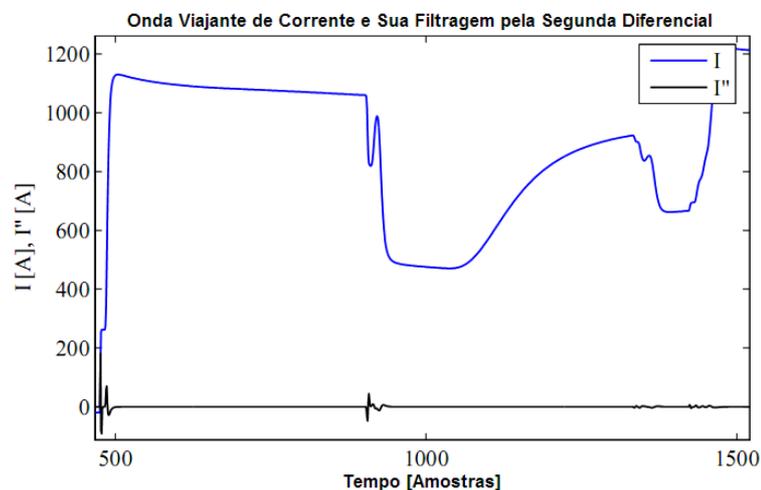


Figura 2.3 – OV da corrente elétrica I e sua saída filtrada pela segunda diferencial I'' [ELHAFFAR, 2008]

Nota-se que a segunda derivada detectou mudanças abruptas no sinal e produziu uma resposta zero em regiões do sinal linearmente inclinadas. A desvantagem desses filtros é que a presença de variações, mesmo uma quantidade muito pequena de ruído no sinal, pode levar a desenfreadas variações na derivada dele a qualquer instante. E, além disso, o sinal da onda viajante é atenuado para modelos de linhas de transmissão com parâmetros dependentes da frequência e para altas resistências de falta. Então, o sinal de saída é relativamente pequeno, como também pôde ser observado na Figura 2.3.

Esses filtros podem ser implementados em algoritmos de localizadores de falta e deve haver uma grande razão sinal-ruído (SNR). Isto significa que um melhor localizador tem uma resposta muito maior para regiões dentro de um sinal de onda viajante do que para ruído circundante (ELHAFFAR, 2008).

2.3 ABORDAGEM VIA DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

2.3.1 Localização através sinais à frequência fundamental

Essa técnica utiliza basicamente a aquisição de sinais de tensão e corrente de um ou ambos os extremos de uma linha de transmissão, propagados à frequência fundamental, isto é, 50 ou 60 Hz, para determinar a impedância aparente da LT sob a condição de falta. Esta impedância, função dos parâmetros da linha, é utilizada para determinação do local em que o curto-circuito ocorreu, baseado-se na impedância distribuída da linha em regime permanente.

Relés de distância eram bastante usados para esse tipo de localização, visto que eles medem diretamente uma impedância $R + jX$, até o ponto de falta. A reatância medida corresponderia à distância até o ponto de defeito, quando se tem uma falta com resistência nula. Contudo, essa resistência dificilmente é nula em casos práticos, fazendo com que a impedância se desloque de seu valor verdadeiro. Com isso, os relés de distância digitais são suscetíveis a erros na medição da exata impedância de falta e, por conseguinte, na estimação precisa do ponto do defeito. Ademais, tal estimação ainda é influenciada pelo fluxo de carga e pela corrente que flui para as outras fases da LT por meio da impedância mútua.

A seguir são apresentados alguns resumos de trabalhos da comunidade científica que fazem uso desta metodologia ou baseiam-se nela.

2.3.1.1 Localização pelo uso de sinais de um único terminal da LT

As técnicas que fazem uso de sinais de apenas um dos extremos da LT são chamadas “monoterminal”, um terminal, uma ponta ou ainda, do inglês, *single-end(ed)* e *one end(ed)*.

São técnicas menos dispendiosas por dispensarem muitos equipamentos do sistema de localização em relação as que utilizam duas ou mais pontas, porém são algoritmos geralmente mais complexos que os para estes últimos e, conseqüentemente, mais suscetíveis a grandes erros.

Takagi *et al.* (1981) apresentaram um sistema de localização de faltas para linhas de extra e ultra-alta tensão baseado em filtragem digital dos sinais de tensão e corrente de apenas um terminal e fundamentado na Transformada Discreta de Fourier (TDF), que é aplicada a fim de obter uma medida dos fasores desses sinais em regime permanente.

A técnica proposta considera a lei de superposição de sistemas lineares para separar o sistema sob falta (a) em dois sistemas, um pré-falta (b) e um sob falta isolada (c), como mostrados na Figura 2.4, simplificando consideravelmente os cálculos para obtenção da equação de localização.

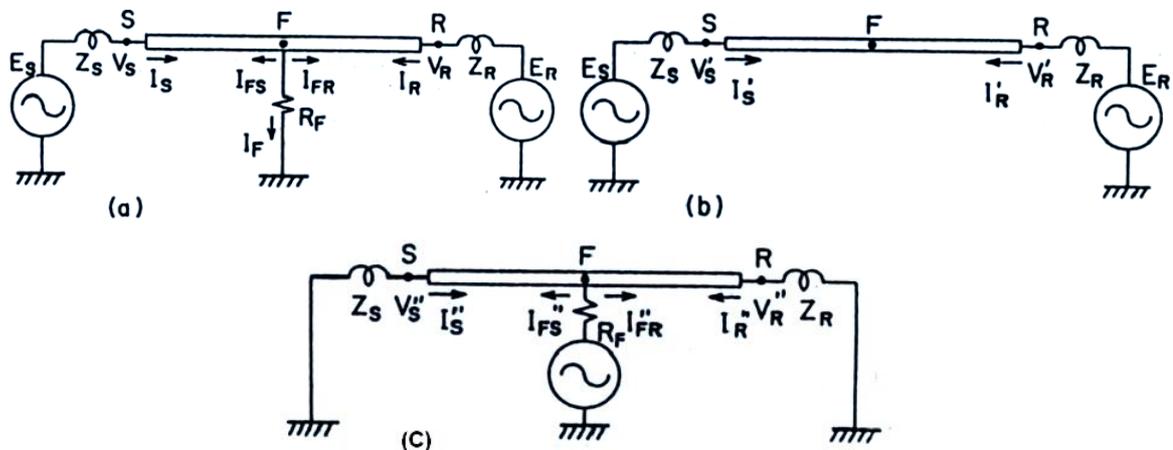


Figura 2.4 – Superposição de um sistema sob falta [Ibid.]

Aplicando-se a teoria de superposição a uma linha como a da Figura 2.4(a), obtém-se V_F no ponto da falta (2.7).

$$V_F = R_F I_F = -R_F (I''_{SF} + I''_{RF}) \quad (2.7)$$

Onde V_F e I''_{SF} são estimados por vetores medidos no terminal local e relacionados aos quadripólos $A(d)$, $B(d)$, $C(d)$ e $D(d)$ - (2.10) - representativos da LT como:

$$V_F = A(d)V_S - B(d)I_S \quad (2.8)$$

$$I''_{SF} = C(d)V''_S - D(d)I''_S \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned}
A(d) &= D(d) = \cosh(\lambda d) \\
B(d) &= Z_0 \cdot \sinh(\lambda d) \\
C(d) &= \sinh(\lambda d)
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Sendo λ e Z_0 a constante de propagação e a impedância característica da LT, respectivamente, e as demais grandezas consoante mostram as Figuras 2.4 (a) e 2.4 (c).

Definindo-se (2.11) e manipulando as equações acima, chega-se a (2.12), para qual, considerando a impedância da fonte puramente resistiva, a linha sem perdas e as impedâncias das fontes dos dois terminais como puramente indutivas, obtém-se a equação não-linear (2.13) de localização da distância d da falta ao terminal local.

$$K(d) \triangleq I''_{FR}/I''_{FS} \tag{2.11}$$

$$R_F\{1 + K(d)\} = -\frac{A(d)V_S - B(d)I_S}{C(d)V_S'' - D(d)I_S''} \tag{2.12}$$

$$Im \left[\frac{A(d)V_S - B(d)I_S}{C(d)V_S'' - D(d)I_S''} \right] \tag{2.13}$$

O método de Newton-Raphson foi usado como técnica de solução iterativa de (2.13), na qual $Im[\cdot]$ denota a parte imaginária da variável complexa.

Os autores avaliaram o método via simulações no ATP/EMTP e testes laboratoriais, constatando precisão imune à resistência de falta e insignificante a perdas na linha. Quanto ao efeito da carga sobre a acurácia, uma análise mais cuidadosa deve feita em razão da definição de $K(d)$. E quanto ao efeito da distorção da forma de onda, a estabilidade será garantida pela escolha adequada do filtro de pré-processamento dos sinais.

Os autores ainda estenderam (2.13) a uma linha trifásica, fazendo uso de uma transformação modal dos sinais das fases a fim de obterem circuitos desacoplados.

Continuando seus estudos, Takagi *et al.* (1982a) apresenta uma outra possível solução para o problema de localização de faltas fundamentando-se na Transformada de Laplace. Assim como no seu trabalho de 1981, este outro método também utiliza o princípio da superposição aplicado à análise do estado transitório de uma rede faltosa. A equação fundamental do localizador também é não-linear, podendo de novo ser solucionada iterativamente via método de Newton-Raphson.

Outra técnica de estimação de localização de faltas foi desenvolvida neste mesmo ano por Takagi *et al.* (1982b). Nesta a teoria de quadripólos somada à representação fasorial de tensão e corrente do terminal local de uma LT são usadas para determinação da reatância da linha defeituosa. Tal método direciona as equações do algoritmo de Takagi *et al.* (1981) para se chegar a (2.14).

$$V_S - I_S \cdot Z_0 \cdot \tanh(\lambda d) = R_F \cdot K \cdot \left(\frac{V_S'' \cdot \tanh(\lambda d)}{Z_0} - I_S'' \right) \quad (2.14)$$

Fazendo as quatro considerações a seguir em (2.14):

- $\tanh(\lambda d) = \lambda d$;
- $\frac{V_S'' \cdot \tanh(\lambda d)}{Z_0} \ll I_S''$;
- Novamente admitindo resistência de falta puramente resistiva; e
- Que não há diferença entre as fases das correntes de falta isoladas na linha.

Determina-se a distância de falta d , sem necessidade de métodos iterativos, através de (2.15), onde * denota o conjugado complexo da variável.

$$d = \frac{\text{Im}(V_S' \cdot I_S''^*)}{\text{Im}(Z_L \cdot I_S' \cdot I_S''^*)} \quad (2.15)$$

Lawrence & Waser (1988) propõem um modelo localização em que as quantidades desconhecidas são d , G_{falta} e V_R , sendo estas a distância do terminal local até a falta, a matriz de condutâncias de falta e a tensão no terminal remoto, respectivamente. As grandezas V_S e I_S são adquiridas pelo registrador de faltas nos períodos pré e sob falta. A equação abaixo expressa, em termos funcionais, o envolvimento de d , G_{falta} e V_R com as demais grandezas.

$$f(Z, Y_S, Y_R, Z_{eq}, V_S, I_S, V_R, G_{falta}, d, d^2) = 0 \quad (2.16)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace a (2.16) tem-se:

$$f(R + Ls, C_S s, C_R s, R_{eq} + L_{eq} s, V_S(s), I_S(s), V_R(s), G_{falta}, d, d^2) = 0 \quad (2.17)$$

A equação acima é não-linear em relação a d , contém somente dois termos desconhecidos e é indeterminada quando vista no domínio da frequência. Aplica-se a Transformada Z a (2.17) para s como definido em (2.18).

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T(1 + z^{-1})} \quad (2.18)$$

Dessa forma, para d e R_{falta} , o algoritmo de Lawrence & Waser é resolvido por (2.19) através de interações pelo método de Newton, com A sendo a matriz que contém os valores conhecidos.

$$[A] \cdot \begin{bmatrix} d \\ d^2 \\ R_{falta} \end{bmatrix} = [0] \quad (2.19)$$

Johns *et al.* (1995) apresentaram uma proposta de localização para faltas monofásicas resistivas à terra, utilizando um modelo de linha a parâmetros distribuídos. A proposta utiliza medições de tensão e corrente de falta de apenas um terminal da linha. Um dos objetivos é mostrar que a proposta é insensível às condições de operação da rede. O método utiliza uma avaliação e uma comparação sistemática das componentes superpostas de tensão e corrente no instante de pré e pós-falta, sendo a equação básica utilizada para a estimação do ponto da falta a expressa por (2.20).

$$Z_F = \frac{(E_F - V_S + I_S \cdot d \cdot Z_L) \cdot ((1 - d) \cdot Z_L + Z_R)}{V_S - I_S \cdot (Z_L + Z_R)} \quad (2.20)$$

$$E_F = -(V_S - d \cdot Z_L \cdot I_L) \quad (2.21)$$

Em que Z_F representa a impedância de falta, E_F é a tensão no ponto de falta, V_S e I_S são a tensão e a corrente da fonte no instante de pré-falta, d é o local falta e Z_L e Z_R são a impedância da linha e da carga, respectivamente.

Yibin *et al.* (1997) propuseram uma técnica de localização usando a Transformada *Wavelet* (TW). Este método faz uso das componentes de frequência fundamental dos sinais do sistema extraídas com auxílio da TW para assim localizar a falta. A técnica utiliza a Análise *Wavelet* Multiresolução, porém os autores dizem que os sinais são representados por menos de duas amostras/ciclo, o que pode ser considerado insatisfatório para representar o sinal de falta em algumas situações e assim dificultar a localização do ponto de falta.

Kang *et al.* (2009) propõem um algoritmo de localização de faltas para linhas de transmissão paralelas sem transposição baseado na análise de circuitos trifásicos, usando somente as tensões e as correntes de fase do terminal local da LT e comparam os resultados

com algoritmos utilizadores das componentes simétricas (ditos convencionais). Essa proposta usa a equação de tensão da fase faltosa da linha faltosa, equação que contém a distância, a resistência e a corrente de falta. Para obter a corrente de falta, a lei de Kirchhoff das tensões é aplicada aos laços das três fases, consistindo da linha faltosa e das linhas paralelas adjacentes. Inserindo a corrente de falta, que pode ser representada em termos da distância de falta, dentro da equação de tensão, resulta uma equação contendo somente os parâmetros distância e resistência de falta. Assim a distância de falta é estimada pela resolução dessa equação.

A validação do método foi feita utilizando sinais faltosos amostrados a 7,76 kHz oriundos do ATP com linhas de transmissão paralelas a 765 kV e diferentes locais de falta e ângulos de incidência. As saídas foram filtradas utilizando um filtro Butterworth de segunda ordem passa-baixa com frequência de corte 300 Hz.

Para os autores os resultados dos testes indicam que o algoritmo estima com exatidão o local da falta, independentemente das condições e resistência da mesma, do efeito do acoplamento mútuo e da impedância da fonte. Ele também é capaz de localizar a falta mesmo quando as duas linhas estão operando.

2.3.1.2 Localização pelo uso de sinais de múltiplos terminais da LT

Johns & Jamali (1990) detêm uma técnica de localização de faltas para linhas de transmissão, envolvendo o monitoramento e filtragem das ondas de tensão e corrente medidas em ambos os terminais da linha, de maneira a produzir uma medida desses fasores na frequência fundamental do sistema em regime permanente. Os autores usaram como equação de avaliação da distância de falta (2.22).

$$d = \frac{\operatorname{arctanh}(-B/A)}{\gamma} \quad (2.22)$$

Para a qual são definidas (2.23) e (2.24).

$$A = I_R \cosh(\gamma L) Z_0 - V_R \sinh(\gamma L) + Z_0 I_S \quad (2.23)$$

$$B = -V_R \cosh(\gamma L) - Z_0 V_R \sinh(\gamma L) - V_S \quad (2.24)$$

Em que Z_0 representa a impedância característica da linha, V_R e I_R a tensão e a corrente na barra remota, V_S e I_S a tensão e a corrente da fonte no instante de pré-falta, d a distância da falta, γ a constante de propagação da linha e L o comprimento desta.

Os autores concluem que a localização das faltas pelo método deles é independente da resistência de falta e não exige conhecimento da impedância da fonte, além de enfatizarem o algoritmo também ter sido testado para linhas não transpostas.

Girgis *et al.* (1992) apresenta um método computacional para a localização de faltas usando dois e três terminais de LTs de alta tensão. O método é baseado nos dados de tensão e corrente dos terminais das linhas e é utilizado em modo *on-line*, após a operação dos relés, ou em modo *off-line*, a partir dos dados registrados nos terminais. O sistema analisado é mostrado na Figura 2.5, podendo a falta ser aplicada a qualquer um dos ramos.

Uma vez que os dados dos três terminais estejam sincronizados, o cálculo da distância de falta é realizado com base nas equações das tensões trifásicas nos terminais da linha, como mostradas nas expressões em (2.25), com todas as variáveis dessas equações podendo ser identificadas por meio da Figura 2.5.

$$\begin{aligned}
 V_{abc1} &= VF_{abc} + DZ_{abc1}I_{abc1} \\
 V_{abc2} &= VF_{abc} + L_2Z_{abc2}I_{abc2} + (L_1 - D)Z_{abc1}(I_{abc2} + I_{abc3}) \\
 V_{abc3} &= VF_{abc} + L_3Z_{abc3}I_{abc3} + (L_1 - D)Z_{abc1}(I_{abc2} + I_{abc3})
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

Desenvolvendo as expressões mostradas em (2.25), chega-se ao valor da distância de falta D .

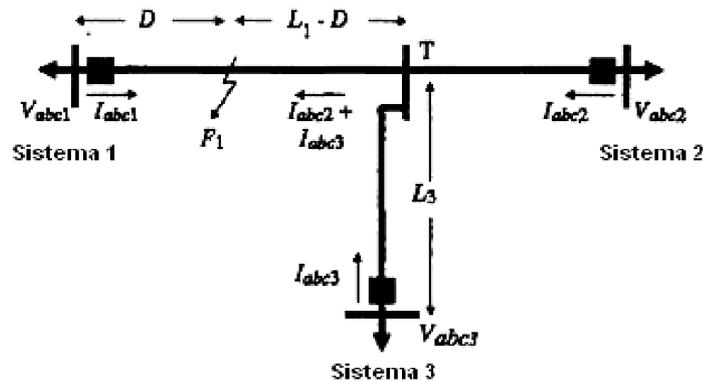


Figura 2.5 – Sistema elétrico estudado [Ibid.]

Para medidas não-sincronizadas, o artigo em questão também apresenta um método de redução do erro causado pela assincronização dos dados. A técnica foi testada por meio de simulações no EMTP e os resultados mostraram a eficácia do método. Os maiores erros foram encontrados quando os dados não eram sincronizados, atingindo o patamar de 2%. Por outro lado, com medidas sincronizadas, os erros foram em média 0,5%.

Neste mesmo ano Girgis & Fallon (1992) desenvolveram duas técnicas de localização de faltas: uma baseada no conceito de impedância aparente, a partir de dados de apenas um terminal, e a outra usando fasores trifásicos de tensão e corrente obtidos de ambas as pontas da LT, sendo esses dados obtidos por registradores digitais de faltas. Ambas as técnicas foram testadas utilizando registradores de faltas, porém a primeira em uma linha de 69 kV, enquanto a segunda numa de 115 kV.

Segundo os autores, as imprecisões constatadas nas técnicas são devidas aos parâmetros e ao comprimento da LT, assim como da carga aplicada ao sistema elétrico.

2.3.2 Localização pelo uso de sinais a altas frequências

Já esta técnica utiliza sinais a altas frequências propagados através da LT, ondas viajantes, isto é, ondas geradas por transitórios advindos de modificações bruscas nos parâmetros da linha. Elas são um desafio aos métodos matemáticos tradicionais e modernos, pois além do desafio de separá-las dos ruídos, também é preciso obtê-las dos sistemas a altíssimas taxas amostrais. Tais ondas propagam-se a velocidades próximas a da luz, sendo suas magnitudes determináveis a partir da capacitância e da indutância da linha em questão.

Os algoritmos implementados usando sinais a altas frequências são fundamentados na teoria de ondas viajantes em linhas de transmissão e baseiam-se em equacionamentos envolvendo, geralmente, a determinação dos instantes de reflexão destas ondas nos terminais da linha (BEWLEY, 1963) e o valor da velocidade de propagação, através dos princípios da cinemática clássica ou de alguma variante disso.

A seguir estão algumas técnicas de processamento de sinais utilizadas na aplicação de OV's para localização de faltas em LT's aéreas.

2.3.2.1 Técnicas monoterminais (*single end*)

Este método compara o tempo de chegada dos sinais transientes incidente e refletido em uma única ponta da LT. Dessa forma ele tem por vantagem a implementação mais econômica, já que aquisita sinais de um único terminal da linha e dispensa sistemas de comunicação e sincronização por GPS. Todavia, esse método quando aplicado a sistemas malhados tem muitas desvantagens, dadas as múltiplas reflexões de discontinuidades de diferentes impedâncias, como as das barras e as dos transformadores, que chegam ao ponto de medição de múltiplos caminhos. Essas múltiplas trajetórias de reflexão impõem muitas dificuldades à identificação das reflexões principais e obtenção da parametrização temporal, tal qual t_1 e t_2 na Figura 2.6, para a localização da falta.

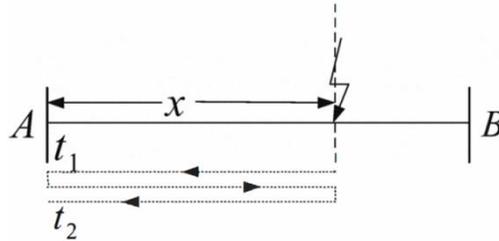


Figura 2.6 – Esquema de localização por um terminal via ondas viajantes [ZHIHUA, 2009]

Vitins (1978) apresenta um método de proteção de distância para linhas de transmissão baseado nas equações da onda da linha. Neste método, a localização da falta é considerada como um problema de determinação do tempo de viagem das ondas entre o terminal local e o ponto de falta. O tempo de viagem é extraído das formas de ondas fundamentais de tensão e corrente, na presença de transitórios superpostos, por meio de uma técnica de correlação. Segundo Vitins o método foi testado via simulações numéricas e dados experimentais, apresentando resultados satisfatórios.

Crossley & McLaren (1983) proporcionam um método de localização de faltas baseado na determinação dos intervalos de tempo usando o princípio de ondas viajantes. A localização é fundamentada no intervalo de tempo entre a chegada da primeira onda incidente ao relé do terminal local e a chegada da primeira reflexão da onda refletida no ponto de defeito ao mesmo terminal. Logicamente que isto depende do ponto de ocorrência da falta na linha de transmissão. A onda refletida é reconhecida através da correlação cruzada do sinal refletido contra o sinal inicial armazenado. A máxima saída da função de correlação cruzada ocorre quando o atraso da seção do sinal inicial corresponde a duas vezes a distância para a falta. De acordo com os autores, a precisão do método depende de fatores externos como resistência e ângulo de incidência da falta.

Ancell & Pahalawaththa (1994) apresentaram um localizador de faltas baseado em métodos de estimação de verossimilhança em comparação com os métodos já desenvolvidos de correlação convencional. A performance dos métodos de máxima verossimilhança dos tempos de chegada das ondas refletidas e a de correlação são comparadas a transitórios em uma linha de transmissão sem perdas. Os autores verificaram um melhor desempenho do método de verossimilhança em relação aos métodos convencionais e ainda constataram que, assim como os métodos de correlação convencionais já desenvolvidos, o método de verossimilhança apresenta erros para faltas com ângulos de incidência nulos.

Tabela 2.1 – Localização pelos métodos de verossimilhança e convencional para falta FT de ângulo 90°

	Falta (km)	Máx. Ver. (km)	Correlação (km)
Modo 2	140	141,1	158,9
Modo 3	140	141,1	161,9

Magnago & Abur (2000) mostraram um melhoramento do método proposto por eles em 1998, baseado na teoria de ondas viajantes e no uso da Transformada *Wavelet* para fornecimento do tempo entre reflexões para estimação do local da falta. O novo método utiliza o registro das faltas em apenas um dos terminais da linha e faz uso da diferença entre os tempos do modo terra e do modo aéreo, obtidos a partir de detalhes *wavelets*, para determinar a localização de faltas aterradas na primeira ou na segunda metade da linha aérea de transmissão.

Segundo os autores, nesse outro método a precisão do algoritmo não é afetada pela impedância da falta, acoplamento mútuo, compensação série e transitórios representativos de eventos que não são considerados faltas na linha de transmissão, entretanto ela é afetada pela taxa de amostragem utilizada para os sinais.

Outro método utilizando a Transformada *Wavelet* para localização de faltas é mostrado em Silveira *et al.* (2001), no qual os coeficientes *wavelets* de detalhes são calculados a partir dos sinais de tensões e correntes normalizados. Os coeficientes são desacoplados, dado o pré-processamento dos sinais utilizando uma matriz de pesos modais, obtendo-se como saídas os correspondentes modos aéreos e o modo terra. Estas saídas são comparadas a limiares apropriados, detectando-se, em caso de falta, a primeira e a segunda frente de ondas com seus devidos instantes de ocorrência. Para o autor, este método apresentou maiores erros de localização de faltas para defeitos próximos ao terminal de registro dos sinais da linha, cerca de 2,8%.

Makmimg *et al.* (2002) apresentam um novo método de diagnóstico de faltas em sistemas de transmissão também usando a Transformada *Wavelet*. Tal método utiliza os sinais de corrente das três fases, os quais são transformados em suas componentes sequenciais. Essas componentes são decompostas através da TW e, através dos coeficientes originados da componente de seqüência positiva, torna-se possível extrair o intervalo de tempo entre duas frentes de onda de modo aéreo.

Uma vez encontrado o intervalo de tempo, a distância da falta é obtida por meio de (2.26), para a qual: L é o comprimento da LT, v é a velocidade de propagação do modo aéreo usado e $t_2 - t_1$ é o intervalo de tempo entre duas reflexões das OVs.

$$d = \frac{L - v \cdot (t_2 - t_1)}{2} \quad (2.26)$$

A Figura 2.7 ilustra o algoritmo utilizado por esta abordagem, assim como outras funções realizadas pelo localizador proposto.

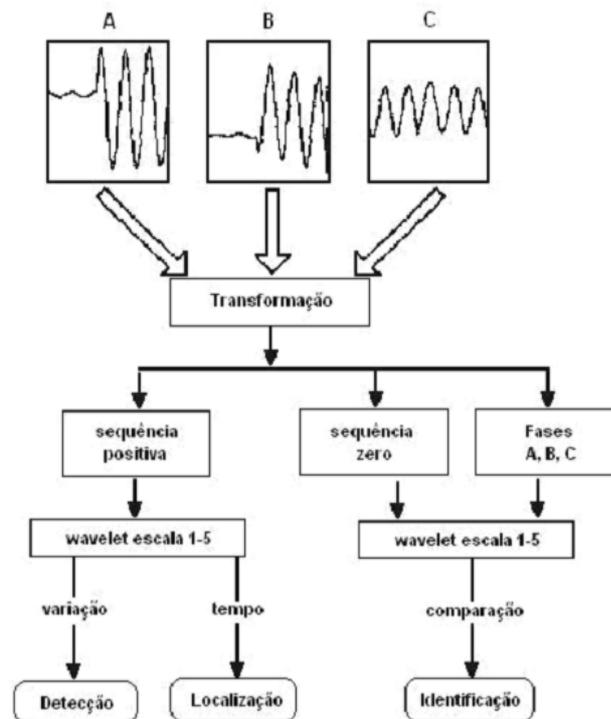


Figura 2.7 – Algoritmo para a localização de faltas

A metodologia foi avaliada através de simulações computacionais e os erros registrados se mantiveram na faixa de 0,1 a 1,9%, segundo os autores.

Segundo Medeiros Júnior *et al.* (2005) a simples inspeção de um sinal elétrico não é suficiente para reconhecer o tipo de fenômeno registrado no sistema, necessitando-se recorrer às técnicas de processamento de sinais. Para isso a Transformada *Wavelet* constitui-se uma ferramenta matemática bastante eficaz na análise de formas de ondas fenômenos pós-distúrbios em redes de energia.

No artigo deles a Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) e as Redes Neurais (RNAs) são associadas para se obter um procedimento que caracterize distúrbios responsáveis pela perda da qualidade da energia elétrica. Através da decomposição *wavelet* de sinais com e sem distúrbio, foi possível definir descritores que permitiram chegar a um padrão característico para as principais perturbações presentes nas ondas de tensão obtidas de simulações de um subsistema da CHESF modelado no ATP/EMTP. Tornou-se possível classificar o tipo de distúrbio presente a partir de indicadores definidos através do processo *lifting*.

Foram analisados curtos-circuitos fase-terra e trifásicos, distorções harmônicas e afundamentos de tensão na fase A, sendo tais sinais decompostos em diferentes níveis de resolução e, a seguir, calculada a energia contida em cada nível fundamentando-se no Teorema de Parseval (2.27).

$$\sum_{n=1}^N |f(n)|^2 = \sum_{n=1}^N |a_j(n)|^2 + \sum_{j=1}^J \sum_{n=1}^N |d_j(n)|^2 \quad (2.27)$$

O mesmo foi feito para sinais simulados sem distúrbios (sinais de referência). A seguir fez-se uma comparação entre a energia concentrada em cada um dos níveis de resolução do sinal de defeito e do sinal de referência, conforme (2.28).

$$dp(j)(\%) = \left[\frac{en_dis(j) - en_ref(j)}{max(en_ref)} \right] \cdot 100 \quad (2.28)$$

A experiência obtida com a simulação de várias redes mostra que cada tipo de distúrbio apresenta características que podem ser utilizadas para identificá-lo. Entretanto, essas características nem sempre podem ser reconhecidas através de inspeção visual, mesmo pela observação dos níveis de decomposição do sinal. Um procedimento de classificação mais rígido fez-se necessário e usaram-se RNAs do tipo *Perceptron* de Múltiplas Camadas com 30 descritores e 4 classes. Dessa metodologia conseguiu-se um classificador com até 88% de acertos do padrão característico, porém ainda insatisfatório para o objetivado, aproximadamente 100%.

2.3.2.2 Técnicas Multiterminais (*multi-ends*)

Estes métodos, também referenciados como “biterminal”, dois terminais, *double-end(ed)* ou *two end(ed)*; três terminais, três pontas ou *three end(ed)*; ou ainda multiterminal, *multi end(ed)* ou *multi-ends*, compara o tempo de chegada dos sinais transientes inicial e refletidos em duas ou mais ponta da LT e utiliza essa parametrização temporal para estimar o local onde ocorreu a falta. Para isso há a necessidade de monitoração constante em dois ou mais terminais da LT (quantos forem necessários ao algoritmo desenvolvido), o que implica em maior dispêndio para implementação do sistema de localização. Nota-se a maior parte das pesquisas concentradas nos métodos de duas ou três pontas.

Uma das problemáticas dessas abordagens reside no fato de que, dependendo da atenuação em cada ramo da LT, o método de identificação do ramo faltoso pode falhar. Em outras palavras, o sinal pode chegar com menor intensidade no terminal do ramo sob falta do

que em outros terminais, principalmente em função dos comprimentos de cada ramo da LT, acarretando em imprecisão na estimação do local da falta.

Em um dos primeiros estudos envolvendo *wavelets* como ferramenta para localização de faltas, Magnago & Abur (1998) publicaram um método que utiliza a teoria das ondas viajantes objetivando determinar a localização de faltas. A TW é aplicada à análise dos sinais modais dos transitórios eletromagnéticos para indicar o intervalo de tempo que uma OV leva para percorrer a distância entre o ponto de falta e o terminal. São usados os coeficientes de detalhes de nível 1 e 2 dos sinais dos modos terra e aéreo alfa. Os coeficientes do modo terra são usados para detecção de faltas envolvendo a terra, enquanto o modo 1 é utilizado para determinação dos intervalos de reflexão das ondas viajantes nos terminais da LT.

Caso seja possível obter dados sincronizados (via GPS) de ambas as pontas da LT de comprimento L , a distância de falta é determinada por (2.29).

$$d = (L - v_m t_d)/2 \quad (2.29)$$

Por outro lado, se os dados são obtidos de apenas um terminal, é necessário diferenciar as faltas que são ou não são à terra. Para as primeiras, lança-se mão de (2.30).

$$d = v_m t_d/2 \quad (2.30)$$

Se a falta envolve a terra e acontece na primeira metade da LT, (2.30) é válida. Todavia, se tal tipo de falta ocorrer na segunda metade, (2.31) deve ser considerada, na qual τ é o tempo que a onda leva para percorrer toda a extensão da linha de transmissão.

$$d = v_m(2\tau - t_d)/2 \quad (2.31)$$

Através dos coeficientes *wavelets* é determinado automaticamente se a falta envolve ou não o terra, bem como se a mesma está na primeira ou na segunda metade da linha, conforme ilustra o fluxograma da Figura 2.8.

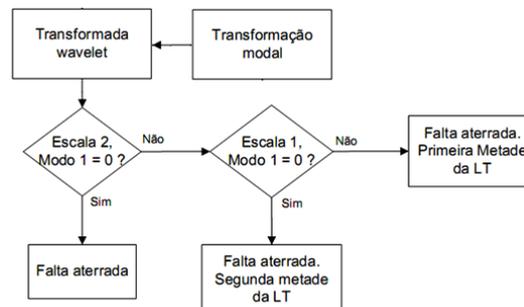


Figura 2.8 – Algoritmo de localização de faltas

Os resultados obtidos pela aplicação do método usando sinais simulados são considerados razoáveis para todas as situações discutidas, tendo erro máximo de 1,3 %. Ainda, segundo os autores, a técnica proposta tem sua precisão proporcional à taxa de amostragem dos sinais e pode ser aplicada a LTs com compensação série.

Procedendo do esquema de localização por uma ponta desenvolvido por Crossley & McLaren (1983), Shehab-Eldin & McLaren (1988) analisaram, através de uma função de correlação composta, o problema de distinção entre as ondas refletidas no ponto da falta e as ondas refletidas no terminal remoto de uma LT. A análise consiste na correlação de uma janela de dados curta e uma janela de dados longa para reconhecer as reflexões do ponto de falta e distingui-las de outras reflexões provenientes do terminal remoto, assim como para aumentar a amplitude da correlação cruzada, e ainda para examinar o comprimento da janela de dados como influência na detecção da onda refletida. Um fator de correção é usado para compensar a queda do nível do sinal em relação ao ângulo de incidência de falta, fazendo com que seja dependente somente da distância do defeito e independente da resistência de falta.

Partindo-se da solução das equações para LTs monofásicas sem perdas, (2.32) e (2.33), são derivadas (2.34) e (2.35), para as quais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ são ondas viajantes dos relés *backward* e *forward*, respectivamente, as quais somadas aos sinais incrementais contêm toda a informação de localização, tipo e direção da falta. Além disso, quando as frentes de onda contidas nestes sinais são refletidas em uma descontinuidade, as ondas refletidas contêm informações que descrevem a natureza desta descontinuidade.

$$V(x, t) = f_1(x - ut) + f_2(x + ut) \quad (2.32)$$

$$I(x, t) = \frac{1}{Z_0} [f_1(x - ut) + f_2(x + ut)] \quad (2.33)$$

$$2f_2 = V(t) - Z_0 I(t) = s_1(t) \quad (2.34)$$

$$2f_1 = V(t) + Z_0 I(t) = s_2(t) \quad (2.35)$$

Os autores também propõem o uso de uma matriz de transformação modal, em (2.36), para desacoplar os sinais das fases da linha nos seus respectivos modos de propagação, posto que os sinais das fases da linha de transmissão, que contém as informações das OV's, são uma mistura de diversos modos de propagação. Esses modos possuem diferentes velocidades e atenuações, causando dispersão das frentes de onda e mudando a sua forma, fazendo com que seja diminuída a habilidade do processo de correlação no reconhecimento de uma frente de onda refletida.

$$S^{-1} = Q^{-1} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 3/2 & 0 & -3/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Nesse método, uma parte do sinal de OV $s_2(t)$, que contém a forma completa da frente de onda *forward*, é armazenada para servir de referência e é correlacionada com partes sucessivas do sinal de onda viajante $s_2(t)$ *backward*. O tamanho do intervalo de tempo de armazenamento do sinal de referência interfere na habilidade de distinguir entre sinais refletidos em diferentes descontinuidades da LT e na operação, devido ao esquema de localização de faltas.

A função de correlação de saída é extremamente afetada, em termos de magnitude e forma, pela duração de armazenamento do sinal de referência, provocando a criação de uma correlação de referência composta, a qual inclui tanto uma referência de curta quanto uma referência de longa duração.

Os autores estudaram duas configurações de sistemas: um sistema radial, com linhas duplas e fontes em ambos os lados, e um sistema em anel, com fontes em várias barras. No estudo utilizou-se a frequência amostral de 14,25 kHz e os tempos de armazenamento do sinal de referência foram de $L/4u$ e L/u , onde L é o comprimento da linha em km e u é a velocidade da OV sobre a linha em km/ms.

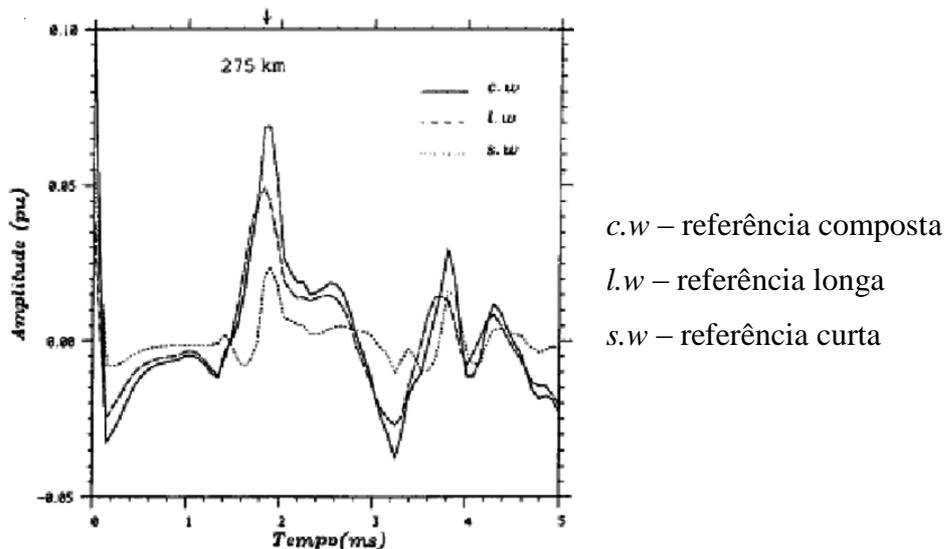


Figura 2.9 – Correlação de saída para uma falta monofásica com ângulo 90° a 280km

A Figura 2.9 mostra o resultado do esquema de localização de faltas para correlação de referências compostas, de curta e de longa duração para uma falta monofásica a 280 km do ponto de medição com ângulo de incidência de 90° . Neste caso, o esquema de localização apresentou um erro de 1,67%, aproximadamente.

Lee & Mousa (1996) descrevem a operação prática de um sistema de localização baseado em ondas viajantes de dois terminais e de um sistema de sincronização de dados baseado em GPS. Os autores utilizaram nos seus estudos um sistema de 500 kV da British Columbia Hydro. Segundo eles o método apresenta boa precisão de localização na maioria dos casos estudados, excetuando-se casos em que há descargas atmosféricas nas LTs, quando sucedem algumas anomalias nos resultados.

Bo *et al.* (1997) descreveram uma técnica de localização de faltas em que um equipamento foi projetado especialmente para registro dos transitórios de falta e usado para extrair os sinais de tensão transitórios gerados por faltas em um sistema de transmissão ou distribuição. O tempo de viagem dos sinais de alta frequência é usado para determinar a posição da falta. Os autores afirmam que o algoritmo é insensível ao tipo, resistência e ângulo de incidência da falta e às configurações da fonte. Ademais, também é relatada a precisão da localização dependente da taxa de amostragem dos sinais.

Jian *et al.* (1998) apresentam uma metodologia de localização tomando por base a teoria das ondas viajantes e a Transformada *Wavelet* Contínua (TWC). O método trabalha com dados das duas pontas da LT para determinação de um fator η , de acordo com (2.37), em que v_c é a velocidade da luz.

$$\eta = \frac{|t_2 - t_1|}{l} \cdot v_c \quad (2.37)$$

No caso de η ser pequeno utilizam-se (2.38) e (2.39) para o cálculo da distância da falta relativa aos terminais local e remoto, respectivamente.

$$d_1 = \frac{L - (t_2 - t_1) \cdot v}{2} \quad (2.38)$$

$$d_2 = \frac{L - (t_1 - t_2) \cdot v}{2} \quad (2.39)$$

Onde t_1 e t_2 são os tempos de chegada das ondas viajantes aos terminais 1 e 2 da linha.

E caso contrário, se η for grande, são definidos dois tempos de chegada, t_1 e t_2 , e duas velocidades de propagação, v_1 e v_2 , reforçando dessa forma as diferenças entre os dados dos dois extremos da LT. Faltas para fatores η dessa ordem são localizadas por (2.40) e (2.41).

$$d_1 = \frac{v_1 v_2 (t_2 - t_1) + v_1 L}{v_1 + v_2} \quad (2.40)$$

$$d_2 = \frac{v_1 v_2 (t_2 - t_1) + v_2 L}{v_1 + v_2} \quad (2.41)$$

O método foi avaliado através da simulação de um sistema elétrico considerando uma LT a 500 kV e sinais amostrados a 1 MHz. Os resultados obtidos foram satisfatórios, principalmente para locais de falta muito próximos ao início da linha, onde geralmente são encontrados os maiores erros.

Um método de localização baseado em correlação não-convencional foi apresentado em Liang (2000). O autor usou a Transformada *Wavelet spline* multiescalas para detectar as ondas viajantes e então, uma função de correlação *wavelet* completa a operação de localização no domínio tempo-frequência. De acordo com o autor, a metodologia apresenta boa capacidade de rejeição de interferência ruidosa em relação a um método de correlação tradicional.

Kim *et al.* (2001) também descreveram um método baseado na Transformada *Wavelet* para analisar transitórios de faltas. Os sinais sincronizados por GPS são amostrados em ambos os terminais da linha e depois é aplicada a TW. Posteriormente os sinais no domínio *wavelet* são transmitidos a um servidor principal, onde é executado o algoritmo de localização de faltas da linha. O trabalho apresenta também a viabilidade prática de implementação do sistema proposto, por meio de resultados experimentais.

Gale *et al.* (2001) relatam o uso e a experiência da aplicação prática de um localizador de faltas baseado em ondas viajantes no sistema de transmissão de Eskom, localizado na África do Sul. Segundo os autores, o sistema de localização de faltas TWS¹ foi extensivamente testado e apresentou resultados promissores para localização de faltas em LTs de corrente alternada compensadas ou não, considerando também sistemas de corrente contínua nos testes. Este localizador é agora utilizado em toda a rede de transmissão de Eskom e fornece níveis de precisão melhores que os dos métodos de localização convencionais, baseados no cálculo da impedância da linha.

Chanda *et al.* (2003) propuseram um método de localização que emprega sinais de corrente obtidos de ambos os terminais da linha e fundamenta-se na análise *wavelet* multiresolução combinada com uma técnica de interpolação cúbica. De acordo com os autores, os resultados obtidos por meio de extensivas simulações demonstram que o método

¹ Do inglês *Traveling Wave Fault Location System*.

proposto apresenta uma elevada precisão, além de ser independente dos efeitos ângulo de incidência, distância e resistência da falta.

A fim de capturar as altas frequências de sinais de faltas, Xiangjun *et al.* (2004) apresentam o desenvolvimento de dois tipos de sensores de ondas viajantes, Figura 2.10, e um sistema de localização de faltas usando as ondas capturadas por eles. Um deles é um sensor de corrente, instalado em equipamentos como DCPs, TCs capacitivos e buchas dos transformadores, para obtenção das ondas viajantes de corrente fluindo desses equipamentos para a terra; e o outro é instalado no enrolamento de seqüência zero do transformador de potencial para capturar as ondas viajantes de tensão geradas por faltas trifásicas.

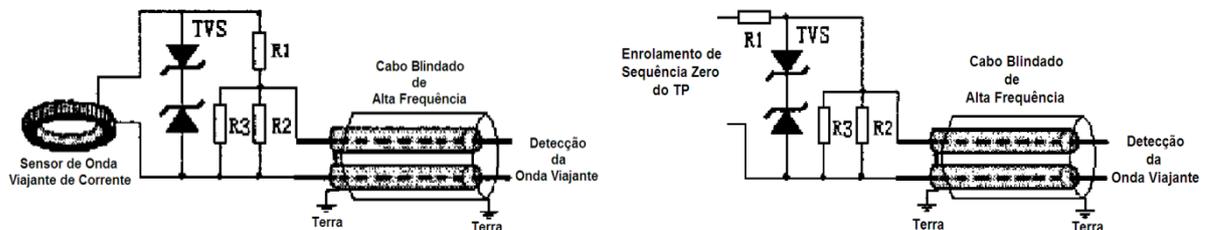


Figura 2.10 – Sensores de ondas viajantes de corrente (à esquerda) e de tensão (à direita) [Ibid.]

Os sensores e o sistema de localização de faltas, que utiliza dados sincronizados por GPS de ambos os terminais da linha, foram testados em um sistema de potência de 110 kV e, segundo os autores, há bom desempenho na captura dos sinais e o erro do localizador não excede 120 metros, além da imunidade ao tipo e à impedância de falta. Ademais, os sensores têm as seguintes vantagens: a instalação é feita em local seguro e pode ser facilmente aceita pelas concessionárias; o sensor de corrente tem melhor característica de resposta em frequência, suprimindo as frequências abaixo de 10 kHz e amplificando as superiores, além de ter alta sensibilidade na detecção de ondas causadas por faltas; e os testes feitos em sistemas elétricos de potência revelam boa performance dos dois sensores na obtenção das OV's oriundas de contingências.

Liguio *et al.* (2009) apresentam a Transformada de Hilbert-Huang (HHT) como ferramenta de um método de análise tempo-frequência de transitórios de sistemas de potência.

Para os autores a Transformada *Wavelet* é usada para esse fim e pode identificar e determinar com precisão o momento em que as ondas viajantes são refletidas, mas os resultados estão relacionados às funções *wavelets* da base, à taxa amostral dos sinais, à escala de decomposição, dentre outros fatores. A menos que uma *wavelet* apropriada seja usada, não se terá um efeito satisfatório na análise de sinais e conseqüente localização da falta.

Então, em uma nova metodologia, as ondas viajantes faltosas dos dois terminais de uma LT são decompostas por meio de um modo empírico de decomposição (EMD) (HUANG *et al.*, 1998 *apud ibid.*), que é uma parte da HHT, e extrai diversas funções modais intrínsecas (IMFs) a partir do sinal original, apresentando-o como diversas delas. Daí a HHT é usada para calcular tanto a amplitude instantânea como a frequência instantânea, a partir da componente IMF mais apropriada. O tempo de chegada das ondas viajantes, oriundas de simulações no MATLAB, pôde ser detectado com precisão por meio da amplitude instantânea da componente IMF1 da Transformada de Karrenbauer das OV's. Assim, o tempo de chegada da onda viajante foi determinado a partir do primeiro pico da amplitude instantânea, Figura 2.11.

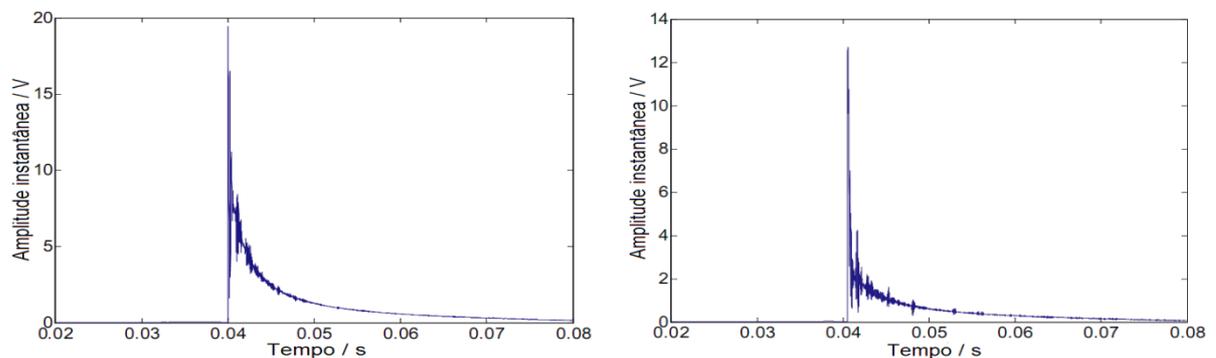


Figura 2.11 – Amplitude instantânea da IMF1 nos terminais local (à esquerda) e remoto (à direita)

De acordo com os autores, combinado com um novo método de localização de faltas, o uso da HHT pode evitar a influência da velocidade de propagação da onda e arco de linha, e a localização será mais precisa. Os autores concluem dos resultados das simulações que o método com HHT pode extrair o tempo de chegada das ondas viajantes com grande exatidão e que a precisão na localização da falta encontra-se dentro do intervalo de aceitação prática.

Baseando-se no trabalho de Crossley & McLaren (1983), Rajendra & McLaren (1985) aduzem um estudo com o adendo de que sua aplicação é ampliada a circuitos com derivação, ou de três terminais. O método utiliza a correlação cruzada entre uma seção da primeira onda viajante *forward*, detectada e armazenada, e a segunda onda viajante *backward*, que reflete no ponto de falta e retorna ao ponto de medição. Disso, os autores conseguiram estimar o intervalo de viagem dos transitórios, determinando a distância da falta.

Lai *et al.* (2000) traz um método de localização em linhas com três terminais baseado nas redes neurais artificiais juntamente com o auxílio da Transformada *Wavelet*, que decompõe em seis níveis os sinais trifásicos de tensão e corrente. Os autores desenvolveram dois padrões de treinamento diferentes para a RNA, baseados em RBF (*Radial Basis Function*), usando três informações estatísticas de todos os seis níveis de detalhes obtidos com

as *wavelets*-mães Coif4 e a Bior4.4, tanto para as tensões quanto para as correntes, conseguindo uma RNA com 108 entradas. Lai apresentou testes somente para defeitos fase-terra com baixas resistências de falta e, segundo ele, o método proporcionou melhores resultados para treinamentos com a *wavelet* Coif4.

Evrenosoglu & Abur (2005) descrevem um algoritmo de localização também para LTs de três terminais, e que se utiliza da TW para analisar transitórios nos sinais de falta.

Localizações de faltas em circuitos T envolvem basicamente dois passos: o primeiro, chamado pré-localização, identifica o ramo sob falta; e o segundo determina a distância de falta. No primeiro passo, os coeficientes *wavelet* dos modos aéreos dos três terminais são comparados, obtendo-se aquele de maior amplitude. Parte-se do pré-suposto que no ramo sob falta o valor máximo da onda refletida apresenta amplitude significativamente maior que nos demais, normalmente este indicando o ramo faltoso. Em seguida, o algoritmo calcula a distância de falta utilizando apenas os dados provenientes do terminal do ramo sob falta, desconsiderando os dados das outras duas pontas. Dessa forma, obtém-se o intervalo de tempo entre as duas primeiras reflexões da onda viajante quando o defeito é na primeira ou segunda metade da LT, cujas distâncias são calculadas por (2.42) e (2.43), respectivamente.

$$d = \frac{\Delta t \cdot v}{2} \quad (2.42)$$

$$d = l - \frac{\Delta t \cdot v}{2} \quad (2.43)$$

Para um melhor entendimento dessa abordagem, a Figura 2.12 ilustra o circuito tipo T e o respectivo diagrama de Lattice para dois casos de falta. Tal diagrama ainda será explanado oportunamente no transcorrer desse trabalho.

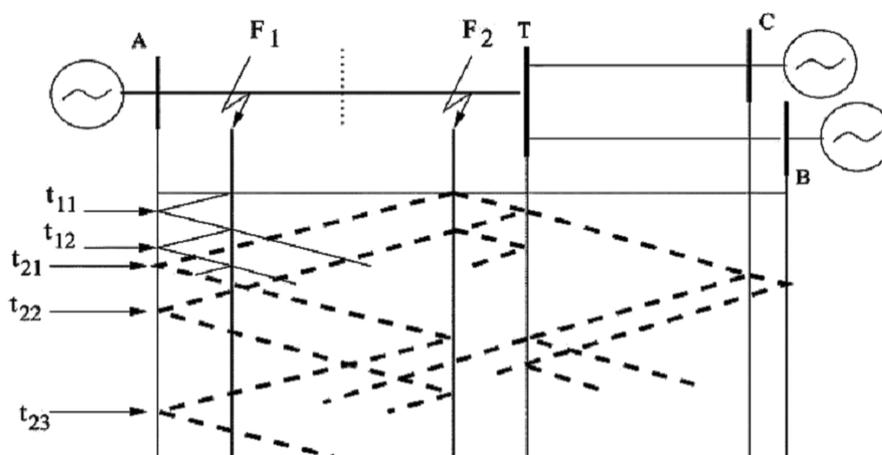


Figura 2.12 – Diagrama de Lattice para um circuito tipo T [PARENTONI, 2006]

Tomando-se inicialmente a falta $F1$, obtém-se a distância da falta através da medida do intervalo de tempo $t_{12} - t_{11}$, pois o defeito está na primeira metade da LT. Já para a falta $F2$, deve-se considerar o intervalo $t_{23} - t_{21}$ para se conseguir o valor correto da distância da falta. O intervalo $t_{22} - t_{21}$ também poderia ser utilizado, desde que a distância calculada fosse subtraída do comprimento do ramo da LT em questão.

Simulações computacionais nos ambientes ATP/EMTP e MATLAB são apresentadas para validar a capacidade do método, que se mostrou adequado a todos os casos avaliados. Apesar dos bons resultados, ele utiliza registros de três terminais, evidenciando uma das desvantagens, além da relativa ao modo de identificação do ramo faltoso, haja vista a necessidade de três equipamentos de monitoração, onerando, portanto, a implantação do sistema. Os autores enfatizam que o método é um dos poucos trabalhos encontrados na literatura especializada tratante da localização de faltas em sistemas T usando Transformada *Wavelet* e ondas viajantes, sendo os outros poucos trabalhos derivados deste.

Segundo SILVA *et al.* (2005) a Transformada *Wavelet* foi utilizada em um estudo preliminar para analisar transitórios de alta frequência gerados por faltas em um sistema de transmissão de três terminais, objetivando a determinação precisa do ponto de ocorrência das situações faltosas sobre o mesmo.

Os resultados da localização precisa do ponto de falta foram promissores, sendo a metodologia de localização baseada na teoria de ondas viajantes, onde, em função do tempo de propagação do sinal entre o ponto da falta e os terminais da linha, estimado via TWD, determinou-se o ponto de falta.

Das referências bibliográficas de estudos de localização de faltas multiterminais averiguadas por esse artigo, evidencia-se certa complexidade na tarefa de localização. Há vantagens econômicas e ambientais desse tipo de configuração em relação aos sistemas de extra-alta tensão de dois terminais, no entanto esse exige atenção especial, em razão da difícil proteção quanto às filosofias convencionais, por causa das suas características físicas.

O método trabalha com sinais de correntes ou tensão registrados simultaneamente em ambos os terminais da linha, não requerendo classificação da falta, mas havendo necessidade de comunicação entre os três terminais para transmissão e sincronização dos dados registrados, o que, segundo os autores, pode ser conseguido através de GPS. As formas de ondas registradas e sincronizadas devem ser transformadas em seus componentes modais de Clarke ou Wederphohl, considerando linhas totalmente transposta. A seguir, os modos aéreos alfa são decompostos em dois níveis de resolução por meio da TWD, via análise

multiresolução, a fim de tratar individualmente cada sub-banda do sinal. Escolheu-se a *wavelet*-mãe Symlet de ordem 6 e dois níveis de aproximação e dois de detalhes do sinal original, sendo o segundo nível de detalhe usado para revelar os instantes de chegada da primeira OV aos três terminais, denominados de t_a , t_b e t_c , conforme ilustra a Figura 2.13.

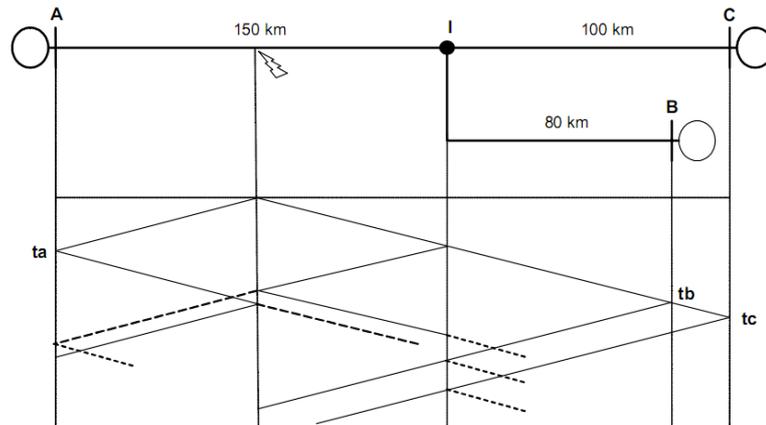


Figura 2.13 – Diagrama de Lattice para uma linha com três terminais [SILVA *et al.*, 2005]

Detectados e determinados os tempos de chegada da primeira onda, faz-se necessário primeiramente identificar o ramo onde ocorreu a falta, o qual é estimado com base na comparação da medida inicial da distância da falta entre os terminais, dada por (2.44), e o comprimento de cada uma das linhas, conforme avaliações mostradas a seguir.

$$\begin{aligned} d_{AB} &= [l_{AB} - v_1(t_B - t_A)]/2 \\ d_{AC} &= [l_{AC} - v_1(t_C - t_A)]/2 \\ d_{BC} &= [l_{BC} - v_1(t_C - t_B)]/2 \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$d_{AB} \leq l_{AI} \text{ e } d_{AC} \leq l_{AI} \leftrightarrow \text{Ramo 1 ou AI};$$

$$d_{AB} > l_{AI} \text{ e } d_{BC} \leq l_{BI} \leftrightarrow \text{Ramo 2 ou BI}$$

$$d_{AC} > l_{AI} \text{ e } d_{BC} > l_{BI} \leftrightarrow \text{Ramo 3 ou CI}$$

Estimado o ramo faltoso, processa-se então o cálculo do ponto de ocorrência da falta, dado por (2.45).

$$d_{ji} = [l_{ij} - v_1(t_i - t_j)]/2 \quad (2.45)$$

Onde: i identifica o terminal do ramo não faltoso, j identifica o terminal do ramo faltoso, d é a distância da falta em quilômetros, l_{ij} é o comprimento total da linha entre os terminais identificados por i e j , t_i é o tempo de chegada da primeira onda em relação a um dos terminais com o ramo não faltoso, e t_j é o tempo de chegada da primeira onda ao terminal do ramo faltoso. Esse algoritmo é ilustrado pelo fluxograma da Figura 2.14.

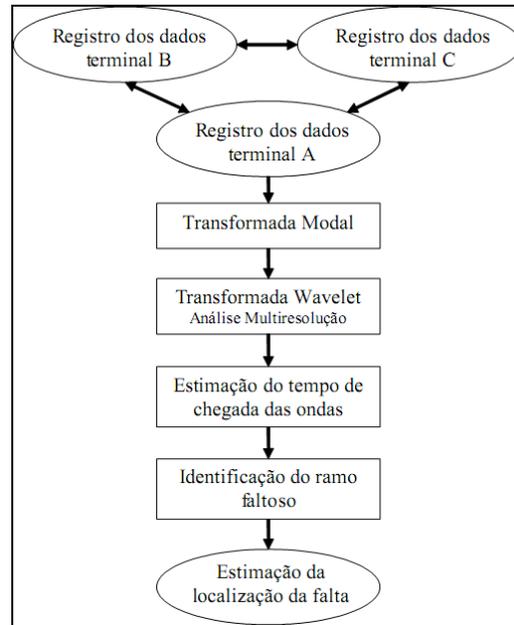


Figura 2.14 – Fluxograma do método de localização [SILVA *et al.*, 2005]

O método proposto foi validado utilizando-se em um modelo de LT a 440 kV com três terminais em derivação, considerando linhas totalmente transpostas e a parâmetros distribuídos, conforme Figura 2.15.

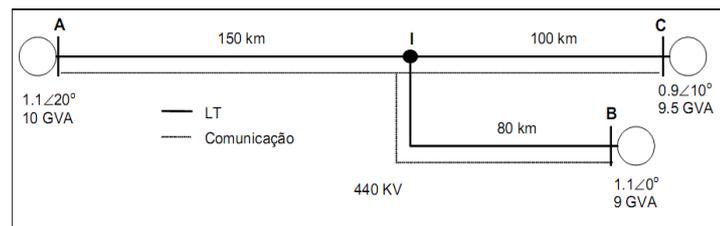


Figura 2.15 – Sistema Elétrico Analisado [*Ibid.*]

As características dos sinais faltosos foram conseguidas através de simulações no ATP, levando-se em conta alguns tipos de faltas aplicadas variando-se a localização ao longo das linhas, o ângulo de incidência e a resistência de falta, sendo tais sinais amostrados a 240 kHz.

Dos resultados, a maioria dos erros para faltas fase-terra (1500 simulações) com as variações paramétricas sobreditas foi inferior a 0,5%, mostrando a ínfima influência da resistência de falta no método, mesmo quando esta é muito elevada. O mesmo aconteceu nos casos de faltas bifásicas e trifásicas (300 simulações cada), no entanto o erro médio aumentou para 1%. Dessa forma, a proposição apresentou aplicabilidade aliada à confiança e precisão, importantes requisitos no contexto da qualidade da energia, no que se refere à continuidade do fornecimento, mas o algoritmo implementado ainda precisa de contínuo aprimoramento por meio de estudos e aplicações de novas e diferentes situações de defeito encontradas na prática.

Parentoni (2006) desenvolveu e avaliou algoritmos computacionais para localizar faltas tipo fase-terra em LTs de três terminais (circuito tipo T). Todo o desenvolvimento foi feito com base na teoria das ondas viajantes das tensões elétricas e na aplicação da TWD, via AMR, usando a *wavelet* Db2. Para isso foram propostos dois métodos de localização de faltas: o primeiro, utilizando dados de dois terminais, e o segundo, de apenas um deles. O primeiro faz uma pré-localização da distância de falta, calculada com base no intervalo de tempo entre a primeira reflexão de modo aéreo e a primeira reflexão de modo terra, identificando o ramo faltoso consoante condições na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Identificação do ramo sob falta [Parentoni, 2006]

Situação	Condição de Teste	Veredicto
1	$d_{pre_1} < l_1$ e $d_{pre_2} > l_2$	Falta no ramo 1
2	$d_{pre_1} > l_1$ e $d_{pre_2} < l_2$	Falta no ramo 2
3	$d_{pre_1} > l_1$ e $d_{pre_2} > l_2$	Falta no ramo 3

Uma vez identificado o ramo sob falta, o algoritmo utiliza apenas os registros de tensão de um dos dois terminais. O algoritmo utiliza os dados do terminal 1 para a situação 1, do terminal 2 para a situação 2, e do terminal 1 ou 2, o qual tenha maior amplitude ou menor atenuação nos sinais de reflexão das OV, reduzindo a possibilidade de erros por atenuação. A distância de falta calculada para um ramo r com monitoração no terminal n é dada por:

$$d = (\Delta t_n \cdot v_r) / 2 \quad (2.46)$$

$$d = l_r - (\Delta t_n \cdot v_r) / 2 \quad (2.47)$$

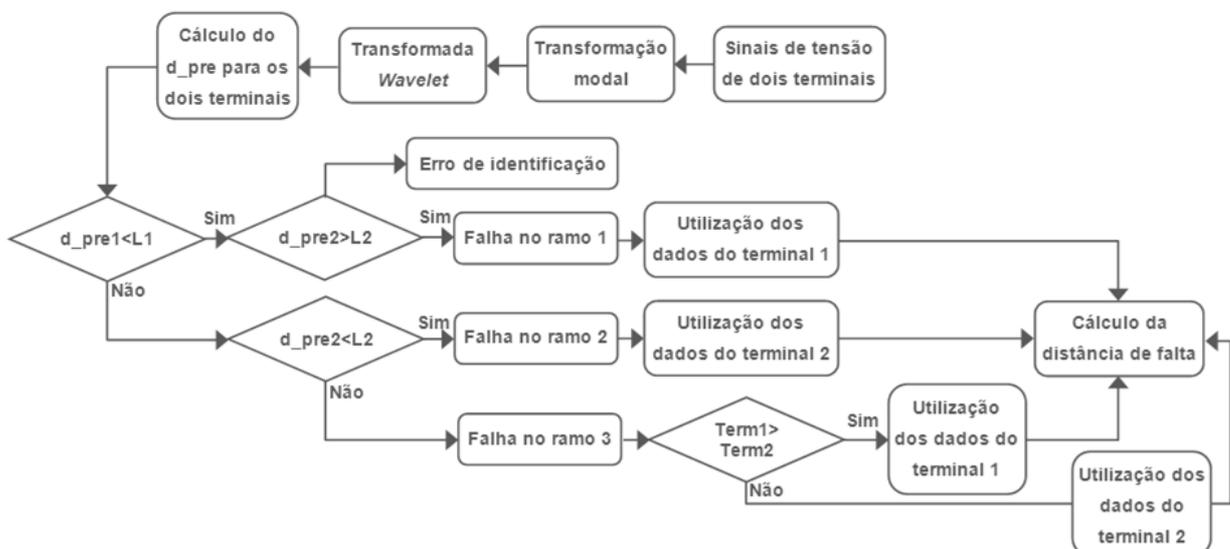


Figura 2.16 – Diagrama do algoritmo do localizador [Ibid. - alterada]

No caso da falta ocorrer no ramo 3, a identificação de qual metade do ramo ela acontece é feita levando-se em consideração as diferentes velocidades de propagação nos ramos, uma vez que a onda viaja por dois ramos diferentes antes de chegar a um terminal de medição. A Figura 2.16 mostra o diagrama lógico do localizador ao usar duas monitorações.

Para o segundo método, deve-se considerar que os dois ramos não monitorados devem possuir comprimentos distintos. Tal método está estruturado em três etapas, podendo não ser necessária a realização de todas elas. A primeira, denominada pré-identificação do ramo, define se a falta está no ramo monitorado ou não. Caso afirmativo, parte-se direto para a terceira etapa. Caso contrário, uma segunda etapa será necessária para identificar o ramo não monitorado sob falta. Finalmente, na última etapa, a falta é localizada.

Inicialmente é calculada uma distância preliminar com base nas reflexões das OV's de modos aéreo e terra para o terminal monitorado. Caso esta seja menor ou igual ao comprimento do ramo monitorado, o ramo sob falta é este e a distância de falta, em (2.48), é determinada utilizando os dois primeiros picos de reflexão das ondas viajantes de modo aéreo, sendo a identificação se foi na primeira ou segunda metade da linha feita com base na distância preliminar.

$$d = \Delta t \cdot v_3 / 2 \quad (2.48)$$

No passo inicial, caso a distância preliminar no ramo do terminal monitorado seja maior que este ramo, segue-se o diagrama da Figura 2.17 para determinação do local da falta.

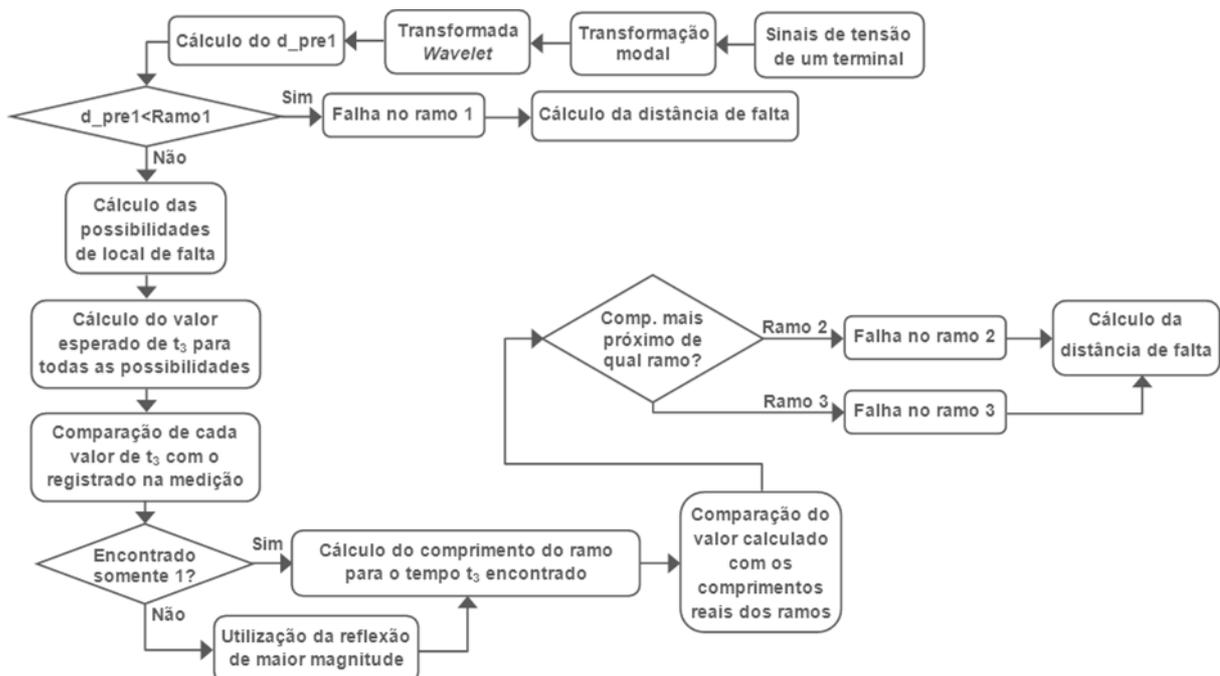


Figura 2.17 – Diagrama do algoritmo do localizador [Ibid.]

A partir dos instantes das duas primeiras OV's de modo aéreo evidenciados pela TW no ramo monitorado, calculam-se as distâncias de falta na primeira e segunda metade dos ramos não-monitorados. A seguir calculam-se os tempos de terceira reflexão da OV de modo aéreo, conforme (2.49) para faltas nas primeiras metades dos ramos não-monitorados, e consoante (2.50) para estas na segunda metade dos mesmos.

$$t_3 = \frac{2(l_h - d)}{v_h} + t_1 \quad (2.49)$$

$$t_3 = \frac{2d}{v_h} + t_1 \quad (2.50)$$

Existindo um valor de t_3 para cada metade dos ramos, o que mais se aproximar do identificado pelos coeficientes de detalhes *wavelets* como terceira reflexão da OV de modo aéreo será o ramo faltoso. Portanto, a localização da falta é determinada tal qual a etapa de localização para o algoritmo de Parentoni por monitoração de duas pontas.

Os dois métodos implementados foram avaliados por meio de dados oriundos de simulações computacionais executadas no ATP e no Simulink do MATLAB. Mediante um razoável conjunto de dados, considerando diversas alterações de características de sistemas, de faltas e de condições de simulação, os erros foram obtidos e comparados com abordagens existentes. Segundo Parentoni, os erros encontrados demonstram a factibilidade de utilização dos dois métodos propostos como alternativa ao método existente, que utiliza dados medidos nos três terminais da LT. Comparando os dois métodos, o primeiro mostrou possuir um procedimento de identificação do ramo sob falta mais confiável que o segundo. Em contrapartida, este, apesar de menos robusto, representa uma grande economia de equipamentos de monitoração, visto que necessita de dados de apenas um terminal. Uma vez que a identificação foi executada de forma correta, os dois métodos apresentam uma satisfatória exatidão no cálculo da distância de falta, comparável a do método existente (EVRENOSOGLU, 2005 *apud ibid.*). O autor verificou, portanto, que para efetuar a localização de faltas em circuitos tipo T a utilização dos dados dos três terminais é desnecessária, por haver redundância entre eles.

Parentoni também fez uma experimentação substituindo a TW por filtros IIR (*Infinite Impulse Response*) seletivos, quando estes apresentaram superioridade em 17 de 23 situações. Pôde-se concluir que se as frequências varridas por filtros IIR e pela TW forem semelhantes, a técnica escolhida não interfere de maneira significativa no resultado de localização, porém a frequência de corte escolhida para o filtro IIR influi diretamente no resultado gerado pelo

algoritmo de localização. Considerando a característica de alta frequência dos sinais de reflexões de ondas viajantes, a utilização da Transformada *Wavelet*, em seu primeiro nível de decomposição, é mais adequada, uma vez que ela varre a faixa frequência de interesse e torna o algoritmo mais rápido e “leve”, posto que a TW exige carga de processamento menor que a de um filtro seletivo. Em contrapartida, a utilização de filtros IIR pode ser mais eficiente quando o sinal possui baixa SNR. Nessas condições, pode-se definir um filtro passa-faixa tal que seja possível isolar apenas os transitórios de interesse provenientes da ocorrência da falta no sistema elétrico, estratégia não muito maleável utilizando a TW. Para situações desse tipo, necessita-se de um estudo prévio do sinal e de suas componentes de frequência, objetivando a melhor definição da faixa de frequência de atuação do filtro IIR.

Valins (2005) aborda a proteção digital fundamentada na teoria de ondas viajantes e na Transformada *Wavelet*. Um algoritmo completo para proteção digital foi implementado, consistido basicamente dos módulos de detecção, classificação e localização de faltas, com a conseqüente determinação das zonas de proteção do relé. Segundo o autor, este esquema completo de releamento empregou a TW como ferramenta de análise, pois sinais transitórios de alta frequência gerados por uma situação de falta podem ser analisados por ela, detectando com precisão o instante de chegada das ondas em um ou nos dois terminais da linha. Conhecendo-se o instante de chegada dessas ondas e a velocidade de propagação delas, a zona de proteção na qual a falta está alocada é estimada de maneira fácil e rápida. A capacidade de acusar com precisão os instantes de chegada das ondas torna a TW adequada ao problema de determinação das zonas de proteção. Na implementação fica a cargo do usuário escolher entre as técnicas de aquisição de dados provenientes de um ou de dois terminais. O algoritmo foi implementado através do *software* MATLAB e posteriormente testado, quando são utilizados dados de faltas obtidos através de simulações no ATP/EMTP considerando-se um sistema de transmissão a 440 kV. As simulações produziram uma base de dados variando-se os seguintes parâmetros: tipos de faltas, suas localizações ao longo da linha, ângulos de incidência, resistências de falta, entre outros.

A técnica que utiliza dados provenientes de um terminal mostrou um elevado grau de desempenho, acompanhado de uma precisão bastante satisfatória na maioria dos testes avaliados. É importante lembrar que essa técnica necessita da implementação obrigatória da sub-rotina de pré-localização da falta, sendo esta necessária somente para as situações de faltas classificadas pelo envolvimento de uma das fases com a terra.

Como característica específica, a técnica com dados de dois terminais não necessita da implementação da sub-rotina de pré-localização da falta. Porém, necessita de um meio de sincronização dos dados, assim como de um canal de comunicação entre os terminais para transmissão desses dados. Outra vantagem constatada nessa técnica está ligada à simplicidade do algoritmo e à confiabilidade da técnica.

De uma análise geral dos resultados, constata-se que o algoritmo de releamento digital de distância implementado não é significativamente influenciado pelos seguintes parâmetros: distância, tipo, resistência e ângulo de incidência da falta. Concluindo, o autor afirma que a aplicação é bastante propícia para uso em relés digitais de distância.

Elhaffar (2008) investiga o problema de localização de faltas usando ondas viajantes de sinais de corrente obtidas de um ou de múltiplos terminais de uma LT. Ele também desenvolve um método otimizado para escolher a melhor *wavelet*-mãe e selecioná-la para análises dos sinais de falta em diferentes níveis de detalhes, calculando a norma do erro entre o sinal original e o reconstituído usando a *wavelet*-mãe. O método escolhe o melhor nível de detalhe que contém as características de faltas, baseando-se na maior energia contida nos detalhes *wavelets*, segundo o teorema de Parseval. A velocidade de propagação das OV's é calculada para cada linha usando a *wavelet*-mãe otimizada em diferentes níveis de detalhe. De acordo com o autor, a precisão da localização depende dos próprios níveis de detalhes *wavelets*, bem como da velocidade de propagação e da taxa de aquisição dos sinais.

O método de único terminal (*single-end*) foi estudado por Elhaffar para várias configurações de LTs, incluindo linhas equipadas com e sem cabos guias e/ou transposição. Nele o atraso temporal entre as componentes modais aéreas e terra foram analisadas também para essas configurações. Já o método multiterminal foi proposto para superar as fragilidades do *single-end* e está baseado na extração dos sinais transientes de falta de pelo menos duas barras. O método de dois terminais é ajudado por um algoritmo de curta trajetória, que é usado para encontrar o mínimo tempo de propagação desses sinais à barra mais próxima. A validação da localização das faltas é executada usando o simulador de transientes ATP/EMTP, onde os dados das cinco OV's são conseguidos dos barramentos de 400 kV de uma LT a parâmetros concentrados variantes com a frequência. Um modelo de TC para altas frequências também foi verificado experimentalmente usando corrente elétrica impulsivas.

Zimath *et al.* (2009) fazem uma comparação de algoritmos de localização de faltas por uma e por duas pontas utilizando dados reais de LTs aéreas. Segundo os autores, o erro médio de localização para os métodos por impedância é, em média, 5%, equivalendo a 12,5 km em

uma linha de 250 km, havendo necessidade de métodos de maior exatidão. Os autores então abordam uma técnica fundamentada na Transformada *Wavelet* e nas ondas viajantes, na qual há um esquema que possibilita, a partir de um *trigger* com filtro passa-baixas, Figura 2.18, o processamento da correta captura da frente de onda, isto é, a que realmente é oriunda de uma falta, posto que muitas ondas são geradas por discontinuidades existentes nos sistemas, e tendem a aumentar à medida que eles se tornam mais malhados. Segundo os autores, as ondas podem ser aquisitadas a até 5 MHz, mais de 83.300 ppc (pontos por ciclo).

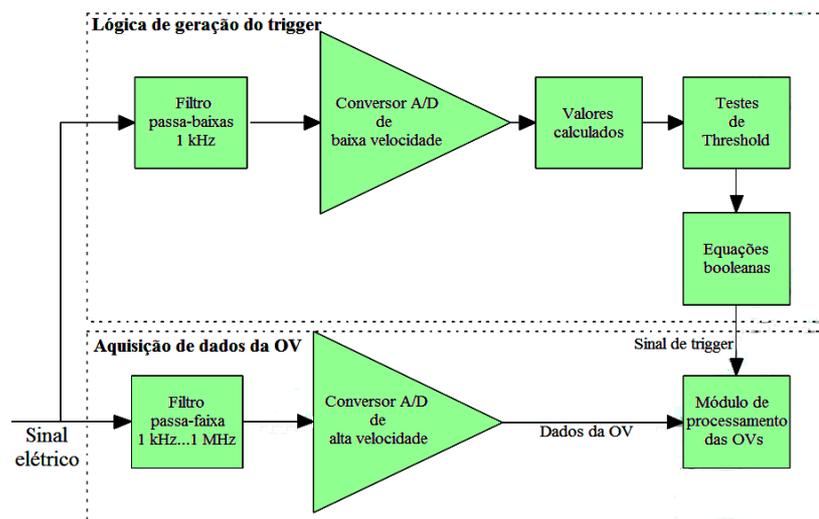


Figura 2.18 – Esquema de obtenção das frentes de onda corretas [ZIMATH *et al.*, 2009]

Zimath e os demais mostram ainda como se pode fazer o teste do localizador usando caixas de testes e também enfatizam que a taxa amostral dos sinais tem muita influência no desempenho do dispositivo. O sistema abordado faz ainda uma integração via internet com o *Google earth*, mostrando o local da falta em coordenadas geográficas, apresentando o ponto da falta no mapa do *Google earth*, apontando espacialmente diretamente no local da LT, conforme Figura 2.19.



Figura 2.19 – Localizador integrado ao *Google earth* [*Ibid.*]

Os resultados comparativos dos algoritmos por uma e duas pontas usando dados de duas LTs, uma de 41,9 e outra de 206,6 quilômetros, são apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Resultados experimentais do localizador com dados reais [Ibid.]

	Samambaia		Serra da Mesa	
	Km	Erro	km	Erro
Posição real	41,9	-	206,6	-
Localizador de faltas por ondas viajantes	42,3	0,2%	206,2	0,2%
Algoritmo por uma ponta - Reason	32,2	3,9%	183,7	9,2%
Algoritmo por uma ponta - Furnas	31,5	4,2%	188,9	7,1%
Algoritmo por duas pontas - Furnas	30,4	4,7%	218,2	4,7%

Os autores concluem que o algoritmo por ondas viajantes é mais robusto que o por impedância e que o primeiro pode ser aplicado a qualquer LT. De acordo com eles, os resultados conseguidos pelo uso das OV's são precisos, rápidos e confiáveis, porém falhas podem ser encontradas, mesmo em casos de faltas não sustentadas.

Brito *et al.* (2010) utilizaram a Transformada *Wavelet* Discreta em dois *softwares* que fazem uma triagem e pré-análise dos registros provenientes RDPs da rede de oscilografia da Chesf.

Perturbações irrelevantes aos propósitos da análise de oscilografia, como manobras de chaveamento, variações de cargas, afundamentos de tensão, manobras de energização e desligamento de componentes do sistema para manutenção, são capturadas pelas estratégias de disparo dos RDPs, aumentando muito o número de arquivos a serem analisados e a quantidade de dados a ser armazenada no banco de dados, dificultando o gerenciamento e a manutenção do sistema de aquisição de dados. Nesse sentido, como frutos de pesquisas para automatizar a análise de ocorrências, foram desenvolvidos os *softwares* Neuranálise e o Wavan. O primeiro, usando a TWD e RNAs, realiza uma triagem dos registros oscilógrafos, identificando e classificando os diferentes tipos de faltas. Já o segundo, usando exclusivamente a TWD, faz uma triagem e uma pré-análise efetiva dos registros, identificando afundamentos de tensão, chaveamento de bancos de capacitores, energizações e desenergizações de LTs, além de identificar e classificar faltas.

O Neuranálise tem sua RNA, tipo *perceptron*, treinada com dados oriundos da simulação das possíveis faltas na rede modelada no ATP e com os sinais de entrada, tensão e corrente dos RDPs. Em conjunto com a TW, o *software* determina na saída o tipo de falta e

ainda fornece um relatório completo, transferindo os dados da perturbação ao servidor central de oscilografia; caso não seja uma falta, o mesmo desconsidera os dados processados e fornece relatório evidenciando a irrelevância da ocorrência.

Segundo os autores a inserção desse *software* na rede resultou na redução tanto do tráfego de informações como do armazenamento de registros desnecessários no banco de dados da rede de oscilografia considerada. A Figura 2.20 mostra a sequência lógica executada pelos dois módulos desse *software*.

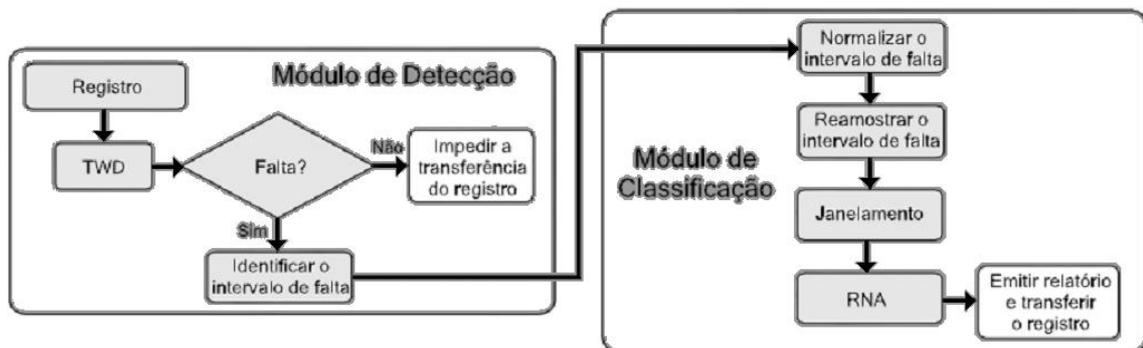


Figura 2.20 – Diagrama esquemático dos módulos do Neuranálise [BRITO *et al.*, 2010 - alterada]

Já o Wavan foi concebido devido à necessidade de melhorias e limitações na utilização do Neuranálise em larga escala, justo que a RNA foi projetada somente para a rede de transmissão piloto. O Wavan aplica a TW aos sinais de corrente de fase e, mediante a aplicação de um conjunto de regras baseado na energia janelada dos coeficientes *wavelet*, é feita a detecção / identificação dos distúrbios, a delimitação do intervalo da falta e a classificação da mesma. Os procedimentos realizados pelo Wavan estão na Figura 2.21.

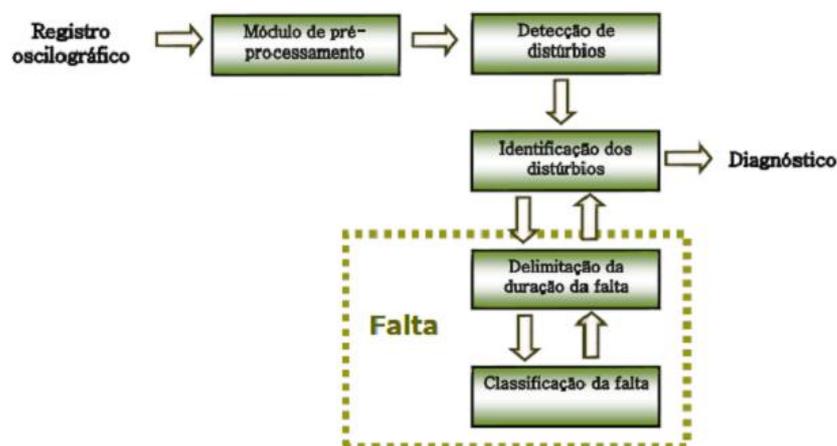


Figura 2.21 – Diagrama esquemático do Wavan [Ibid.]

Na validação usando registros reais, obteve-se 100% de acertos na detecção e classificação da falta, 97,38% de acertos na identificação, e erros médios de 1,79% e 1,08% para os instantes inicial e final das faltas, respectivamente.

O desempenho desse outro *software* evitou a transferência de 92% dos registros, impedindo tráfego na rede e a análise desnecessária dos mesmos pelos especialistas. Para os autores, os *softwares* possibilitaram a liberação do engenheiro para outras atividades, diagnósticos mais rápidos e confiáveis, tomada de decisão mais segura, emissão automática de relatórios, redução do tempo de resposta da análise de desempenho do sistema de proteção, e reduções no uso da banda de telecomunicação e no armazenamento de registros desnecessários ao banco de dados da rede.

Segundo Costa *et al.* (2010) foi desenvolvido um algoritmo piramidal para o cálculo da Transformada *Wavelet* Discreta e da Transformada *Wavelet* Discreta Redundante (TWDR) – versão não sub-amostrada da primeira. Exemplificou-se a aplicação dessas transformadas ao diagnóstico de faltas e de distúrbios de qualidade da energia elétrica. Da forma como foram apresentadas, as mesmas são de simples implementação e de grande eficiência quando aplicadas ao diagnóstico de distúrbios em sistemas de potência. De acordo com os autores, de um modo geral, a TWD e a TWDR são apropriadas a diagnósticos de qualidade da energia elétrica, pois seus coeficientes *wavelets* podem ser utilizados para detecção e identificação dos instantes inicial e final das ocorrências. Porém, a TWDR pode apresentar vantagens na detecção e localização de distorções nos sinais, por ser invariante ao deslocamento circular das amostras na obtenção da transformação. Por outro lado, as energias janeladas dos coeficientes *wavelets* das duas transformadas também podem ser utilizadas para identificação dos distúrbios e, no caso de faltas, a classificação delas também pode ser realizada por meio dessas energias, de acordo com os autores.

2.3.2.3 Localização pela inutilização do parâmetro Velocidade de Propagação das OV's

Feng *et al.* (2008) dizem que a incerteza na velocidade de propagação das ondas viajantes introduz erros em algoritmos de localização de faltas utilizadores dessa técnica, posto que a velocidade é relacionada aos parâmetros da LT, que são diferentes para topologias distintas da LT e o ambiente onde se encontra, além da influência da frequência dos sinais. A fim de contornar tal parâmetro, os autores, com base na teoria básica de localização por OV's, apresentam um novo método que dispensa o conhecimento da velocidade de propagação das OV's e utiliza sinais de uma ou ambas as pontas de LT's radiais.

Pela medição de diferentes parâmetros temporais, quando o surto inicial da onda viajante chega ao terminal de referência, ao terminal oposto da linha faltosa e ao terminal oposto da linha adjacente pela primeira vez, o novo método elimina a influência causada pela

velocidade da onda e a retirada da expressão de cálculo da distância de falta pelo uso somente dos parâmetros temporais e dos comprimentos dos ramos da em questão.

Admite-se que na Figura 2.22 os dados são sincronizados exatamente por GPS e que os momentos em que o surto inicial das OV's chegam aos terminais nº 1, 2 e 3 podem ser determinados como t_1 , t_2 e t_3 , respectivamente. A barra nº 2 é o terminal de referência para a linha faltosa e a nº 1 é o terminal oposto da mesma, assim como a barra nº 3 é o terminal oposto à barra da linha adjacente. A falta ocorre a uma distância d_1 da barra nº1 e L_1 é o comprimento da linha faltosa e L_2 o da linha adjacente.

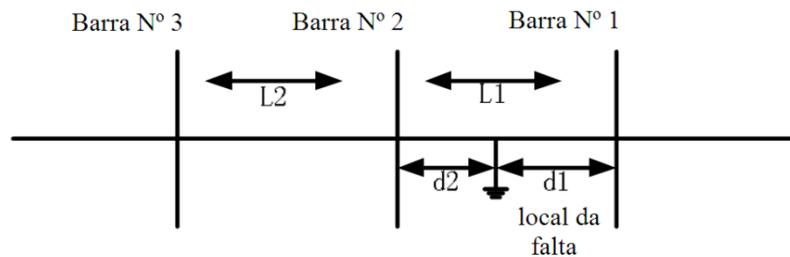


Figura 2.22 – Esboço das LTs para dedução do método [FENG *et al.*, 2008]

Supondo que as ondas viajem sobre as linhas com velocidades iguais, isto é, $v_{L1} = v_{L2} = v$, quando ocorre uma falta em t_0 , os pontos de falta podem ser determinados através de (2.51).

$$\begin{cases} (t_1 - t_0) \cdot v = d_1 \\ (t_2 - t_0) \cdot v = d_2 \\ (t_3 - t_0) \cdot v = L_2 + d_2 \\ d_1 + d_2 = L_1 \end{cases} \quad (2.51)$$

Portanto, a distância do ponto da falta ao terminal nº 2, é expressa por (2.52).

$$d_2 = \frac{(t_2 - t_1)L_2}{2(t_3 - t_2)} + \frac{L_1}{2} \quad (2.52)$$

Em razão da medição dos três parâmetros temporais, o efeito de erros de medição é eliminado pela adição de mais um parâmetro de tempo, quando comparado aos dois parâmetros temporais necessários aos métodos de um ou dois terminais. Dessa forma a precisão do método proposto reside na precisa determinação desses tempos, ou seja, na correta identificação das ondas de surto que chegam aos terminais. A chegada dessas ondas às barras nº 1 e 2 são medidas facilmente, porém a que chega ao terminal nº 3 é de difícil medição, devido a onda ter sido refratada na barra nº 2. Então os autores fazem um estudo do coeficiente de refração para o caso de diversos alimentadores ligados à barra de referência e

para o caso de diversos alimentadores e transformador conectados à mesma. Mas segundo os autores, as simulações sugerem que abruptas discontinuidades podem ser detectadas facilmente nas ondas viajantes pelo uso da TW, via análise multiresolução.

A fim de avaliar o desempenho do algoritmo de localização, simulações foram realizadas usando EMTP, a partir de um modelo de dupla geração a 500 kV, separadamente, com e sem transformador atrelado à barra nº 2, a de referência. Dos Resultados dessas simulações, o erro para faltas remotas, aparentemente, é pouco maior que para faltas próximas à barra de referência; e os erros para faltas próximas a esta barra não são afetados pela inserção do transformador, ao contrário dos erros para faltas remotas, quando eles são incrementados pela inclusão do mesmo. No entanto, os erros para as várias situações de falta são inferiores a 150 metros, mostrando a grande acurácia e credibilidade do método proposto.

Zhihua *et al.* (2009) descrevem uma técnica de localização de faltas baseada na teoria de dois tipos de reflexão de ondas viajantes, assim como analisam as principais causas da geração de erros nas aplicações dos localizadores mais modernos. O novo método é baseado em uma técnica de localização por duas pontas já existente e, assim como em Feng *et al.* (2008), objetiva eliminar a incerteza introduzida pela velocidade de propagação das OV's sobre a linha, retirando este parâmetro da equação de determinação do ponto da falta.

Assim como praticamente todos os métodos baseados em OV's, os autores enfatizam que o ponto chave é detectar as ondas viajantes de interesse à localização do defeito, o que é bastante complexo. Assim, eles dizem ser possível distinguir os dois tipos de reflexão das ondas, a do terminal remoto ou do ponto de falta, baseando-se no método de dois terminais convencional e combinando a informação de tempo da onda refletida.

Considerando que a onda foi refletida no ponto da falta e viajou a uma velocidade v , e que o defeito ocorreu no momento t_0 , como apresenta a Figura 2.23, o sistema de equações em (2.53) pode ser deduzido.

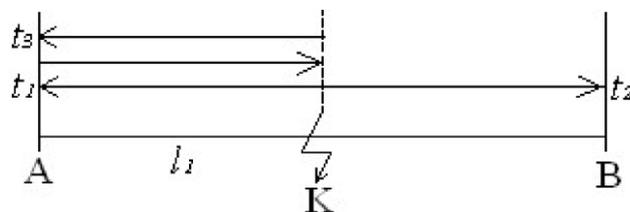


Figura 2.23 – Princípio do novo método considerando reflexão no ponto de falta [ZHIHUA *et al.*, 2009]

$$\begin{cases} v(t_1 - t_0) = l_1 \\ v(t_2 - t_0) = L - l_1 \\ v(t_3 - t_0) = 3l_1 \end{cases} \quad (2.53)$$

Daí a distância da falta ao terminal A é determinada a partir de (2.54), sendo t_1 e t_2 o momento da chegada das ondas aos terminais da LT de comprimento L , e t_3 é o momento de chegada da onda refletida no local da falta ao terminal A .

$$l_1 = \frac{L(t_3 - t_1)}{2(t_2 + t_3 - 2t_1)} \quad (2.54)$$

Por outro lado, considerando que a onda foi refletida no terminal remoto da LT, tem-se o exposto na Figura 2.24, de onde se deduz o sistema de equações presente em (2.55).

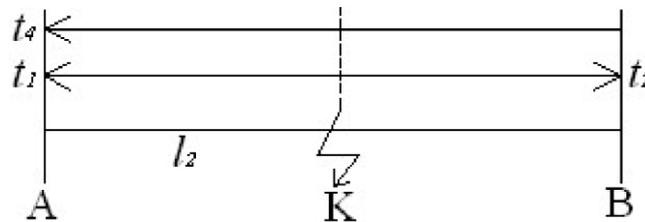


Figura 2.24 – Princípio do novo método considerando reflexão no terminal remoto [Ibid.]

$$\begin{cases} v(t_1 - t_0) = l_2 \\ v(t_2 - t_0) = L - l_2 \\ v(t_4 - t_0) = 2L - l_2 \end{cases} \quad (2.55)$$

Daí a distância da falta relativa ao terminal A é dada de acordo com (2.56).

$$l_2 = \frac{L(t_1 + t_4 - 2t_2)}{2(t_4 - t_2)} \quad (2.56)$$

Sendo t_4 o momento de chegada da onda refletida no terminal remoto ao terminal A .

Segundo os autores, as distâncias de falta calculadas em (2.54) e (2.56) devem ser iguais, teoricamente. Delas chega-se, portanto, a (2.57).

$$l = \frac{l_1 + l_2}{2} = \frac{L}{4} \left(\frac{t_3 - t_1}{t_2 + t_3 - 2t_1} + \frac{t_1 + t_4 - 2t_2}{t_4 - t_2} \right) \quad (2.57)$$

Para distinguir com acurácia as ondas refletidas geradas pelo terminal remoto ou pelo local da falta, uma nova regra discriminante, baseada no método analítico tradicional e na informação temporal da dupla frente de onda viajante, é utilizada. Quando a onda viajante chega aos extremos da LT reflexões e refrações serão produzidas pela descontinuidade da impedância, e assim ocorrendo novamente após chegar ao ponto da falta, consoante ilustra a Figura 2.25.

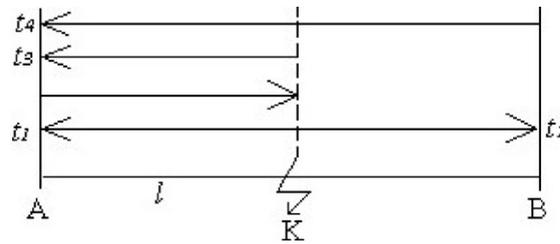


Figura 2.25 – identificação do princípio de reflexão da onda [Ibid.]

Detectados os tempos presentes na Figura 2.25, pode-se escrever a relação (2.58).

$$v[(t_3 - t_1) + (t_4 - t_1)] = 2L \quad (2.58)$$

Os dois tipos de ondas refletidas que são necessários podem então ser distinguidos de uma grande variedade delas pelo uso de (2.58). Adicionalmente, para avançar exatamente à identificação desses dois tipos de reflexão, t_2 e t_4 satisfazem a igualdade presente em (2.59).

$$v(t_4 - t_2) = L \quad (2.59)$$

Porém, t_2 e t_4 nem sempre satisfazem (2.59). Então, a onda refletida no terminal da LT e a refletida no ponto de falta podem ser identificadas com precisão, pois enquanto a onda refletida no terminal satisfaz a relação (2.59), a oriunda do ponto de falta não a satisfaz.

Essa nova técnica foi aplicada a um sistema de potência de Zhuzhou (China) em 110 kV, Figura 2.26, e os resultados mostram a grande exatidão de localização da mesma, com erros inferiores a 200 metros, dentro do intervalo de ± 300 metros cometidos por sistemas de posicionamento, tendo melhor resultado de localização que outros sistemas em operação.

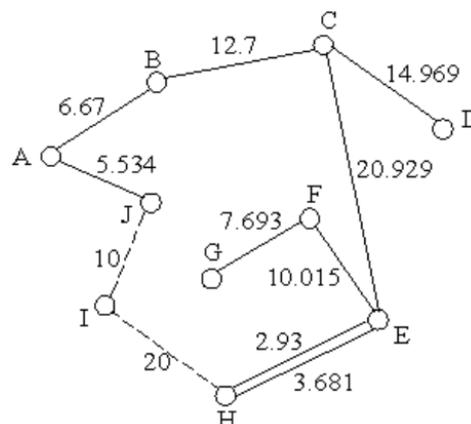


Figura 2.26 – Diagrama de conexão do sistema 110 kV de Zhuzhou [Ibid.]

Além da grande exatidão, o efeito da velocidade de propagação e o efeito de arco na linha podem ser eliminados, todavia grandes erros devem ocorrer para linhas longas devido à atenuação das ondas refletidas, já que os testes foram realizados somente para linhas curtas.

2.3.2.4 Localização com processamento de sinais por filtros FIR

As técnicas que se utilizam de Filtros FIR (*Finite Impulse Response*) não precisam fazer a mudança de domínio do sinal, apenas há uma atenuação das componentes de frequência inconvenientes às análises.

A seguir está uma referência que utiliza esse tipo de filtro para processar sinais faltosos e proceder à localização de faltas. Salienta-se que muitas *wavelets* discretas, implementadas via AMR, a partir de bancos de filtros espelhados em quadratura (QMF), utilizam filtros FIR no processamento de sinais, como poderá ser constatado no capítulo subsequente referente à Transformada *Wavelet*.

Lin, D. *et al.* (2008) utilizam as ondas viajantes de dois terminais de uma LT e um algoritmo, juntando um filtro FIR passa-altas com a análise de correlação cruzada, como técnica para localização de faltas. O objetivo é melhorar a precisão conseguida de métodos usuários do princípio de módulo máximo de detalhes *wavelets* ao haver mutação do local da falta.

O método de análise é de domínio temporal, no qual há:

a. Pré-processamento dos sinais

Os sinais são filtrados e são suprimidos os ruídos pelo uso de um filtro passa-altas, sendo este escolhido, segundo os autores, como tipo FIR, por ser de fase linear e do tipo necessário a problemas de localização de faltas;

b. Cálculo da diferença de tempo pela correlação cruzada

As ondas viajantes $x(t)$ e $y(t)$ são monitoradas nos terminais da LT e os coeficientes de correlação cruzada são calculados por meio de (2.60), em que τ é uma constante de tempo.

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y(t - \tau) dt \quad (2.60)$$

Para o máximo valor de $R_{xy}(\tau)$ calculado, τ é a diferença de tempo ($t_2 - t_1$) requerida para o cálculo da distância de falta.

c. Cálculo da distância de falta

A distância do ponto da falta ao terminal local é dada por:

$$x = [L - v \cdot (t_2 - t_1)]/2 \quad (2.61)$$

Onde L é o comprimento da linha entre os terminais monitorados e v é a velocidade de propagação das OVs.

Segundo os autores, a análise de correlação teve maior precisão ao ser comparada à análise *wavelet* clássica na localização das faltas quando há a presença de ruídos nos sinais, sinais estes obtidos do ATP/EMTP mediante a simulação de uma linha monofásica a 500 kV, de 150 km e modelo JMarti clássico a parâmetros variantes com a frequência. A LT foi ligada a dois geradores defasados 10 graus e os sinais foram amostrados a 1 MHz.

Ainda segundo os autores, a mesma superioridade a ruídos é constatada quando as faltas estão próximas aos terminais da LT.

2.3.2.5 Utilização de PMUs na localização de faltas

Lin, Y. *et al.* (2002) propôs outra abordagem para a localização de faltas em sistemas com três terminais. Utilizando-se da precisão fornecida por unidades de medição fasorial (PMUs²), bem como de dados medidos em dois dos três terminais de uma LT, Lin ratificou que a técnica proposta por ele se mostrou capaz de calcular distâncias de falta. Para uma melhor compreensão do algoritmo do método há de se visualizar o diagrama apresentado na Figura 2.27. O desempenho desse algoritmo é demonstrado pelos autores através da análise de sinais advindos de simulações no ATP/EMTP. Os resultados das simulações mostram que a exatidão se mantém mesmo sob variações de diversos parâmetros, como resistência, local e tipo da falta, impedância das fontes e condições pré-falta.

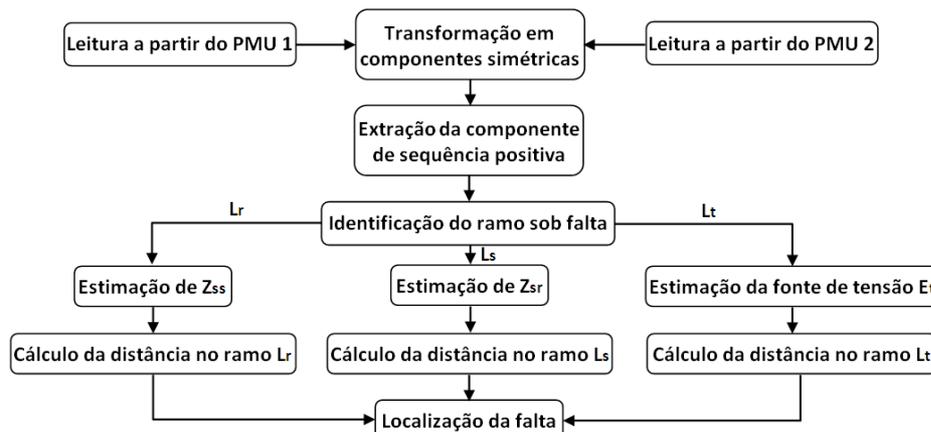


Figura 2.27 – Configuração do sistema localizador de faltas

Yin & Fan (2010) fazem uma revisão a respeito das técnicas de localização de faltas em LTs aéreas e apresentam um método baseado em PMU. São revisados os métodos baseados em ondas viajantes utilizando uma ou ambas as pontas da LT e são mostrados os métodos baseados na impedância para uma ponta, como o método da reatância simples, o método de Takagi e o método de Takagi modificado, e os métodos para duas pontas, como o

² Phasor Measurement Units.

método de seqüência negativa, além do método usando dois terminais baseado nos modelos de LTs a parâmetros distribuídos. São avaliados os métodos de seqüência negativa para LTs trifásicas e os de modelos a parâmetros distribuídos para LTs monofásicas utilizando dados de ambos os terminais.

De acordo os autores, a alta taxa amostral dos sinais da década de 50 limitou a aplicação das técnicas por ondas viajantes, então os métodos de localização baseados na impedância foram se desenvolvendo, medindo as tensões e correntes de um ou ambos os terminais da linha para determinar a impedância de falta. Daí a impedância da falta podia ser conhecida se a impedância da LT fosse uniformemente distribuída.

No trabalho deles a localização baseada em PMUs é feita medindo-se dados dos dois extremos de LTs monofásicas e trifásicas atreladas a duas fontes e testadas no PSCAD.

Os autores concluem que os métodos por ondas viajantes determinam precisamente o ponto de faltas, mas a alta taxa amostral, em micro segundos, prejudica a performance desta técnica, enquanto a técnica baseada na impedância, quando comparada à primeira, tem taxa de amostragem muito menor. Das análises de simulações, a metodologia por seqüência negativa, para diferentes condições desbalanceadas de falta, tem erros relativos ao comprimento de 360 km da LT a 230 kV não excedendo 3,2%, mostrando a eficiência das técnicas.

Yu *et al.* (2001) traz um novo algoritmo de localização de faltas para linhas de transmissão que sofrem modificações. LTs modificadas pela conexão de equipamentos no meio da linha têm inapropriados algoritmos de localização de falta utilizando três terminais. Assim, a proposta de algoritmo dos autores usa somente unidades de medição de fasorial sincronizadas (PMUs) das duas extremidades da linha original para determinar o local de uma falta, e dessa forma o localizador de faltas de dois terminais já existente ainda pode ser usado pela adoção desse novo método. Usado essa técnica o cálculo da distância da falta não necessita do modelo da parte adicionada ao sistema original e o algoritmo pode ser facilmente aplicado a qualquer tipo de adição ao sistema, como gerador, carga ou sistemas combinados.

Como a falta pode ocorrer no lado esquerdo ou direito da parte adicionada, o algoritmo conta com um seletor para escolha do lado correto.

As simulações de uma LT de 100 km a 345 kV para vários tipos, locais, resistências e ângulos de incidência da falta foram feitas no EMTP. Ademais, diversos tipos de adição foram feitas para avaliar o desempenho do novo algoritmo. Elas indicam que a técnica conseguiu mais de 99,5% de exatidão para a maioria dos casos. Além disso, o novo método torna desnecessária a adição de novos localizadores de falta ou modelos da parte adicionada.

No geral, os resultados das simulações demonstram que o algoritmo pode produzir e escolher facilmente resultados de localização com precisão.

Bettiol *et al.* (2005) descreve a implementação de um sistema de localização de faltas baseado em medições fasoriais sincronizadas das duas extremidades de LTs no âmbito de um projeto chamado MedFasee - Medição Fasorial Sincronizada em Sistemas de Energia Elétrica.

Em função de suas características de modelagem, com a representação da LT por meio de parâmetros distribuídos e o uso do conceito de quadripólos, assim como pela simplicidade de implementação, o método de duas extremidades proposto por Johns & Jamalis (1990) foi adotado para a localização de faltas. Para tal a distância da falta d em relação à extremidade B da LT, conforme Figura 2.28, é dada por (2.62).

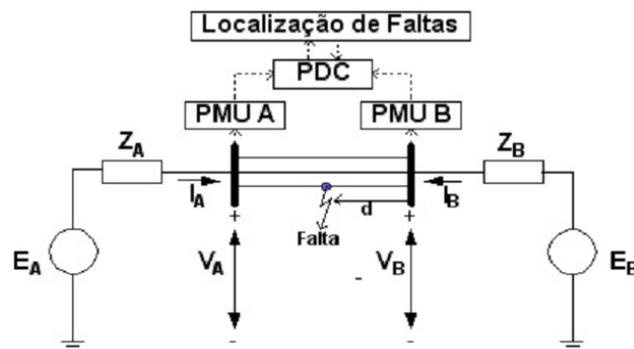


Figura 2.28 – Diagrama esquemático do sistema de localização de faltas via PMU

$$d = Re \left\{ \frac{1}{\gamma} \operatorname{tgh}^{-1} \left[\frac{V_A - V_B \cosh(\gamma l) + Z_C I_B \sinh(\gamma l)}{Z_C I_A - V_B \sinh(\gamma l) + Z_C I_B \cosh(\gamma l)} \right] \right\} \quad (2.62)$$

Onde γ e Z_C são, respectivamente, a constante de propagação e a impedância característica de seqüência positiva da LT e V_A , V_B , I_A e I_B são fasores sincronizados de tensão e corrente (as componentes fundamentais em 60 Hz) enviados à taxa de um fasor por ciclo de ambas as extremidades da linha pelas respectivas PMUs.

Vários testes foram efetuados com simulações numéricas de faltas monofásicas, bifásicas, bifásica-terra, trifásica e trifásica-terra, com resistências de falta de 1, 20 e 50 Ω , a 10, 50, e 80% do comprimento total de uma LT a 230 kV, modelada através do pacote computacional ATP/EMTP.

Através dos fasores sincronizados de corrente e tensão das duas extremidades da linha de transmissão e suas respectivas marcas de tempo, os quais são enviados de forma continuada pelas PMUs à base de dados do PDC (Concentrador de Dados Fasoriais, do inglês *Phasor Data Concentrator*), o sistema de localização de faltas acessa diretamente os fasores disponibilizados naquela base de dados e executa o algoritmo de localização de faltas.

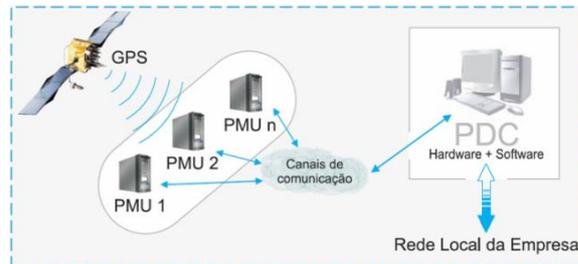


Figura 2.29 – Esquema de interconexão de um sistema PMUs

Nos experimentos efetuados com vários cenários de falta simulados por meio do ATP, o bom desempenho do sistema de localização implementado, simplificado e mostrado na Figura 2.29, foi comprovado através dos resultados numéricos com erros absoluto e relativo máximos de 0,57 km e 2,90%, respectivamente, para uma LT de 300 km. Dos resultados, os autores esperam futuramente implementar ou aperfeiçoar outros algoritmos de localização de faltas no sistema em desenvolvimento, assim como colocá-los em prática em sistemas reais.

2.4 DE OUTRAS TÉCNICAS

Além do que foi explanado anteriormente, destaca-se também nessa temática o uso de técnicas de localização com inteligência artificial (AI – *Artificial Intelligence*) como Redes Neurais, Lógica Fuzzy, Neuro-Fuzzy e Algoritmos Genéticos (SAHA *et al.*, 2010); ou ainda junções dessas ou dessas com a TW e outras ferramentas de processamento de sinais no intuito de automatizar esses processos e torná-los cada vez mais rápidos e precisos.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Embora haja diversos métodos de localização, como os verificados no decorrer da revisão bibliográfica, observam-se os mais precisos os que utilizam a Transformada *Wavelet* para processamento de sinais de sistemas simulados ou mesmo reais, sendo esta uma ferramenta indispensável para diversos deles, sejam eles utilizadores dos sinais de um, dois, três ou “n” pontas da LT para a captura dos parâmetros responsáveis pela estimação do ponto de falta.

Partindo-se desse fato, um estudo acerca de quais bases *wavelets* discretas conferem maior exatidão a um algoritmo de localização de faltas de um sistema elétrico de grande porte é essencial para aprimorar os resultados obtidos de métodos que aplicam TW para tal. Portanto, o trabalho aqui proposto é justificado no tocante à otimização de resultados de localização de defeitos para um SEP específico e retratante de um SEP real, dando continuidade e contribuindo para com as pesquisas constantes da comunidade científica na busca por melhores algoritmos de localização.

CAPÍTULO 3 TRANSFORMADAS NA ANÁLISE DE SINAIS

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As transformadas possibilitaram a comunidade científica tanto visualizar as peculiaridades de sinais quanto conceber formas mais rápidas e práticas de encontrar soluções matemáticas analíticas para certos fenômenos. No tocante à primeira ação, transformadas como as de Fourier e Dennis Gabor foram e continuam sendo amplamente usadas, porém são restritas a certos sinais. Com o advento e solidificação da Teoria *Wavelet* nos últimos anos, a Transformada *Wavelet* tem mostrado sua superioridade em diversas áreas da ciência na análise dos mais variados problemas e, em virtude das reflexões invocadas pela fundamentação da sua teoria sobre as outras transformadas, tem sido considerada como o caso geral das particulares citadas anteriormente.

Neste trabalho a Transformada *Wavelet* (TW), na sua forma discreta (TWD), via análise multiresolução (AMR), será utilizada para determinar instantes de reflexão de sinais transitórios de tensão, ondas viajantes oriundas de faltas em linhas de transmissão de energia elétrica, a fim de auxiliar na localização de pontos de incidência de defeitos nas mesmas.

3.2 A TRANSFORMADA DE FOURIER

A Transformada de Fourier (TF) foi concebida para analisar sinais estacionários, sinais cujo espectro não varia temporalmente, e possibilitou a visualização do espectro de frequências dos mais diversos sinais. Ela se utiliza de bases senoidais para descrever sinais e, portanto, não tem caráter local, isto é, determinam-se as componentes estacionárias de frequência, porém sem se conseguir determinar em que momento elas estão presentes nos mesmos, havendo a perda da informação temporal, o que poderá ser observado através das Figuras 3.2 e 3.3. Esse fato foi exposto e explicado pelo teorema da incerteza de Gabor-Heisenberg, o qual estabelece ser possível fazer uma correspondência entre o intervalo de tempo e o espectro de frequência de um sinal, contudo quanto maior a exatidão dele no domínio do tempo, menor será sua exatidão em frequência e vice-versa (ARAUJO, 2009). “Um sinal não pode ser representado como um ponto dentro do espaço tempo-frequência”, segundo Poularikas (2010).

Portanto, a Transformada de Fourier de um sinal $f(t)$, definida por (3.1) no intervalo de $J-\infty, \infty/$ e ilustrada na Figura 3.1, determina todas as componentes de frequência em um

sinal, mas não retém os instantes em que elas se apresentam no mesmo, ou seja, não possui nenhuma resolução temporal. Assim, se existe um sinal transitório local durante algum intervalo pequeno de tempo, esse até contribuirá para a TF, mesmo que ineficientemente, mas a sua localização será perdida no tempo.

$$TF(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.1)$$

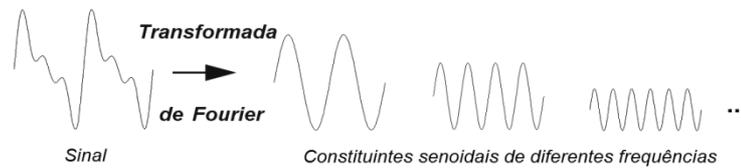


Figura 3.1 – Princípio da decomposição de um sinal via Transformada de Fourier [MISITI, 2000]

Para a implementação computacional da TF, bem como para tratamento de sinais discretizados, deve-se lançar mão da Transformada Discreta de Fourier (TDF), cuja definição para um sinal amostrado $f[n]$ é dada por (3.2) (SAHA, 2010).

$$TFD(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f[n]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.2)$$

Pode-se demonstrar, graficamente, a perda da identidade temporal de um sinal não-estacionário quando da aplicação da TDF. Por exemplo, como apresenta a Figura 3.2, tem-se um sinal na frequência de fundamental de 60 Hz e um transitório amortecido na frequência de 1 kHz.

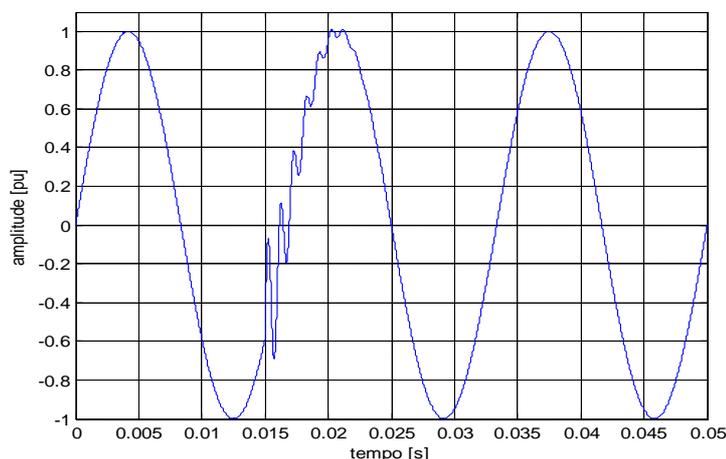


Figura 3.2 – Sinal senoidal com um transitório amortecido

Aplicando-se a Transformada rápida de Fourier ao referido sinal obtém o espectro da Figura 3.3.

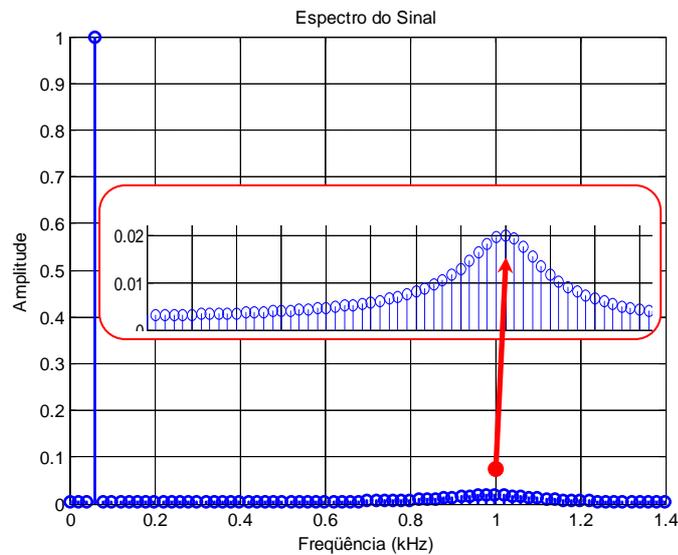


Figura 3.3 – Espectro do sinal exemplo

Observa-se que existe uma componente de amplitude 1 pu na frequência fundamental (60 Hz), bem como alterações no espectro por volta da frequência 1 kHz. Analisando-se apenas o espectro de frequência, pode-se erroneamente concluir que o sinal é composto por um componente senoidal de 60 Hz em conjunto com outras componentes senoidais por volta de 1 kHz durante todo o intervalo de tempo do sinal, já que por definição a TF é aplicada a todo o sinal, retornando o seu “comportamento médio global”. Qualquer reconstrução do sinal original seria impossível sem a informação temporal do mesmo. Portanto, essa exemplificação mostra a inadequação da TF à análise de sinais, quando aplicada a excursões aperiódicas.

Na Figura 3.4, à esquerda, mostra-se a ausência da localização temporal da TF, dada a inexistência das caixas de Heisenberg para tal. Tais caixas, à direita da mesma Figura, contabilizam uma relação de compromisso entre intervalos (resoluções) de tempo e frequência, denotada por (3.3) (POULARIKAS, 2010).

$$\sigma_t \cdot \sigma_\omega \geq 1/2 \quad (3.3)$$

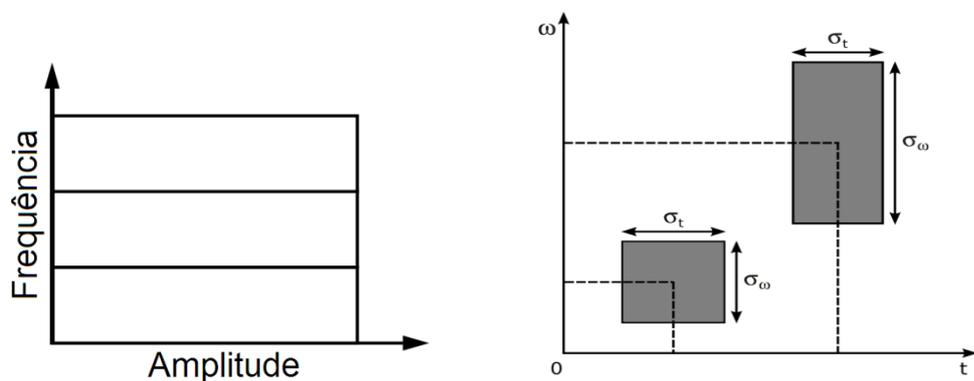


Figura 3.4 – Ausência das caixas de Heisenberg na TF (à esquerda) e ilustração das mesmas (à direita)

3.3 A TRANSFORMADA DE FOURIER JANELADA

Objetivando estender a utilização da Transformada de Fourier à análise de sinais não-estacionários e, por conseguinte, realizar um balanço à exatidão nos domínios tempo e frequência, Dennis Gabor propôs a transformada que recebeu seu nome ou TF de Tempo Curto (STFT¹), ou ainda Transformada de Fourier Janelada (TFJ), por ser uma modificação da definição da TF clássica. Tal mudança provoca uma translação temporal de uma função Gaussiana de energia concentrada $g^*(t)$ – a qual é ilustrada na Figura 3.5 – multiplicada pelo sinal $f(t)$ no interior da integral, permanecendo os mesmos limites integrais. Essa alteração, definida por (3.4), introduz um caráter local e a transformada passa a depender fortemente do instante avaliado, resultando na análise a intervalos, sendo a modificação destes realizada por τ .

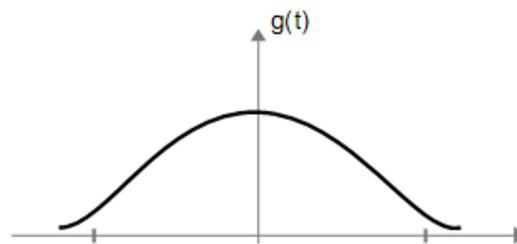


Figura 3.5 – Função gaussiana [ARAUJO, 2009]

$$TFJ(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot g^*(t - \tau) e^{-j\omega t} dt \quad (3.4)$$

Uma interpretação menos abstrata ao entendimento é a de Oliveira (2003 *apud* ARAUJO, 2009), segunda a qual, a TFJ é como uma “janela” deslizante de tamanho fixo, percorrendo o sinal e definindo intervalos a serem processados por uma espécie de “Transformada de Fourier Local”, como esboça a Figura 3.6.

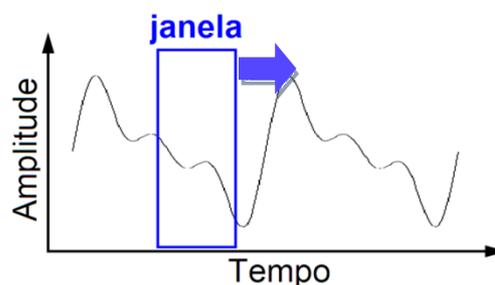


Figura 3.6 – Janelamento de um sinal provocado pela TFJ [MISITI, 2000]

¹ Do inglês *Short-Time Fourier Transform*.

Uma interpretação mais formal para essa transformada pode ser obtida considerando-se que a função gaussiana age diretamente sobre as funções senoidais da base, promovendo o produto entre elas e funcionando como uma modulação, gerando uma onda oscilatória de energia concentrada. Isso pode ser mostrado comparando-se a Figura 3.7(a), uma senóide de frequência ω_s e seu espectro, e a Figura 3.7(b), uma onda e a resposta dela no domínio da frequência. O resultado pode ser encarado como uma consequência direta do princípio da incerteza, pois limitando a senóide no tempo (maior resolução temporal), tem-se uma resposta mais espalhada (menor resolução) no domínio da frequência e vice-versa (ARAUJO, 2009).

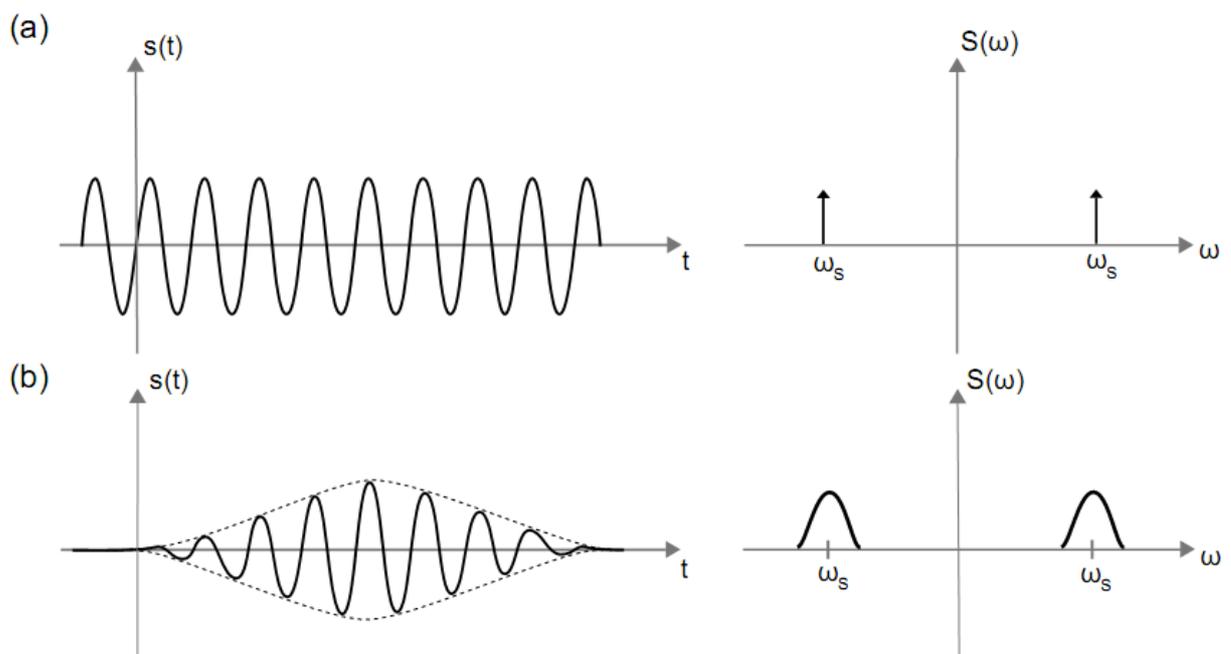


Figura 3.7 – Uma senóide e seu espectro (a) e uma senóide modulada e seu espectro (b) [ARAUJO, 2009]

A TFJ resolveu o problema da análise simultânea nos domínios do tempo e da frequência, mapeando um sinal unidimensional em um plano tempo-frequência. No entanto, a solução não foi tão abrangente, uma vez que definindo o tamanho dos intervalos de processamento (espalhamento da função gaussiana), a relação de incerteza entre os domínios não pode ser alterada em virtude da “janela” ser de tamanho fixo. Ou seja, a análise considera um único ponto de vista, uma única resolução – análise “uniresolução” – apresentada na Figura 3.8. Há de considerar-se também que essa transformação é complexa e que ela exige grande esforço computacional de processamento e armazenamento. Contudo, esse foi o primeiro passo em direção às origens das *wavelets* (OLIVEIRA, 2007).

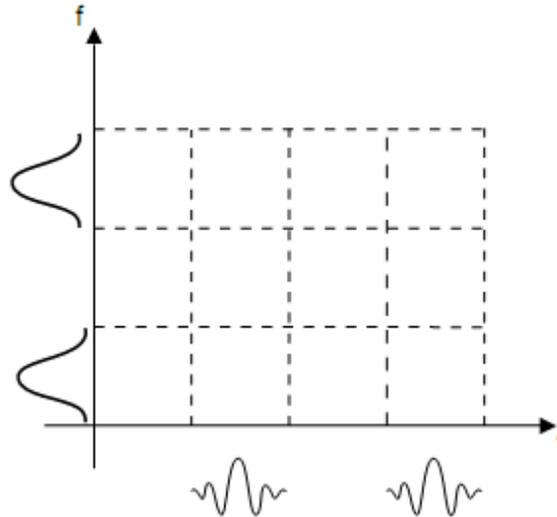


Figura 3.8 – Caixas de Heisenberg para análise uniresolução [ARAUJO, 2009]

Do exposto acima é que se diz que a análise de sinais de altas frequências exige alta resolução no domínio do tempo (pequenas escalas), enquanto que os sinais de baixas frequências exigem baixa resolução (grandes escalas). Mas como analisar sinais que apresentam trechos de baixas e, repentinamente, trechos de altas frequências, como ocorre em sinais sísmicos e transitórios eletromagnéticos, por exemplo? Ou seja, como realizar a análise multiresolução de sinais (AMR), obtendo-se um plano tempo-frequência como a Figura 3.9?

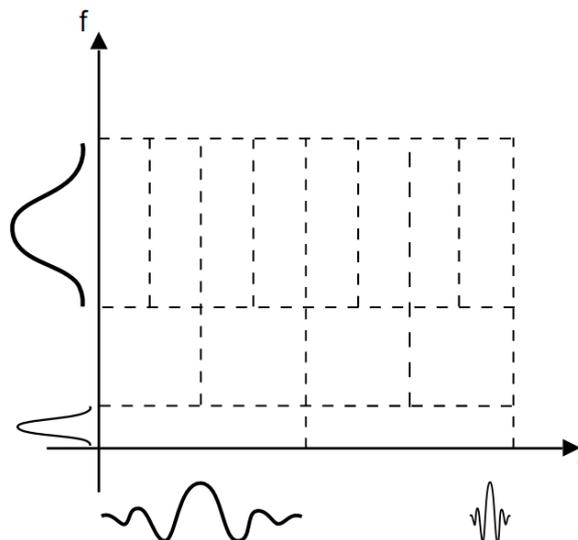


Figura 3.9 – Caixas de Heisenberg para a AMR [Ibid.]

Para esses casos pode-se utilizar, e utiliza-se muito atualmente nas mais diversas áreas e subáreas da ciência (DOMINGUES *et al.*, 2003; SOARES *et al.*, 2007; OLIVEIRA *et al.*, 2007; DÓCUSSE *et al.*, 2007; ELHAFFAR, 2008; ARAUJO, 2009; RADUNOVIC, 2009 p.149-156; POULARIKAS, 2010 p.517-518), a Transformada *Wavelet* (TW), definida por Jean Morlet ao deparar-se com a referida problemática nos seus estudos sobre ondas sísmicas.

3.4 A TEORIA WAVELET

3.4.1 Introdução à Transformada *Wavelet*

Há muito é conhecido da Teoria de Fourier que um sinal pode ser expresso como a soma de uma série, possivelmente infinita, de senos e cossenos. A grande desvantagem disso é a perda da identidade temporal, significando que embora se possam determinar todas as componentes de frequência de um sinal, não se define em que instante elas estão presentes no mesmo. A fim de contornar este problema diversas soluções têm sido desenvolvidas, como a Transformada de Gabor, sendo moderadamente capazes de representá-los concomitantemente no domínio do tempo e da frequência, sendo que provavelmente a mais moderna e eficiente ferramenta para superar essa deficiência é a Transformada *Wavelet* (VALENS, 1999).

Wavelet significa “ondinha”, em analogia às propriedades principais das bases *wavelets*: serem oscilantes, de rápido decaimento e de energia concentrada. Muitos campos da ciência, como o de processamento de sinais, física, matemática, astronomia, acústica e geofísica, semearam as sementes pioneiras para o crescimento da Teoria *Wavelet*, sendo por isso difícil apontar uma única origem para o surgimento dela. Porém, essa teoria não foi desenvolvida independentemente por cada um dos especialistas dessas áreas, mas sim, uma colaboração de todos esses campos da ciência para a análise das mais variadas problemáticas científicas, principalmente durante a década de 80.

3.4.2 *Wavelets* e a Transformada *Wavelet*

Uma *wavelet* é uma função que ao obedecer a certos requisitos matemáticos pode ser utilizada para decompor ou descrever, em diferentes sub-bandas, dados, funções ou sinais, sendo cada uma dessas casada com sua escala (SOUZA, 2007). A análise de um sinal de acordo com uma escala, multiescalas ou ainda sub-bandas de frequência é a idéia fundamental da Teoria *Wavelet*. A decomposição propiciada pela ferramenta TW utiliza-se de escalamentos e translações de uma função *wavelet*. Essas escalas comprimem ou dilatam uma *wavelet*-mãe ψ , que ao ser também transladada, isto é, deslocada temporalmente, dá origem às *wavelets*-filhas $\psi_{a,b}(t)$ definidas em (3.5) (RADUNOVIC, 2009).

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right); \quad a, b \in \mathbb{R}, a \neq 0 \quad (3.5)$$

A variável contínua a (fator de escala) em (3.5) realiza o escalamento da *wavelet*-mãe ($\psi_{1,0}$), estando essa relacionada à resolução em frequência; enquanto que a variável b (fator

de translação), também uma variável contínua, realiza a translação da *wavelet*-mãe, estando relacionada à resolução temporal, análoga à variável τ na definição da STFT. O pré-multiplicador $1/\sqrt{|a|}$ é um fator de normalização da energia da *wavelet* através das diferentes escalas e translações, garantindo a energia *wavelet* independente dos fatores a e b .

É importante notar que a função de base *wavelet* não é especificada, ao contrário da Transformada de Fourier, na qual ela é função do tempo e da frequência ($e^{-j\omega t}$). Isso é porque tal base pode ser escolhida dentre um leque de possibilidades, as famílias *wavelets*, como as da Tabela 3.1, conforme, na maioria das vezes, sejam suas propriedades necessárias à aplicação. Além disso, diferentemente da TF, que fornece uma representação global do sinal, a TW apresenta representações locais no domínio do tempo e da frequência de um dado sinal (SANTOSO *et al.*, 1996). Dessa forma suas resoluções são determinadas por retângulos de dimensões $(a\Delta t, \Delta\omega/a)$, em contraste com a TF, na qual as resoluções são $(\Delta t, \Delta\omega)$.

Segundo Chanda *et al.* (2003), a condição necessária e suficiente para que uma função base seja considerada uma *wavelet* é que ela deve ser oscilatória, decair rapidamente a zero (energia localizada) e ter valor médio nulo. Portanto, para essas condições, necessariamente $\psi(t) \in \mathcal{L}^2(\mathbb{R})$, ou seja, as funções devem ter energia finita.

Tabela 3.1 – Famílias *wavelets* mais comuns

Família <i>Wavelet</i>	Abreviação	Definição
Haar	Haar	$\psi(x) = \begin{cases} 1 & 0 \leq x < 1/2 \\ -1 & 1/2 \leq x < 1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$
Symlets	Sym	Sem forma analítica
Daubechies	Db	Sem forma analítica, exceto Db1 (Haar)
Coiflets	Coif	Sem forma analítica
Biorthogonal	Bior	Sem forma analítica
Reverse Biorthogonal	Rbio	Sem forma analítica
Meyer	Meyr	Sem forma analítica
Discrete Meyer	Dmey	Sem forma analítica
Gaussian	Gaus	$\psi_n(x) = C_n \frac{d^n}{dt^n} (e^{-x^2})$
Mexican Hat	Mexh	$\psi(x) = (1 - x^2)e^{-\frac{x^2}{2}}$

Morlet	Morl	$\psi(x) = \cos\left(5\sqrt{2}(x-b)\right)e^{-(x-b)^2}$
Complex Gaussian	Cgau	$\psi(x) = C_p e^{-ix} e^{-x^2}$
Complex Morlet	Cmor	$\psi(x) = \sqrt{\pi f_b} e^{2i\pi f_c x} e^{-\frac{x^2}{f_b}}$ <i>f_b é o parâmetro de largura de banda</i> <i>f_c é frequência de centro da wavelet</i>
Complex Shannon	Shan	$\psi(x) = \sqrt{f_b} \text{sinc}(f_b x) e^{2\pi i f_c x}$
Complex frequency B-spline	Fbsp	$\psi(x) = \sqrt{f_b} \left[\text{sinc}\left(\frac{f_b x}{m}\right) \right]^m e^{2\pi i f_c x}$

Dadas as operações de escala e translação, as *wavelets* têm a capacidade de atuarem como funções de base na decomposição de outras funções de uma forma mais sofisticada que as dos métodos de Fourier, pois permitem localização no tempo e na frequência. Com isso, a TW estuda cada componente com uma resolução casada com sua respectiva escala. Isto é a Análise em Multiresolução de uma função ou sinal (SOUZA, 2007).

3.4.3 A operação de escalamento *wavelet*

Escalar uma *wavelet* significa comprimí-la ou dilatá-la à medida que a transformada está sendo aplicada a uma função, o que possibilita a obtenção desta em multiresoluções, em razão de se conseguir uma transformada com “janelamento” variável. Um fator de escala com valor entre 0 e 1 realiza a compressão da *wavelet*, enquanto esse fator tendo valor maior que 1 promove a dilatação da mesma. Pode-se observar o efeito disso ao deparar-se com a Figura 3.10, que mostra o escalamento de uma senóide, e da Figura 3.11, a qual apresenta o escalamento da *wavelet* chamada *Mexican hat*, ao variar-se “a” e fixar-se “b” em zero.

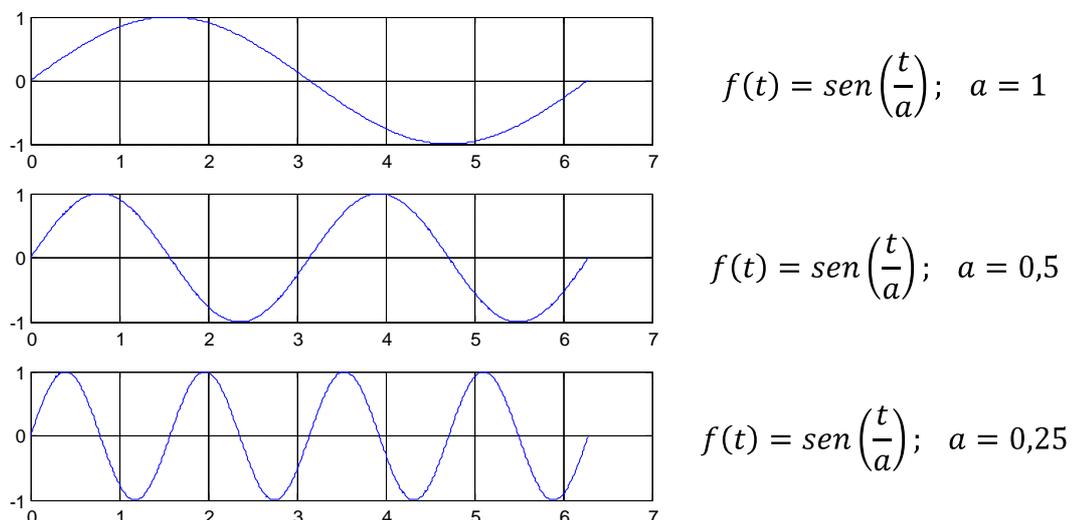
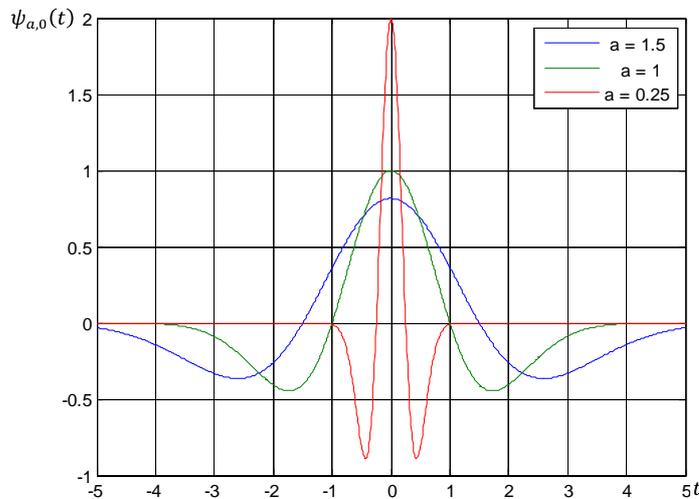


Figura 3.10 – Escalamento de uma senóide



$$\psi_{a,b}(t) = \left[1 - \left(\frac{t-b}{a} \right)^2 \right] \cdot e^{-\frac{(t-b)^2}{2}}$$

Figura 3.11 - Escalamento da *wavelet Mexican hat*

Ao ser diminuído o fator de escalamento, verifica-se tanto através da Figura 3.10 quanto da Figura 3.11 que a forma de onda é comprimida, e ao aumentá-lo ela é dilatada, mostrando uma das operações matemáticas realizada sobre a *wavelet*-mãe para obtenção das *wavelets*-filhas no processo de transformação *wavelet*. Da Figura 3.10 também é possível verificar mais evidentemente que o fator de escala tem relação inversa com a frequência da função base, isto é, para um aumento de escala diminui-se a frequência da função e vice-versa.

3.4.4 A operação de transladação *wavelet*

Transladar uma *wavelet* significa deslocá-la, atrasando-a ou adiantando-a em relação ao eixo das abscissas. No caso desse trabalho, esse eixo é o temporal. Isso é o que se faz matematicamente com uma função $f(x)$ ao, por exemplo, atrasá-la de um valor “k”, tornando-a, portanto, $f(x - k)$. Tal operação ilustra a Figura 3.12.

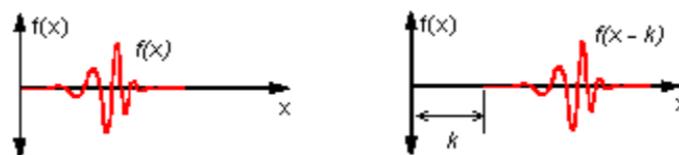


Figura 3.12 – Deslocamento de uma função (atraso) [MISITI, 2000]

Caso fosse um adiantamento da função, matematicamente ter-se-ia $f(x + k)$ e, graficamente, o que apresenta a Figura 3.13.

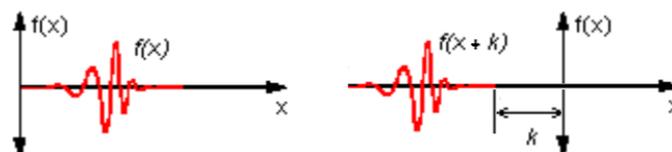


Figura 3.13 – Deslocamento de uma função (adiantamento) [Ibid.]

A Figura 3.14 esboça a operação de translação sendo aplicada a *wavelet Mexican hat*, através da variação do fator de translação, “b”, e mantendo-se o fator de escala em 1.

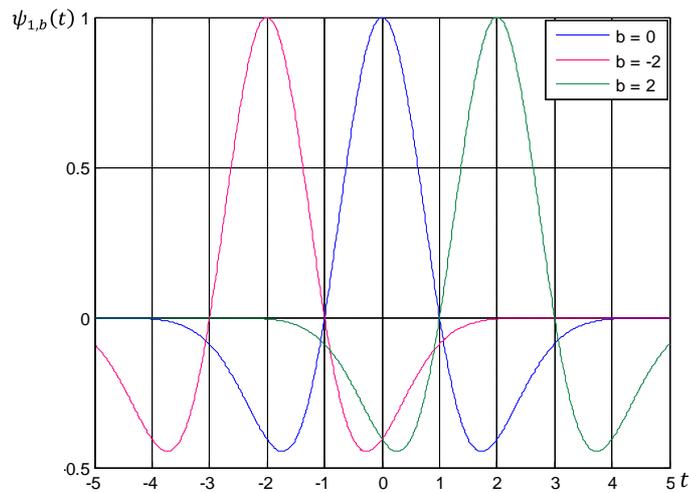


Figura 3.14 – Translação da *wavelet Mexican hat*

3.4.5 A Transformada *Wavelet* contínua

Matematicamente, a Transformada *Wavelet* contínua é definida por (3.6) (POULARIKAS, 2010).

$$TWC_x(a, b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (3.6)$$

A partir de (3.6) verifica-se que a $TWC_x(a, b)$ decompõe um sinal temporal em uma superposição, isto é, em um conjunto de bases *wavelets* (*Ibid.*). Ela realiza uma transformação de $x(t)$ do domínio temporal, de dimensão um, para o domínio *wavelet*, de dimensão dois, que é função contínua de a e b (DELMONT *et al.*, 2005), representando, cada uma delas, o quanto combinam cada parte do sinal em análise e as *wavelets*-filhas oriundas da *wavelet*-mãe escolhida. A ilustração dessa decomposição está na Figura 3.15.

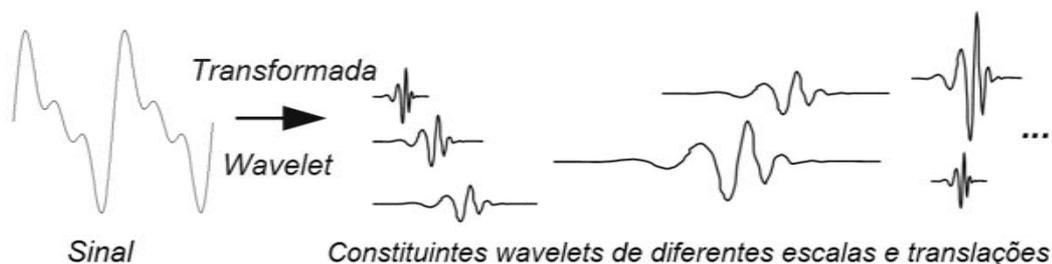


Figura 3.15 – Princípio da decomposição de um sinal via Transformada *Wavelet* [MISITI, 2000]

Para o caso de se utilizar, por exemplo, a *wavelet*-mãe *Mexican hat* para realizar a transformação do sinal $x(t) = V_p \sin(2\pi ft)$, a TWC dele seria calculada através de (3.7).

$$TWC_x(a, b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} V_p \sin(2\pi f t) \left[1 - \left(\frac{t-b}{a} \right)^2 \right] e^{-\frac{(t-b)^2}{2}} dt \quad (3.7)$$

Verifica-se de (3.7) a dificuldade, complexidade e até mesmo, na maioria das vezes, a impossibilidade de se conseguir uma solução analítica para a Transformação *Wavelet* Contínua de um dado sinal.

3.4.6 A Transformada *Wavelet* contínua inversa

Dada uma função $x(t)$ no domínio do tempo e a *wavelet*-mãe ψ , então (3.8), que define a transformada *wavelet* contínua inversa (TWCI), mapeia uma superfície do domínio do plano tempo-escala da $TWC_x(a, b)$ para o domínio unidimensional temporal (MACHADO, 2006).

$$x(t) = \frac{1}{C_\psi} \iint_{-\infty}^{+\infty} TWC_x(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) \frac{db da}{a^2} \quad (3.8)$$

Onde C_ψ é uma constante de normalização cujo valor advém da condição de admissibilidade.

A *wavelet*-mãe utilizada no cálculo da TWC de um dado sinal deve ser a mesma utilizada no cálculo da TWCI, caso contrário, a restituição perfeita do sinal não é garantida (YOUNG, 1995). Além disso, para se ter a recuperação do sinal $x(t)$ a partir dos coeficientes *wavelets* $TWC_x(a, b)$ é necessário que a *wavelet* obedeça à condição da desigualdade (3.9).

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (3.9)$$

Isso implica que a Transformada de Fourier da *wavelet*-mãe deve ter uma componente zero na frequência zero, sendo essa a chamada condição de admissibilidade para que um sinal seja restituído através da TWCI. Daí verifica-se que a Transformada *Wavelet* é inerentemente filtros passa-faixa no domínio da frequência, os chamados filtros *wavelets* (HADDAD, 2009).

Já no domínio temporal, a *wavelet* deve ser oscilatória, como uma onda, e ter valor médio nulo, o que é garantido pela igualdade (3.10) (*Ibid.*).

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (3.10)$$

Há também uma condição relacionada à energia, segunda a qual a *wavelet* deve ter energia finita unitária, denotada por (3.11), garantido que a base possui suporte compacto ou decaimento rápido em amplitude e, por conseguinte, localização temporal. Esta é a condição fundamental que diferencia a análise via TW da análise através da TF (RADUNOVIC, 2009).

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt = 1 \quad (3.11)$$

Portanto, qualquer função que tenha energia finita, seja quadraticamente integrável e satisfaça a condição de admissibilidade pode ser uma base *wavelet*.

3.4.7 Sequência de cálculo da Transformada *Wavelet*

Para obtenção da transformação *wavelet* de um dado sinal $x(t)$ é necessária a realização dos passos a seguir (MISITI, 2000):

1. Escolhe-se uma *wavelet*-mãe e compara-se com um trecho no começo do sinal original, conforme a Figura 3.16. Comumente, essa escolha toma por base as características do sinal em estudo associadas as da *wavelet*, sendo uma mais adequada que outra, como poderá ser verificada oportunamente no decorrer desse trabalho;

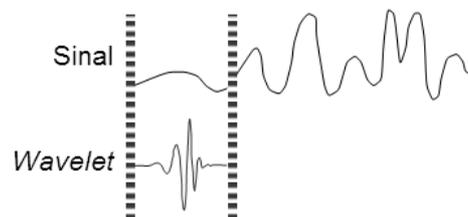


Figura 3.16 – Comparação entre a *wavelet* e o trecho do sinal [MISITI, 2000]

2. Calcula-se o coeficiente “C”, o qual representa o quanto a *wavelet* e o trecho do sinal estão intimamente relacionados no intervalo de tempo determinado pelo suporte *wavelet*, sendo $C = TWC_x(a, b)$. No domínio da frequência, a transformada mede a similaridade entre o conteúdo de frequência do sinal e a base *wavelet* escolhida (RADUNOVIC, 2009). Quanto maior for esse coeficiente *wavelet*, maior a semelhança entre as partes. De acordo com Souza (2007), “C” pode ser interpretado como um coeficiente de correlação, para o caso de a energia do sinal e da *wavelet* serem iguais a 1. A Figura 3.17 ilustra esse passo de transformação;

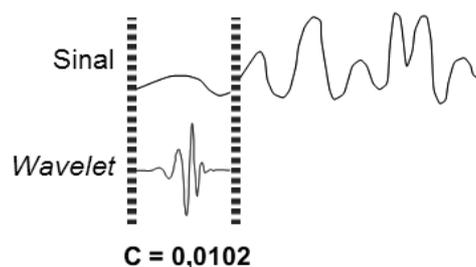


Figura 3.17 – Cálculo do fator “C” de relação entre a *wavelet*-mãe e o sinal [Ibid.]

3. Translada-se a *wavelet* para direita e repete-se o passo de número 2, conforme mostra a Figura 3.18, até que todo o sinal tenha sido excursionado pela *wavelet*;

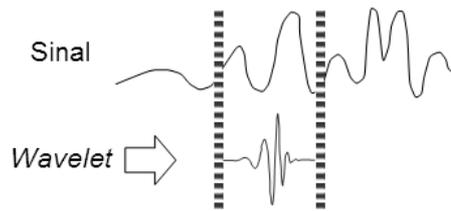


Figura 3.18 – Translação da *wavelet*-mãe percorrendo todo o sinal [MISITI, 2000]

4. Dilata-se a *wavelet*, Figura 3.19, e repetem-se os passos de números 2 e a seguir o 3. Aplica-se o fator de escala à *wavelet*-mãe, comprimindo-a e dilatando-a, a fim de obter resoluções em diferentes freqüências do sinal analisado;

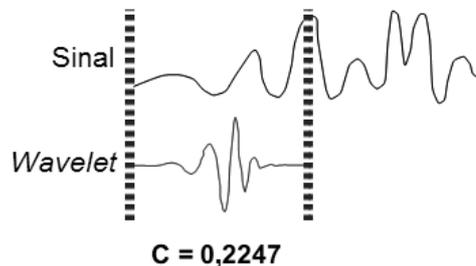


Figura 3.19 – Dilatação da *wavelet*-mãe e comparação [Ibid.]

5. Repetem-se os passos 2 até o 4 para todas as escalas em que se deseja analisar o sinal.

O resultado obtido usando os passos acima é análogo ao mostrado na Figura 3.20, conseguido do processamento do sinal presente na mesma. Realizados esses passos, obtêm-se todos os coeficientes *wavelets* em diferentes escalas e translações, caracterizando a regressão do sinal devido à teoria *wavelet*.

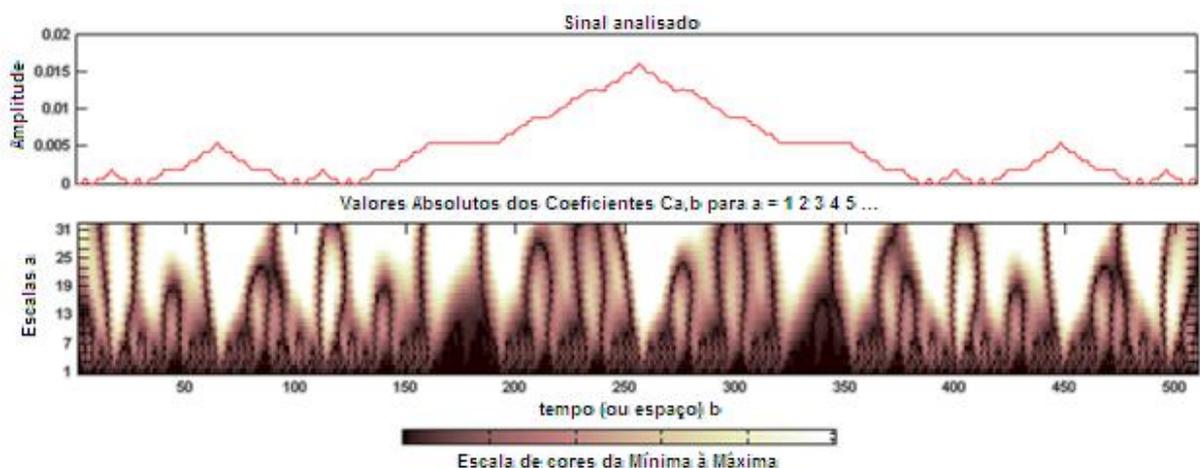


Figura 3.20 – Escalas e coeficientes da TWC de um sinal [MISITI, 2000]

A relação tridimensional entre as escalas, os coeficientes e o tempo deve ser entendida como apresenta o gráfico da Figura 3.21. Logo, o eixo X corresponde ao tempo, o eixo Y às diversas escalas, e o eixo Z, determinado por um ponto no plano X-Y, ao valor do coeficiente *wavelet* “C”, assumindo na Figura 3.20 uma determinada cor a fim de denotar sua magnitude.

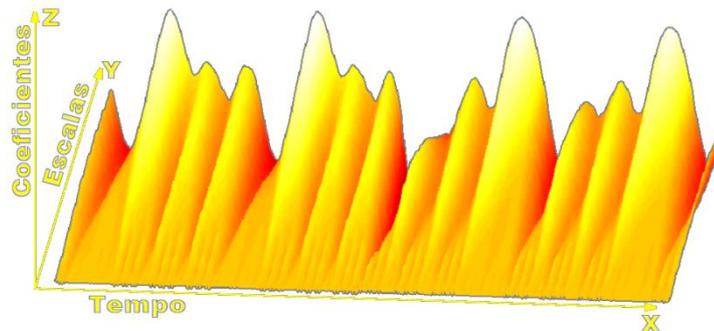


Figura 3.21 – Interpretação tridimensional da TWC [MISITI, 2000]

Caso se fatiasse o gráfico da Figura 3.21 em planos coeficientes-tempo, para cada uma das escalas, obter-se-iam gráficos similares aos exemplificados na Figura 3.22, com mais detalhes ou aproximações do sinal original.

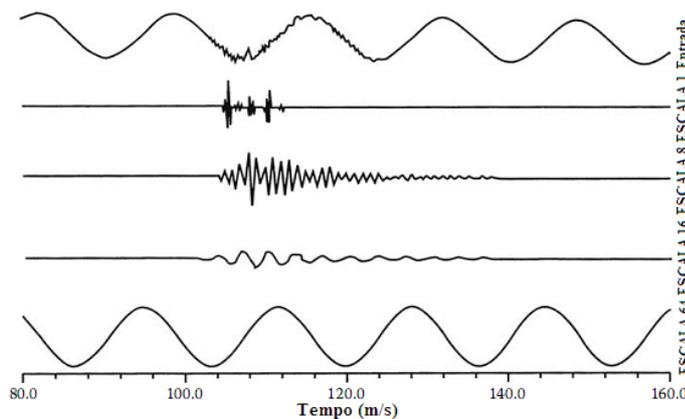


Figura 3.22 – Um dado sinal em multiescalas [POULARIKAS, 2010]

3.4.8 A Transformada *Wavelet* discreta

A TW apresentada anteriormente é contínua e, portanto, o sinal mapeado no domínio *wavelet* é representado por uma função de duas variáveis contínuas. Logo, nem todas as transformações são possíveis, dada a necessidade de uma forma analítica que as represente e, ademais, para processamento de sinais isso teoricamente levaria um tempo infinito e haveria muita redundância na transformação. Para contornar esses problemas tem-se a versão que é aplicável computacionalmente, a necessária à implementação desse trabalho, e que realiza o mapeamento de um sinal amostrado em uma seqüência números indexados por dois fatores, a Transformada *Wavelet* Discreta (TWD), definida por (3.12) (KIM *et al.*, 2000).

$$TWD_x(j, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \psi\left(\frac{n - kb_0 a_0^j}{a_0^j}\right); \quad n, j, k \in \mathbb{Z} \quad (3.12)$$

Comparando-se a TWC com a TWD, observa-se que $a = a_0^j$ e $b = kb_0 a_0^j$. Os parâmetros a_0 e b_0 são, respectivamente, os coeficientes de passo discreto de escala e de translação da TWD (ARAUJO, 2009). Já os parâmetros j e k são inteiros, sendo o primeiro chamado de nível, e que determina a escala da *wavelet*, enquanto o segundo indica a posição desta. Disso se verifica que o parâmetro de translação, b , depende da taxa de dilatação escolhida, não devendo ser tão espaçada para não haver perda de informação na transformação. Logo, para j grande e positivo a função ψ é bastante dilatada e os passos de translação, $b_0 a_0^j$, grandes são adaptados a esta grande largura. Já para j grande e negativo a *wavelet* é bastante contraída e os passos de translação pequenos são necessários para ainda cobrir toda a extensão.

A escolha dos valores dos coeficientes de passo irá depender da resolução no tempo e na escala da *wavelet*-mãe escolhida. Contudo, usualmente, toma-se $a_0 = 2$, base utilizada nos computadores e que torna as sub-bandas de frequências diádicas, isto é, com metade da máxima frequência da sub-banda anterior a cada aumento de escala; e $b_0 = 1$, dando uniformidade à divisão de tempo na escala selecionada (RADUNOVIC, 2009). São valores normalmente usados, pois eliminam a redundância oriunda da TWC, garantem a inversibilidade e as *wavelets*-filhas formam uma base ortonormal (YOUNG, 1995; BRITO e PIRES, 2005). Atribuindo esses valores à definição da TWD obtém-se (3.13), sua forma diádica-ortonormal (PARENTONI, 2006), e caixas de Heisenberg como as da Figura 3.23.

$$TWD_x(j, k) = 2^{-j/2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \psi(2^{-j}n - k); \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad (3.13)$$

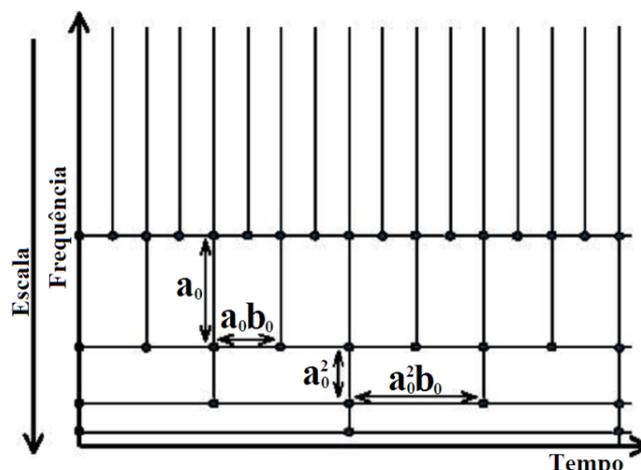


Figura 3.23 – Caixas de Heisenberg para a TWD diádica [PARENTONI, 2006]

O gráfico inferior da Figura 3.24 mostra a TWD aplicada ao mesmo sinal apresentado na Figura 3.20, na qual a TWC foi calculada; isso para se fazer o contraste e mostrar a forma diádica da transformada retornando formas retangulares pelas considerações em (3.13).

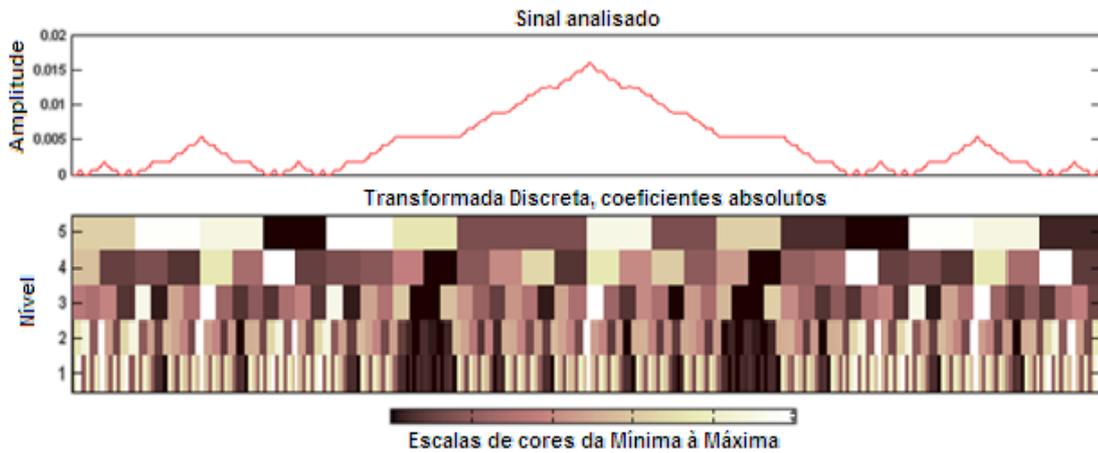


Figura 3.24 – Coeficientes dos níveis da TWD de um sinal [MISITI, 2000]

No caso de se desejar obter o sinal discretizado, sem perda de informação, a partir dos coeficientes da TWD, utiliza-se a representação em série, isto é, a Transformada *Wavelet* discreta inversa (TWDI) em (3.14), onde K é uma constante (MACHADO, 2006).

$$x(t) = x(n) = K \sum_{j,k} TWD_x(j, k) \frac{1}{\sqrt{a^j}} \psi \left(\frac{n - kb_0 a_0^j}{a_0^j} \right) \quad (3.14)$$

3.4.8.1 A análise em multiresolução

A análise em multiresolução (AMR) é obtida da TWD via algoritmo de otimização de processamento idealizado por Mallat em 1989, pelo qual um sinal é passado através de bancos de filtros *wavelets* para uma decomposição com menor dispêndio computacional que as versões implementadas anteriormente, e tornou-se a forma mais elegante de calcular a TWD. O propósito da AMR é decompor um sinal em sub-bandas de frequência a fim de torná-lo analisável em múltiplas bandas de frequência diferentes e independentes (POULARIKAS, 2010). Disso os sinais podem ser vistos em várias escalas de frequência, cuja máxima frequência de cada sub-banda $j \leq j_{max}$ obedece a (3.15) (MACHADO, 2006).

$$f_h = (2^{j_{max}-j}) f_s / N \quad (3.15)$$

Onde: $j_{max} = \log_2 N$ é a maior escala, e f_s e N são frequência amostral e número de amostras do sinal. Salienta-se que o número máximo de decomposições varia com a *wavelet*-mãe usada, mas em geral, para o caso unidimensional, usa-se $j_{max} \leq 5$ (MATHWORKS, 2005).

Aplicando esse equacionamento aos dados dos sinais a serem utilizados nesse trabalho ($f_s = 1 \text{ MHz}$ e $N = 300001$) e obedecendo ao critério de Nyquist, averiguam-se as bandas espectrais constantes na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Bandas espectrais em função dos níveis de detalhes

Nível	$j_{max} - j$	Banda espectral (Hz)	Frequência central (Hz)
Detalhe 1	18 – 1	500 k – 250 k	375 k
Detalhe 2	18 – 2	250 k – 125 k	187,5 k
Detalhe 3	18 – 3	125 k – 62,5 k	93,75 k
⋮	⋮	⋮	⋮
Detalhe 17	18 – 17	7,6294 – 3.8147	5,7221
Aproximação 18	18 – 18	3.8147 – DC	2,8610

A AMR é o processo pelo qual são obtidas as aproximações (resultantes de filtros passa-baixas) e os detalhes (resultantes de filtros passa-altas) provenientes de um sinal em análise. As aproximações, isto é, as altas escalas, fornecerão as informações de baixas frequências do sinal, enquanto que os detalhes, as baixas escalas, fornecerão as informações de altas frequências do mesmo, como pela aplicação de um zoom ao sinal em análise.

Os filtros *wavelets* são deduzidos da teoria da álgebra linear e das propriedades das definições de espaços e subespaços vetoriais ao serem aplicadas propriedades como ortogonalidade e ortonormalidade. Disso obtém-se a decomposição de um sinal por meio de duas funções: a chamada função de escalamento ou *wavelet-pai* $\varphi(t)$, responsável pela geração dos coeficientes de aproximação $c[k]$; e a função detalhe ou *wavelet-mãe* $\psi(t)$, responsável pela geração dos coeficientes de detalhes $d[k]$. Assim sendo, elas podem expandir todo o espaço $L^2(\mathfrak{R})$ – funções de quadrados integráveis – e, por conseguinte, qualquer sinal $x(t)$ pertencente a esse espaço pode ser descrito como uma combinação ponderada das funções escalamento e detalhe (ARRUDA, 2003).

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \varphi(2t - k); \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.16)$$

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_k h(k) \varphi(2t - k); \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.17)$$

Pode ainda ser definida a partir (3.16) e (3.17) uma classe de funções de expansão da forma (3.18) e (3.19) que, assim como as funções *wavelet-pai* e *mãe*, podem também expandir $L^2(\mathfrak{R})$, e um sinal pertencente a esse espaço pode ser escrito como (3.20) (BURRUS, 1998).

$$\varphi_k(t) = 2^{j_0} \psi(2^{j_0} t - k) \quad (3.18)$$

$$\psi_{j,k}(t) = 2^j \psi(2^j t - k) \quad (3.19)$$

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{j_0}(k) \varphi_k(t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=j_0}^{\infty} d(j,k) \psi_{j,k}(t); \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad (3.20)$$

Em (3.20), o primeiro somatório fornece uma baixa resolução ou aproximação grosseira de $x(t)$, ao passo que cada incremento j no segundo somatório acrescenta uma resolução mais fina ou alta resolução, adicionando mais detalhes ao sinal. Portanto, o sinal é representado como uma série em termos de funções escala e *wavelet* (ARRUDA, 2003). A Figura 3.25 exemplifica essas funções, mostrando a forma delas para a *wavelet* Daubechies de ordem 4 (Db4).

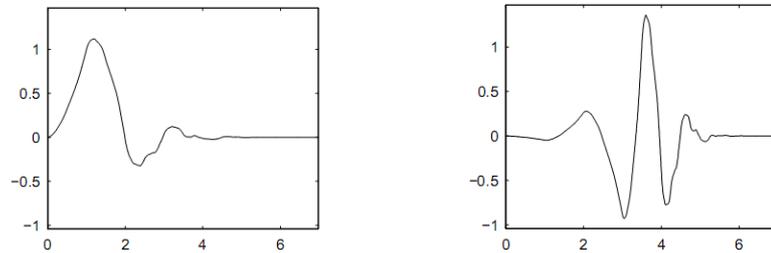


Figura 3.25 – Funções escala (à esquerda) e detalhe (à direita) da Db4 [MISITI, 2000]

3.4.8.2 O Teorema de Parseval a partir dos coeficientes *wavelets*

No caso das funções *wavelet*-pai e mãe formarem bases ortogonais e possuírem suporte compacto, (3.20) admite o Teorema de Parseval (DELMONT, 2003). Logo, a energia do sinal será igual ao somatório das energias presentes em cada um dos coeficientes de aproximação e de detalhes da transformação *wavelet* do mesmo. Para o caso geral em (3.20), a energia no domínio de expansão é dividida em função dos fatores escala e translação, consoante denota (3.21).

$$\int |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |C_{j_0}(k)|^2 + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=j_0}^J |d(j,k)|^2; \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad (3.21)$$

Através desse teorema, (3.21) caracteriza a energia existente em cada nível da transformada, correspondente à energia de toda a banda de frequência existente no nível em questão, em contraste com cálculo da energia de um sinal através da Transformada de Fourier.

3.3.8.3 A TWD via bancos de filtros

Na prática, a otimização do cálculo da TWD de Mallat não utiliza as funções *wavelet*-pai e mãe para obtenção dos coeficientes de aproximação e de detalhes. Para este fim, ele se

utiliza de dois filtros: um passa-baixas, $g[n]$, responsável pela geração dos coeficientes de aproximação, e um passa-altas, $h[n]$, responsável pela geração dos coeficientes de detalhes.

Esses filtros são oriundos da definição das funções escala e detalhe, e seus coeficientes podem ser calculados através dos produtos internos (3.22) e (3.23). Tais coeficientes não podem assumir quaisquer valores, sendo uma das restrições a obediência às condições (3.24) e (3.25) (MALLAT, 1989; ARAUJO, L. 2007).

$$h[n] = \langle \psi_{0,0}, \varphi_{1,n} \rangle; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.22)$$

$$g[n] = \langle \varphi_{0,0}, \varphi_{1,n} \rangle; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.23)$$

$$\sum_n h_n^2 = 1 \quad (3.24)$$

$$\sum_n g_n^2 = 1 \quad (3.25)$$

O equacionamento do algoritmo de recursão envolvendo esses pares de filtros para geração mais eficiente dos coeficientes *wavelets* está em (3.26) e (3.27) (ARAUJO, 2009).

$$C_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m]g[m - 2k] \quad (3.26)$$

$$d_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m]h[m - 2k] \quad (3.27)$$

Onde: $j = 1$, quando $C_0[m]$, os coeficientes tornam-se as amostras do sinal original.

Para que esse algoritmo seja tão eficiente (representação não redundante e uma reconstrução única do sinal original) é preciso, e Mallat (1989) demonstra, que esses filtros, tipo Resposta Impulsiva Finita (*Finite Impulse Response – FIR*), sejam filtros espelhados em quadratura (*Quadrature Mirror Filters – QMF*), ortonormais e relacionados por (3.28). Logo, os filtros de decomposição estão relacionados entre si, assim como estes também se relacionam aos de reconstrução, como poderá ser constatado mais adiante, em (3.34) e (3.35).

$$h(2L + 1 - n) = (-1)^{n-1}g(n); \quad n \in \mathbb{N}^* \quad (3.28)$$

Onde $2L$ é o comprimento da janela do filtro e $n \leq 2L$ é o índice de cada um de seus coeficientes.

Salienta-se que a relação (3.28) não é satisfeita para *wavelets* biortogonais com $2L > 2$, posto que seus filtros de decomposição e reconstrução não se relacionam a fim de

garantirem que com filtros FIR diferentes ter-se-á concomitantemente as propriedades de simetria e reconstrução perfeita.

A AMR pode ainda ser entendida como um conjunto de convoluções entre os coeficientes *wavelets* e os coeficientes dos filtros, podendo isso ser demonstrado como segue (ARAUJO, 2009).

A operação de convolução é dada por (3.29).

$$y[n] = u[k] \star h[n - k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u[k]h[n - k] \quad (3.29)$$

Realizando-se os procedimentos matemáticos para se chegar a (3.29) a partir (3.26) obtém-se (3.30).

$$C_j[n/2] = C_{j-1}[n] \star \bar{g}[n - m] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[n] \bar{g}[n - m] \quad (3.30)$$

Verifica-se, portanto, que ambas as filtragens realizam operações de convolução constituídas por (3.31) e (3.32).

$$C_j[n/2] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m] g[m - n] \quad (3.31)$$

$$d_j[n/2] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m] h[m - n] \quad (3.32)$$

Constrói-se desta maneira um algoritmo rápido para passar de uma escala para outra subsequente. Para tanto é necessário apenas conhecermos os coeficientes C_{j-1} , que representam o sinal $x(t)$ numa dada escala j , e também os coeficientes de filtro $g[k]$ da função escala associada à análise. Semelhantemente obtém-se uma maneira simples de conseguir os detalhes que seriam perdidos ao se passar de uma escala de maior para uma de menor resolução, sendo agora necessários os coeficientes do outro filtro $h[k]$ da função *wavelet* associada.

Notar que somente valores pares são admitidos para n nas equações acima, e como consequência disso, cada escala de aproximação e de detalhes (C_j e d_j) é gerada com a metade da quantidade de amostras da escala anterior (C_{j-1} e d_{j-1}). Isso é realizado pelo operador de decimação por dois, ilustrado por $\downarrow 2$ na Figura 3.26, meramente simbólico, e que representa o descarte de um valor a cada dois valores obtidos da operação de convolução, sendo de maneira prática esse descarte não calculado para evitar desperdício computacional.

Equivalentemente a esse procedimento é reamostrar um sinal em uma frequência de amostragem menor. Há uma variante da TWD que é usada em (LI *et al.*, 2008; COSTA *et al.*, 2010), a qual não realiza essa sub-amostragem, sendo por isso chamada de Transformada *Wavelet* Discreta Redundante ou TWD estacionária.

A Figura 3.26 mostra esquematicamente o processo equacionado por (3.31) e (3.32) para auxiliar no entendimento do algoritmo.

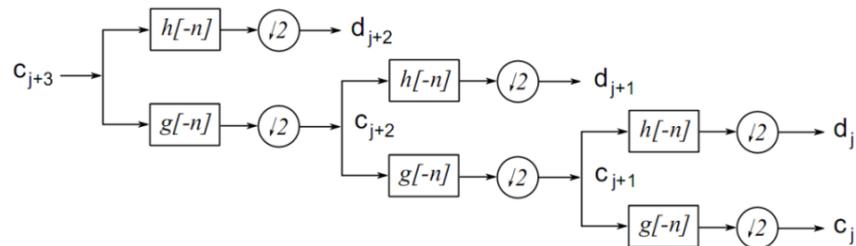


Figura 3.26 – Decomposição em multiescalas [SAHA, 2010]

Já a Figura 3.27 ilustra a aplicação desse algoritmo piramidal desde o sinal de entrada, obtendo-se os diversos níveis de aproximações e detalhes do mesmo, até o maior deles, constituído de apenas uma amostra. E de forma análoga, a Figura 3.28 apresenta, graficamente, esse processo até o terceiro nível de decomposição para um dado sinal.

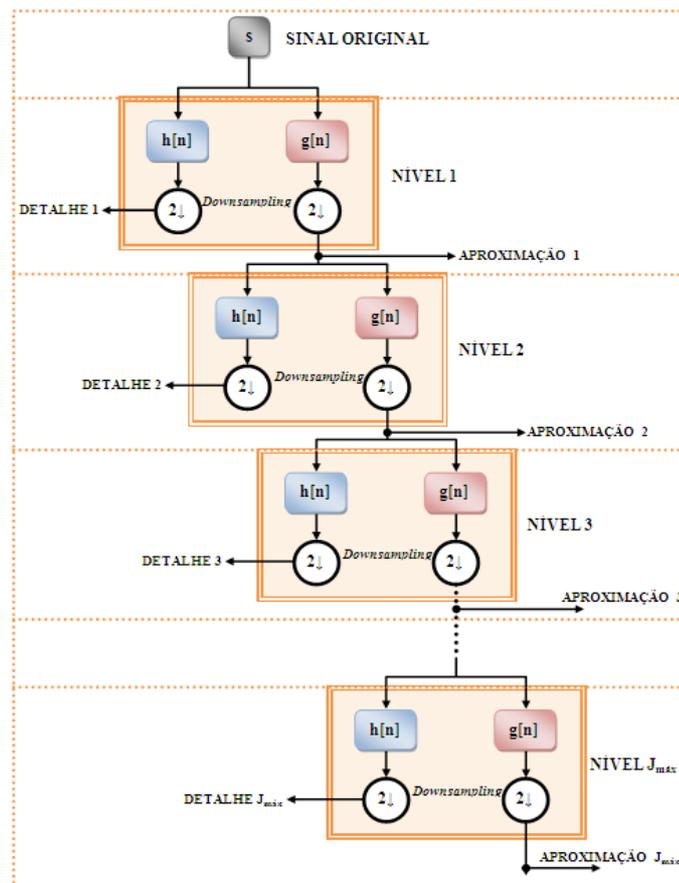


Figura 3.27 – Árvore de decomposição *wavelet*

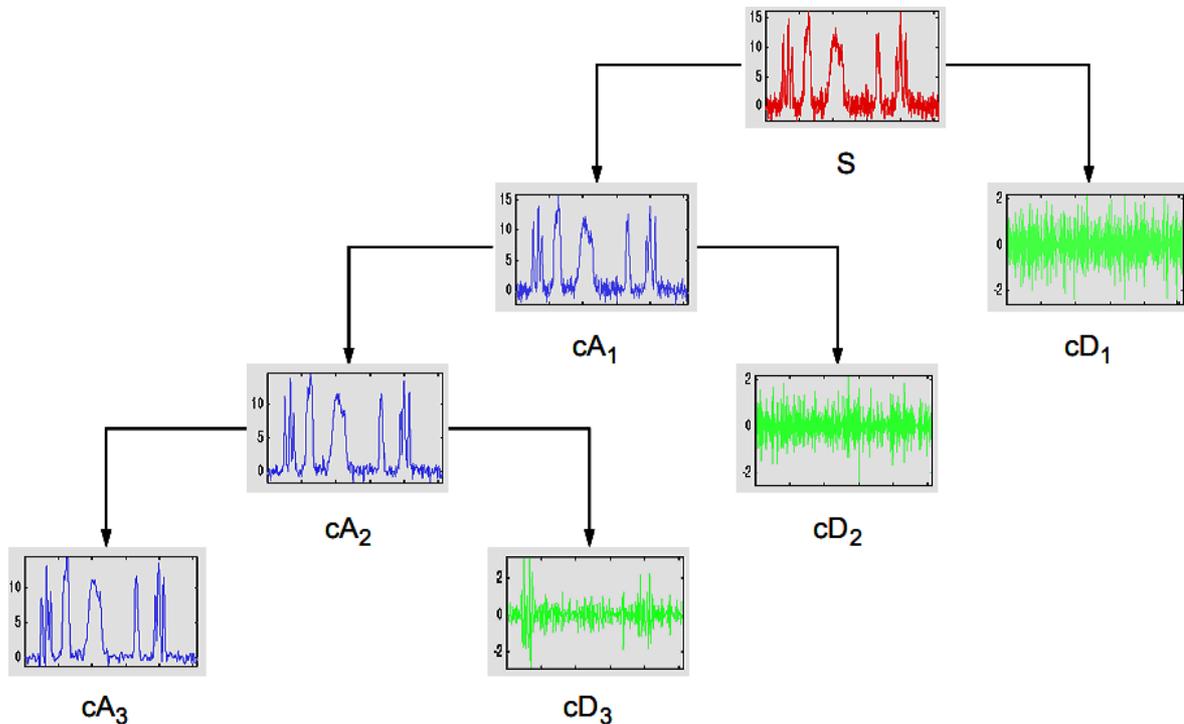


Figura 3.28 – Árvore gráfica de uma AMR [MISITI, 2000]

De (3.31) e (3.32) obtêm-se as decomposições *wavelets* discretas em multiescalas de sinais através de um algoritmo recursivo e rápido. Mas é preciso também que a transformada recomponha, faça a síntese, a reconstrução perfeita do sinal original de forma eficiente, a qual é conseguida através de (3.33).

$$\hat{x}(k) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} h'(l - 2k) d_1(l) + \sum_{l=-\infty}^{\infty} g'(l - 2k) c_1(l) \quad (3.33)$$

Em (3.33) deve-se fazer a superamostragem nas séries $c_1(l)$ e $d_1(l)$, intercalando um valor zero a cada uma de suas amostras, antes de realizar a convolução, usando um operador conhecido como superamostragem (*upsampling*) e simbolizado por $\uparrow 2$, assim como exemplifica a Figura 3.29.

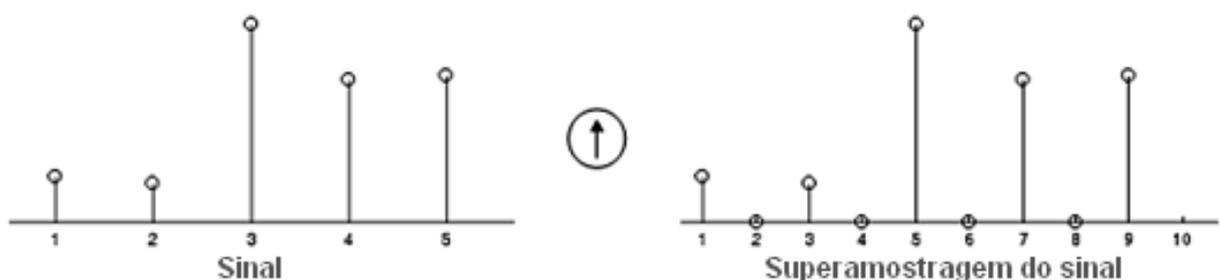


Figura 3.29 – *Upsampling* de um sinal [Ibid. - adaptada]

Os filtros de reconstrução passa-baixas e passa-altas presentes em (3.33) são funções dos filtros de decomposição e são determinados por (3.34) e (3.35), respectivamente, cujas relações são satisfeitas até mesmo para famílias *wavelets* biortogonais.

$$g'(n) = (-1)^n h(n); \quad n \in \mathbb{N}^* \leq 2L \quad (3.34)$$

$$h'(n) = (-1)^{n+1} g(n); \quad n \in \mathbb{N}^* \leq 2L \quad (3.35)$$

A Figura 3.30 exibe a utilização desses dois filtros de reconstrução e dos coeficientes de aproximação e de detalhes de primeira e segunda escalas para a reconstrução do sinal original.

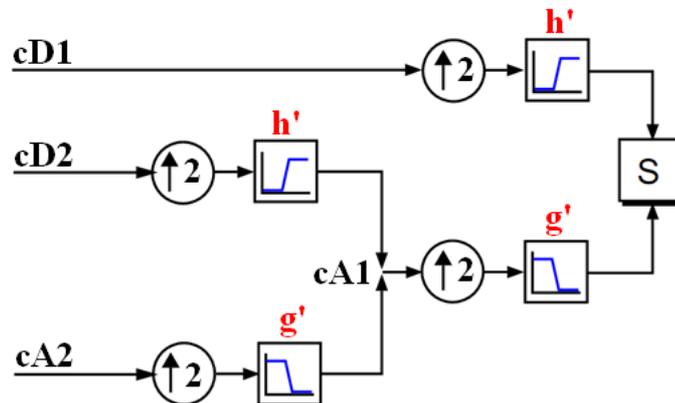


Figura 3.30 – Esquema de reconstrução de um sinal a partir dos coeficientes *wavelets* [MISITI, 2000]

A AMR possibilita não só a síntese do sinal original, mas também a dos níveis de aproximação e de detalhes, com cada um deles tendo o mesmo número de amostras do sinal original. Na Figura 3.31 (à esquerda) é mostrada a síntese da primeira escala de aproximação de um sinal originada dos coeficientes de aproximação de 1ª escala. Analogamente, na mesma figura, à direita, é obtida a síntese da 1ª escala de detalhes a partir dos coeficientes de detalhes nessa mesma escala.

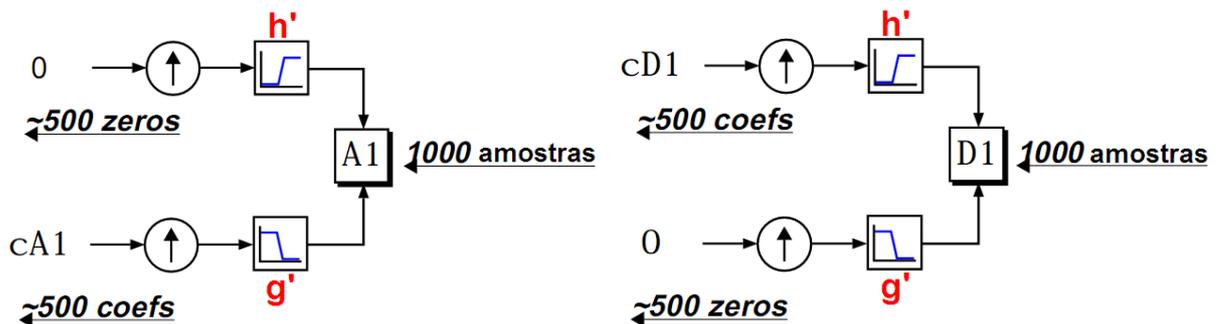


Figura 3.31 – Síntese do 1º nível de aproximação (à esquerda) e detalhe (à direita) a partir dos coeficientes

Os detalhes e aproximações reconstruídos são verdadeiramente constituintes do sinal original e, de fato, pode-se constatar isso confrontando o sinal com o resultado de $A1 + D1$, ou com $A2 + D2 + D1$, ou ainda com $A3 + D3 + \dots + D1$, conforme o número de níveis.

Tanto a decomposição quanto a reconstituição em duas escalas de um sinal, usando os respectivos filtros *wavelets*, são apresentadas no esquema da Figura 3.32.

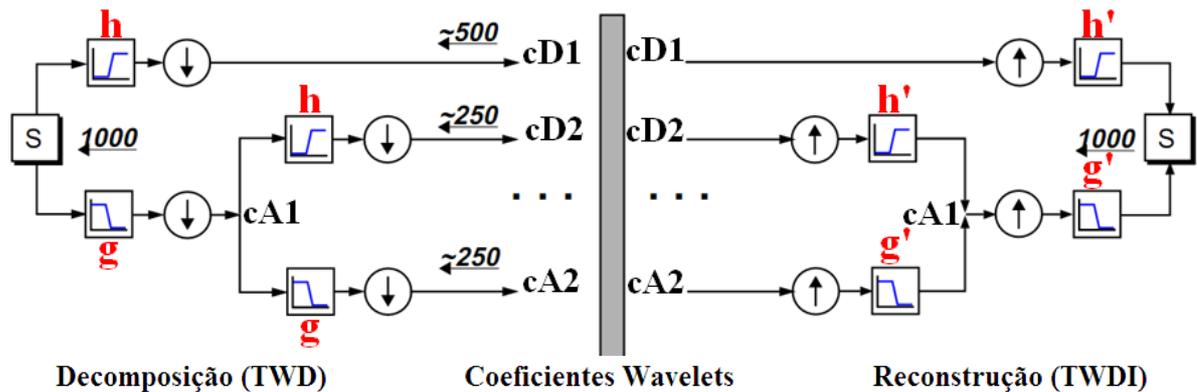


Figura 3.32 – Esquema de decomposição e reconstrução multiescalares de um sinal [MISITI, 2000]

Já a Figura 3.33 apresenta um exemplo de par de filtros *wavelets* de decomposição (“a” e “b”) e de reconstrução (“c” e “d”) originado das funções escalamento e *wavelet* Symlets de ordem 6 (Sym6).

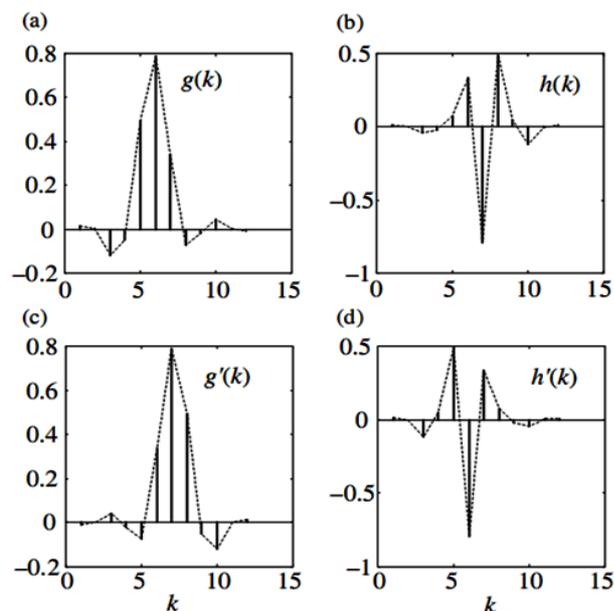


Figura 3.33 – Filtros *wavelets* ortogonais (Sym6) [SAHA *et al.*, 2010]

Quantificando esses filtros de decomposição passa-baixas e passa-altas – $g(k)$ e $h(k)$, respectivamente – e de reconstrução passa-baixas e passa-altas – $g'(k)$ e $h'(k)$ – da Sym6 tem-se os coeficientes da Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Filtros de decomposição e reconstrução da *wavelet* Symlet 6

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$g(k)$	0.015	0.003	-0.118	-0.048	0.491	0.787	0.337	-0.072	-0.021	0.044	0.001	-0.007
$h(k)$	0.007	0.001	-0.044	-0.021	0.072	0.337	-0.787	0.491	0.048	-0.118	-0.003	0.015
$g'(k)$	-0.007	0.001	0.044	-0.021	-0.072	0.337	0.787	0.491	-0.048	-0.118	0.003	0.015
$h'(k)$	0.015	-0.003	-0.118	0.048	0.491	-0.787	0.337	0.072	-0.021	-0.044	0.001	0.0078

Em aplicações práticas, o usuário pode aplicar *softwares* apropriados para obter funções impulsivas de filtros *wavelets* que se adéquam mais à análise proposta (SAHA *et al.*, 2010).

Do exposto, pode-se notar que a TWD irá aplicar um par de filtros passa-faixa para cada nível de decomposição do sinal. Assim sendo, não é mais necessário projetar um filtro desse tipo para cada necessidade de filtragem de sinal, basta realizar a AMR e verificar as bandas espectrais do sinal em estudo para determinar o nível de detalhes ou aproximação *wavelet* que se faz necessário para que se tenha a filtragem numa faixa adequada à situação. Além do mais, a eficiência da análise *wavelet* é notória quando confrontada com os demais filtros digitais, justificando o seu vasto uso nos mais diversos estudos.

A TW tem sido considerada uma moderna, poderosa e elegante ferramenta no campo de processamento de sinais e, dentre muitas, a maior vantagem é a adequação à análise de sinais não-estacionários, como transitórios, comumente presentes em sistemas de potência, tendo sido alvo de muitas pesquisas e aplicações nessa área, não se limitado à análise e identificação de sinais transientes, análise de distorções não-estacionárias de tensão, proteção de sistemas, análise e monitoramento de qualidade de energia e outros. Partindo-se desse pressuposto, decidiu-se propor nesse trabalho a utilização da AMR para o processamento de transitórios eletromagnéticos, na qual foram usadas as famílias *wavelets* discretas Biortogonal, Biortogonal Reversa, Coiflets, Daubechies, Dmey e Symlets, cujas principais propriedades são as constantes na Tabela 3.4 (MISITI, 2000; RADUNOVIC, 2009).

Tabela 3.4 – Principais propriedades das *wavelets* analisadas [RADUNOVIC, 2009]

Propriedade	Haar	Db2-N	SymN	CoifN	BiorNr.Nd	RbioNr.Nd	Dmey
Regularidade arbitrária			X	X	X	X	X
Suporte compacto ortogonal	X	X	X	X			
Suporte compacto biortogonal						X	X
Simétrica	X				X	X	X
Assimétrica		X					
Simetria aparente			X	X			
Número arbitrário de momentos de esvaecimento		X	X	X	X	X	

Existência de φ	X	X	X	X	X	X	
Análise ortogonal	X	X	X	X			
Análise biortogonal	X	X	X	X	X	X	
Reconstrução exata	X	X	X	X	X	X	\approx
Filtros FIR	X	X	X	X	X	X	X
Transformada contínua	X	X	X	X	X	X	
Transformada discreta	X	X	X	X	X	X	X
Algoritmo rápido	X	X	X	X	X	X	X
Expressão analítica	X				<i>SPLINES</i>	<i>SPLINES</i>	

A pertinência ou não das propriedades acima nessas famílias *wavelets* favorecem a obtenção de valorosas características, que podem ser imprescindíveis no tocante às necessárias a uma análise de sinais. Dessa forma, a seguir são explanadas algumas características provenientes de algumas das propriedades presentes na Tabela 3.4.

- O suporte compacto das funções escala e *wavelet* ou de suas Transformadas de Fourier é uma das mais importantes propriedades *wavelets*. Esse suporte assinala a rapidez com que as funções convergem a zero no infinito, no domínio do tempo ou da frequência, quantificando a localização temporal e frequencial da transformação. Uma *wavelet* com suporte compacto tem, atrelada a ela, um conjunto finito de coeficientes, e assim as somas no algoritmo piramidal é também finita;
- A orto ou biortogonalidade garante que os coeficientes da decomposição *wavelet* admitem o Teorema de Parseval, além de significar uma transformação numericamente estável, resultando em algoritmos computacionais eficientes e rápidos, sem grande dispêndio de memória, já que essa propriedade permite reconstruir um sinal conhecendo-se apenas os coeficientes *wavelets* calculados através do produto interno do sinal com as funções de base;
- Se há simetria entre as funções escala e *wavelet*, no caso geral, os filtros têm fase linear, sendo muito útil para evitar-se defasagem no processamento de imagens e de dados bidimensionais (2D). Excetuando-se para o caso da *wavelet* Haar, esta propriedade exclui a ortogonalidade. Já a assimetria pode acarretar distorções, algo indesejável especialmente no processamento de som, por exemplo;
- A regularidade é uma propriedade útil para se conseguir suavidade quando da reconstrução de funções, sinais ou imagens, e de funções estimadas em análise de regressão não-linear. Ao mesmo tempo, uma grande suavidade conduz a melhores

localizações em frequência, e essa característica é desejável às funções de base em análise numérica, especialmente quando derivadas são utilizadas;

- O número de momentos de esvaecimento para ψ e, se existir, para φ é uma propriedade útil em aplicações para compressão de dados, posto que esta consiste da omissão de pequenos coeficientes *wavelets*;
- A existência da função escala e a orto ou biortogonalidade das análises de resultados são duas propriedades que permitem algoritmos rápidos.
- A expressão analítica nem sempre existe para as funções *wavelet* e escala, todavia algumas vezes é desejável tê-las.

É importante enfatizar: “Construir uma *wavelet* que tenha todas essas propriedades é impossível”. Assim, várias famílias vêm sendo construídas e usadas conforme as propriedades se fazem mais ou menos importantes para a aplicação do usuário (RADUNOVIC, 2009).

3.4.9 Aplicação da Teoria *Wavelet* AMR via MATLAB

A partir da propagação da teoria a respeito das *wavelets*, diversos pesquisadores desenvolveram e têm desenvolvido estratégias de programação para a aplicação delas, principalmente no campo do processamento de sinais. No Apêndice B são explanadas algumas das diversas funções *wavelets* presentes no ambiente de desenvolvimento MATLAB, que possibilitam aplicar a teoria *wavelet*, através da análise multiresolução, à localização de faltas em LTs aéreas, e por isso foram utilizadas no localizador implementado para essa pesquisa, o qual será explanado oportunamente.

3.4.10 Aplicação das funções AMR à análise de tensões

As operações realizadas pelas funções AMR *wavelets* do MATLAB estão no Apêndice B individualmente. A seguir foi feita a integração entre elas a fim de criar uma ferramenta que conseguisse detectar nos sinais transitórios de um sistema de potência, o momento em que houve um defeito, e localizá-lo no domínio temporal. Isso foi conseguido com maior exatidão utilizando-se a reconstrução da primeira escala de detalhes, pelo uso da função *wrcoef*, a qual é ilustrada no gráfico da Figura 3.34, onde um sinal de tensão, apresentado uma queda devida a um curto-circuito, é restabelecido pela eliminação do defeito e tem um sinal de reconstrução do primeiro nível de detalhes localizando o momento desses transitórios.

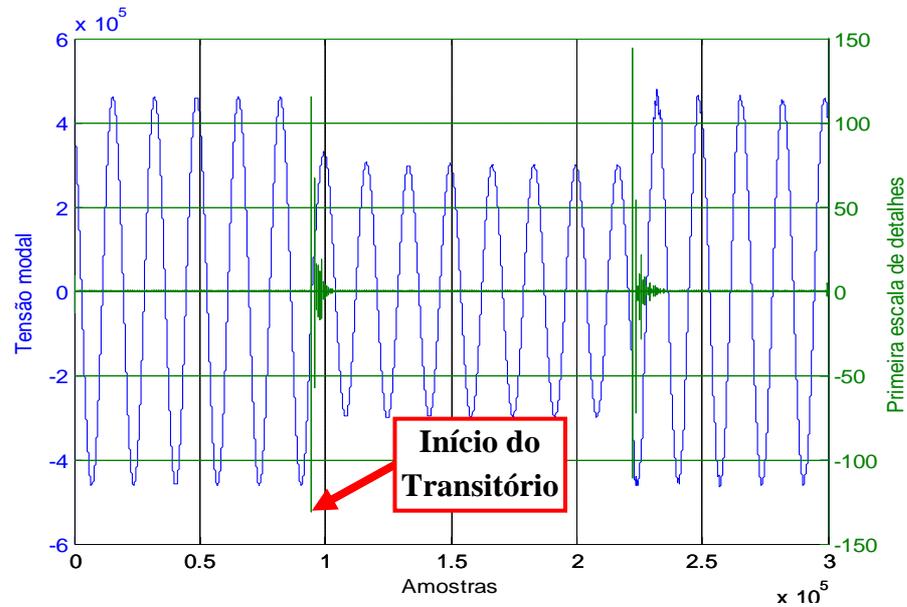


Figura 3.34 – Primeira escala de detalhes localizando o instante do transitório de tensão

O instante do início do transitório é verificado calculando-se a posição em que está o máximo valor dos coeficientes de detalhes da escala desejada presentes no vetor retornado pela função *wrcoef*. A posição multiplicada pela taxa amostral do sinal determina o instante de incidência de um defeito como, por exemplo, um curto-circuito.

Obtiveram-se também, a partir do sinal de tensão da Figura 3.34, as reconstruções da 1ª, 2ª, 3ª e 4ª escalas dos coeficientes de detalhes, Figuras 3.35 e 3.36, porém com menor exatidão na determinação do instante do transitório, entretanto a apresentação do sinal em diversas sub-bandas de frequência valida o potencial de localização temporal do processamento AMR *wavelet*, que se faz imprescindível a esse tipo de aplicação.

Os gráficos das Figuras 3.35 e 3.36 também mostram o momento do transitório e as magnitudes quadráticas dos coeficientes de detalhes obtidos do processamento *wavelet* do sinal de tensão da Figura 3.34, atentando-se para os detalhes de terceira escala, que determinam precariamente esse instante.

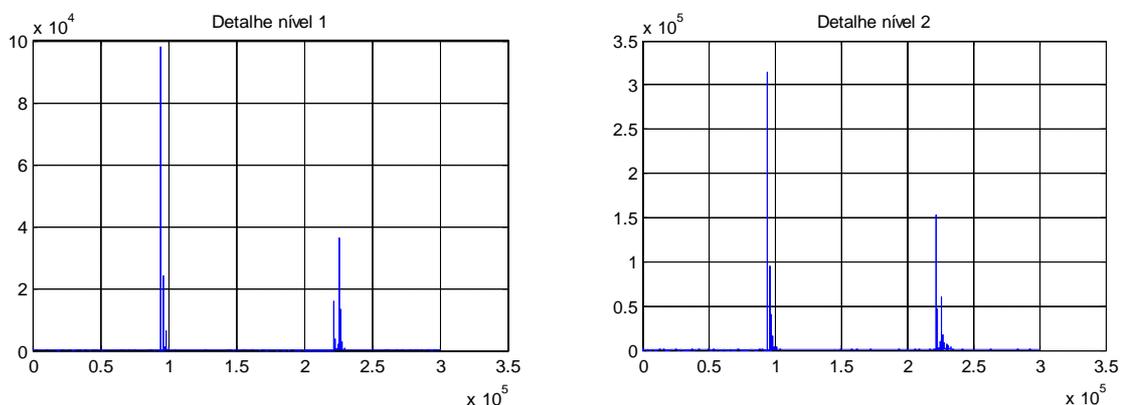


Figura 3.35 – 1º e 2º níveis de detalhes do sinal modal de tensão

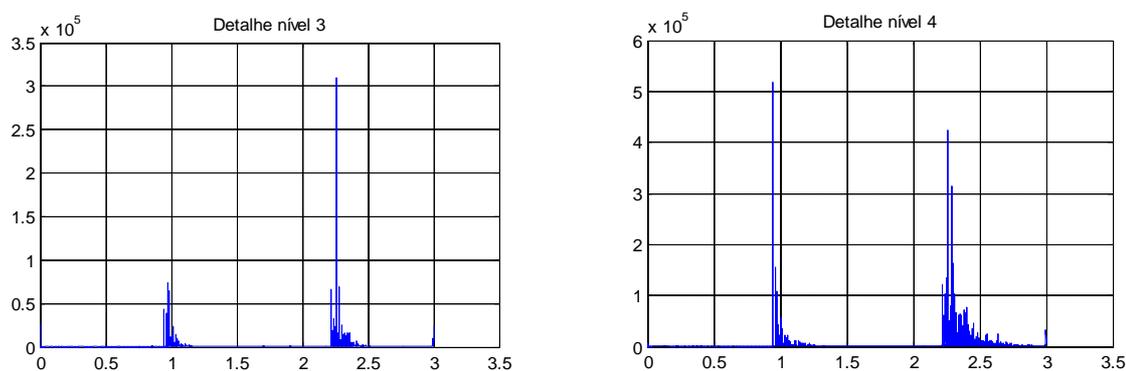


Figura 3.36 – 3º e 4º níveis de detalhes do sinal modal de tensão

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram abordadas algumas ferramentas usadas na análise de sinais, duas das quais têm limitações à aplicação em sinais não-estacionários e outra que se adequa muito bem a eles. A TW permite a localização temporal de diferentes bandas de frequência de um dado sinal, tornando-se de especial interesse para análise de sinais não-estacionários de rápidos transientes senoidais e impulsivos, os quais são típicos de sistemas de potência (SILVA *et al.*, 2005). Portanto, essa transformada consegue caracterizar o momento em que houve um transitório na linha, sejam transitórios de curtíssima ou longa duração, ao fazer uso de sinais de ondas viajantes originadas a partir de transitórios em um dado sistema elétrico. Dessas características, essa ferramenta é tomada como fundamental para localizadores por ondas viajantes e por isso será aplicada ao localizador de faltas proposto para esse trabalho, a fim de atingir todos os objetivos propostos.

CAPÍTULO 4 AS ONDAS VIAJANTES: TEORIA E AQUISIÇÃO VIA ATP/EMTP

4.1 INTRODUÇÃO

A fim de validar o localizador de faltas, abordado no próximo capítulo, sob os mais diversos tipos de defeitos que podem originar transitórios nos SEPs e analisar o desempenho desse dispositivo frente à modificação das famílias *wavelets* e suas ordens, objetivo principal desse trabalho, faz-se necessário obter sinais que apresentem dinâmicas bem variadas para as ondas viajantes que trafegam em linhas de transmissão reais quando da ocorrência de faltas. Portanto, esse capítulo vem apresentar desde o detalhamento da concepção de um SEP para simulação até a “aquisição” das ondas viajantes necessárias ao localizador em questão, explanando também a teoria básica destas à determinação da localização de defeitos em linhas aéreas de transmissão.

4.2 MODELAGEM DA REDE NO ATP/EMTP

Comumente o ATP, baseado no EMTP (*Eletromagnetic Transient Program*) – um dos mais poderosos *softwares* aplicáveis aos sistemas de energia elétrica de grande porte, desenvolvido nos anos 60 pela *Bonneville Power Administration* em substituição ao simulador analógico *Transient Network Analyser* (TNA) –, o ATP/EMTP é referenciado nas mais diversas pesquisas acerca de fenômenos de transitórios eletromagnéticos (TAKAGI, 1981; GIRGIS *et al.*, 1992; YU *et al.*, 2001; LIN, Y. *et al.*, 2002; BETTIOL *et al.*, 2005; EVRENOSOGLU *et al.*, 2005; SILVA, 2005; VALINS, 2005; PARENTONI, 2006; SOUZA, 2007; LIN, D. *et al.*, 2008; ELHAFFAR, 2008; BATISTA & ARAUJO, 2008; FENG *et al.*, 2008; SANG-HEE *et al.*, 2009; BRITO & SOUZA, 2010). Esse *software* é uma ferramenta para simulação digital exaustivamente utilizada por engenheiros e pesquisadores, permitindo a simulação de redes polifásicas com configuração arbitrária sob transitórios em uma ampla faixa de frequências. Sua interface com o usuário – *ATPdraw* – contém ampla capacidades de modelos para linhas de transmissão, cabos, disjuntores, cargas, conversores, dispositivos de proteção, elementos não-lineares e acoplamento eletromagnético. Em suma, mais de 65 componentes padrões, 25 TACS (dispositivos de controle de SEPs) e tantos outros que podem ser criados pelo usuário, compõem os principais dispositivos eletrônicos e equipamentos de potência, permitindo uma fácil entrada de dados e modelagem da topologia do sistema.

Sabendo-se que um programa digital não permite obter uma solução contínua no tempo, são calculados valores a intervalos de tempo discretos. Desse modo, os algoritmos do programa permitem a representação de não-linearidades, elementos a parâmetros concentrados e a parâmetros distribuídos, chaves, transformadores, bancos de capacitores, e etc. De um modo geral, são considerados parâmetros em componentes de fase e em seqüência zero e positiva, dependendo do modelo.

A modelagem do sistema elétrico foi desenvolvida no ambiente do pré-processador gráfico para *Windows*[®], o *ATPDraw* 4.0, que possui muitos recursos gráficos, permitindo a criação e edição dos arquivos contendo a topologia do sistema, além de gerenciar a execução do programa principal, o qual calcula tensões na barras, correntes trifásicas e potências ativa e aparente, e ainda é passível de plotá-las. Os principais componentes utilizados na concepção do SEP, bem como as suas características, são descritas nas subseções a seguir.

4.2.1 Principais dispositivos utilizados no SEP

Utilizando-se a interface amigável do ATP, *ATPDraw*, foi modelado o sistema ELETROBRÁS-ELETRONORTE, um sistema real abrangendo os estados do Pará e Maranhão. Esse SEP possui dentre os principais componentes: 23 geradores de 350 MVA e 10 de 390 MVA, modelados como SM59_NC; linhas de transmissão trifásicas transpostas, a parâmetros distribuídos e independentes da freqüência, modeladas como LINEZT_3; transformadores trifásicos e com curva de saturação, modelados como SATTRAFO; cargas estáticas trifásicas tipo RLC3, com parametrização independente para cada fase; reatores *shunt* trifásicos RLC3Y; bancos de capacitores e compensadores série trifásicos RLC3; compensadores síncronos SM59_NC; e chaves de tempo controlado SWIT_3XT, com as quais são impostas as diversas contingências. Os Transformadores de corrente (TCs) e os de potencial (TPs) não foram modelados e os *probes* trifásicos de tensão do simulador foram usados para “aquisitar” os sinais a serem processados no MATLAB.

As próximas subseções explanam detalhadamente cada um dos componentes empregados para a obtenção do referido SEP, utilizando para cada um deles os valores reais das grandezas disponibilizados pelo ONS na simulação do sistema real.

4.2.1.1 Geradores

O gerador é representado pelo símbolo na Figura 4.1 e os seus parâmetros são os presentes nas janelas de parametrização das Figuras 4.2 e 4.3 e definidos no Apêndice C.

Trata-se do modelo de uma máquina síncrona balanceada em regime permanente e sem saturação, que incorpora uma representação detalhada das partes eletromecânicas, cuja resolução das equações elétricas é baseada na Transformada de Park, empregando uma sofisticada interface com a rede elétrica. Este modelo considera as equações de tensão diferencial nos eixos “d” e “q” e representa a dinâmica da máquina em regime transitório e sub-transitório. Ressalta-se que este mesmo modelo de máquina foi utilizado para representar a dinâmica de compensadores síncronos do SEP.



Figura 4.1 - Modelo de máquina Síncrona – SM59_NC [ATPDraw, 2003]

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
Volt	26000	OUT	3	
Freq	50			
Angle	0			
Poles	2			
SMOVTP	1			
SMOVTPQ	1			
RMVA	100			
RkV	24			

Order: 0 Label:

Comment:

Hide
 Lock

OK Cancel Help

Figura 4.2 - Entrada de dados para o modelo SM59_NC [Ibid.]

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
AGLINE	100	OUT	3	
RA	0			
XL	0.13			
Xd	1.79			
Xq	1.71			
Xd'	0.169			
Xq'	0.228			
Xd''	0.135			

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
Xq''	0.2	OUT	3	
Tdo'	4.3			
Tqo'	0.85			
Tdo''	0.032			
Tqo''	0.05			
Xo	0.13			
RN	0			
XN	0			

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
RN	0	OUT	3	
XN	0			
XCAN	0.13			
HICD	0.03			
DSR	0			
DSD	50			
FM	3			
MECHUN	1			

Figura 4.3 – Continuação da janela de parametrização do gerador SM59_NC [Ibid.]

4.2.1.2 Transformadores

O modelo é a representação de um transformador trifásico saturável, que permite configurá-lo quanto ao número de enrolamentos, dois ou três, e também quanto ao tipo de conexão ou acoplamento (Delta, Estrela, Zigzag ou Autotrafo), além de considerar o efeito de uma curva de saturação, a qual relaciona tensão versus corrente elétrica ($V \times I$) ou fluxo magnético versus corrente de campo ($\phi \times I_f$), a curva de histerese. Os transformadores do presente trabalho foram modelados com seis pontos, relacionando as duas últimas grandezas para a determinação da referida curva. Para tanto, o modelo “SATTRAFO”, Figura 4.4, com sua janela de parametrização, Figura 4.5, e sua janela de determinação da saturação, Figura 4.6, satisfaz as características citadas neste parágrafo.

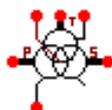


Figura 4.4 - Modelo de transformador SATTRAFO [ATPDraw, 2003]

	Prim.	Sec.	Tert.
U [V]	24	0.4	1
R [ohm]	1	1	1
L [mH.ohm]	1	1	2

NODE	PHASE	NAME
P	3	
S	3	
Sat	3	
P-N	1	
S-N	1	
T	3	
T-N	1	

Figura 4.5 – Janela de entrada de dados para o modelo SATTRAFO [Ibid.]

I [A]	Fluxlinked [Wb-T]
21.07474506	1191.2047666
49.79852238	1250.7650049
96.41006096	1310.3252432
168.1027756	1441.3577676
292.6318889	1512.8300536
517.931787	1560.4782442

Figura 4.6 – Janela de parametrização da curva de saturação do SATTRAFO [Ibid.]

Dada uma parametrização idêntica a da Figura 4.6, os transformadores empregados na topologia do sistema apresentam curva de saturação consoante o gráfico da Figura 4.7.

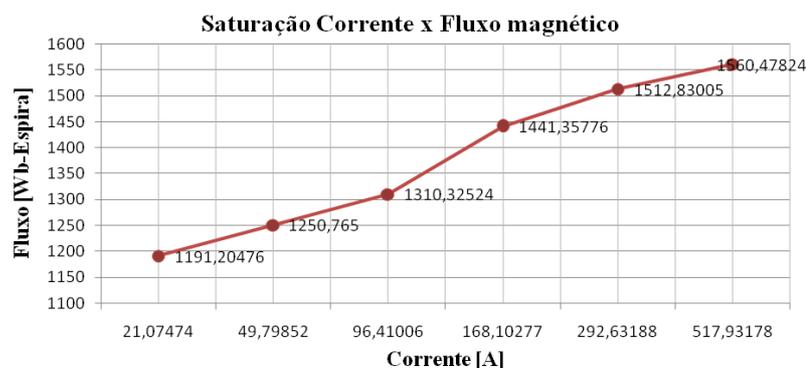


Figura 4.7 – Curva de saturação aplicada ao SATTRAFO

4.2.1.3 Linhas de transmissão

O ATP/EMTP possui vários modelos para representar linhas de transmissão aéreas. Esses modelos podem contar com a geometria da torre, tipo de acoplamento e resistividade do solo. O usuário pode selecionar qualquer deles, a parâmetros concentrados ou distribuídos e modelos dependentes ou não da frequência. O modelo da LT aérea é dependente de fatores como o comprimento da linha, a natureza da simulação (faltas, surtos, estabilidade dinâmica, e etc), e a fidelidade dos resultados. Algumas das várias opções para modelos de LTs no ATPDraw são (ELHAFFAR, 2008):

- Linha Bergeron – é um modelo a parâmetros distribuídos, incluindo o fenômeno de ondas viajantes, contudo ele representa as resistências da linha em ambos os terminais (nós) como elementos concentrados.
- PI-Model – é o modelo PI equivalente nominal a parâmetros concentrados, que é apropriado para simulação de linhas curtas.
- Semlyen-model – modelo simples, que foi um dos primeiros modelos de linhas dependentes da frequência, podendo gerar imprecisão ou soluções instáveis a altas frequências.
- Noda-Model – é um modelo dependente da frequência, cujo algoritmo modela LTs e cabos dependentes da frequência diretamente no domínio de fase.
- JMarti – modelo dependente da frequência com matriz de transformação constante, que é adequada à simulação do fenômeno de ondas viajantes em LTs longas. Tal modelo tem sido adotado e apresenta uma boa correlação com as respostas das linhas atuais.

Esses modelos estão presentes no modelo Line/Cable Constants program (LCC), onde somente os dados geométricos e materiais da linha/cabo têm que ser especificados. Efeito pelicular, acoplamento e transposição são características que podem automaticamente ser levadas em consideração.

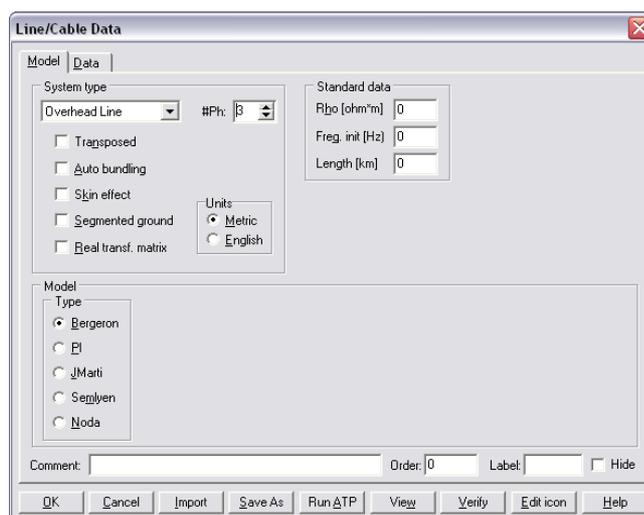


Figura 4.8 – Janela de parametrização do modelo de LT LCC [ATPDraw, 2003]

O modelo de LT utilizado, mostrado na Figura 4.9, e com janela de parametrização na Figura 4.10, é bastante flexível, e sua representação trifásica a parâmetros distribuídos e com transposição de Clarke apresenta resultados plenamente satisfatórios, sendo utilizado na maioria dos estudos de transitórios em sistemas elétricos nos quais não é essencial a utilização de modelos a parâmetros variando com a frequência.



Figura 4.9 – Simbologia do modelo da linha de transmissão LINEZT_3 [ATPDraw, 2003]

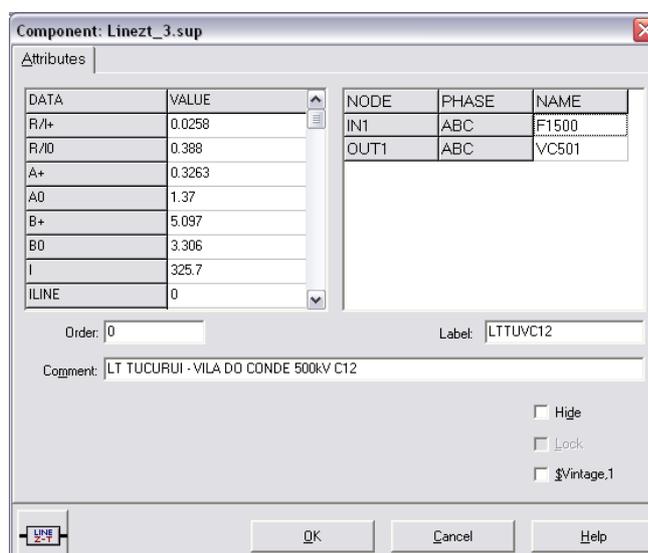


Figura 4.10 – Entrada de dados para o modelo LINEZT_3 [Ibid.]

Nesse trabalho, a escolha de um modelo a parâmetros distribuídos e com transposição objetiva obter um alto grau de precisão do modelo da LT, primeiramente, pelo fato de os parâmetros da linha não estarem concentrados em um único ponto, mas uniformemente distribuídos ao longo de sua extensão, e em segundo, devido à compensação dos campos magnéticos entre fases e cabo de cobertura, conseqüente adequação das linhas transpostas.

Essa modelagem utilizou como parâmetros elétricos os dados paramétricos reais das linhas de transmissão do SEP em análise, deixando de lado os parâmetros físicos da estrutura das linhas. Nas simulações, as LTs têm circuito duplo e comprimento total de 328,7 quilômetros. Os valores parametrizados na modelagem dessas linhas foram:

- Resistência por comprimento:
 - Seqüência positiva: $R_1 = 0,0258\Omega/km$
 - Seqüência zero: $R_0 = 0,3880\Omega/km$
- Indutância por comprimento:
 - Seqüência positiva: $L_1 = 0,86554mH/km$
 - Seqüência zero: $L_0 = 3,6340mH/km$
- Capacitância por comprimento:
 - Seqüência positiva: $C_1 = 1,3520 \cdot 10^{-8}F/km \Rightarrow C_1 = 5,097\mu Mho/km$
 - Seqüência zero: $C_0 = 8,7694 \cdot 10^{-9}F/km \Rightarrow C_0 = 3,306\mu Mho/km$
- Impedância característica ou impedância de surto (vide equação na subseção 4.4.1.1):

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{8,6554 \cdot 10^{-4}}{1,3520 \cdot 10^{-8}}} = 253,0202\Omega$$

Para linhas aéreas de transmissão essa impedância tipicamente está na faixa de 200 a 500 Ω (HASE, 2007).

- Impedância de seqüência positiva:
 - Impedância por unidade de comprimento:

$$Z_1 = (0,0258 + j0,3263)\Omega/km$$

4.2.1.4 Bancos de capacitores e reatores *shunt*

Para representação dos modelos trifásicos dos bancos de capacitores e de reatores foi adotado o modelo RLC3, que tem valores de impedâncias independentes em cada uma das fases, e é representado pela simbologia da Figura 4.11.

Para determinação dessas impedâncias, primeiramente foram obtidas as potências oriundas do fluxo de carga do SEP em questão, e depois estas foram convertidas em impedâncias, através de (4.1), para, em fim, parametrizarem as janelas de dados dos bancos e reatores, de acordo com as Figuras 4.12 e 4.13, respectivamente.

$$Z = R + jX = \left[\frac{V}{S} \right]^2 \times P + j \left[\frac{V}{S} \right]^2 \times Q \quad (4.1)$$



Figura 4.11 – Simbologia do banco de capacitores (à esquerda) e do reator *shunt* (à direita) [ATPDraw, 2003]

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
R_1	0	IN1	ABC	VCBC
L_1	0	OUT1	ABC	
C_1	7904.7161			
R_2	0			
L_2	0			
C_2	7904.7161			
R_3	0			
L_3	0			

Order: 0 Label: 444MVAR

Comment:

Output: 0 - No

Buttons: OK, Cancel, Help

Figura 4.12 – Entrada de dados para o modelo CAP_SHQV [Ibid.]

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
R_1	2.68	IN	ABC	VCR01
L_1	1541.21	OUT	1	
C_1	0			
R_2	2.68			
L_2	1541.21			
C_2	0			
R_3	2.68			
L_3	1541.21			

Order: 0 Label: REVC-01

Comment: REATOR V.CONDE 01 - 180 MVAr

Output: 0 - No

Buttons: OK, Cancel, Help

Figura 4.13 – Entrada de dados para o modelo REAT_SHQ [Ibid.]

Na alimentação desses dados pode-se observar a desconsideração das perdas resistivas do banco de capacitores, havendo a parametrização apenas da reatância capacitiva. Já para os reatores tais perdas foram consideradas em todas as fases. Esses reatores terminais da LT

foram modelados a parâmetros concentrados, trifásicos, ligados em estrela e baseados em circuitos RL série. As principais cargas do sistema também foram modeladas com parâmetros de impedância constante, e no estudo não foram consideradas variações de carga, as quais ocorrem normalmente em sistemas reais.

4.2.1.5 Chave trifásica de tempo controlado

A chave SWIT_3XT controla independentemente, para cada fase, a operação do momento de fechamento e abertura do circuito. No modelamento do SEP, é ela quem submete a LT aos diversos tipos de faltas: FFF (trifásica), FFT (bifásica à terra) e FT (fase-terra). Além disso, pela determinação do momento de fechamento, $T-cl_n$, ela controla também o ângulo de incidência de cada uma das contingências aplicadas. Sua simbologia é a apresentada na Figura 4.14, e a Figura 4.15 mostra sua janela de parametrização.



Figura 4.14 – Simbologia da chave trifásica controlada no ATPDraw [ATPDraw, 2003]

DATA	VALUE	NODE	PHASE	NAME
T-cl_1	0.09459	IN1	ABC	
T-op_1	0.22	OUT1	3	
T-cl_2	0.09459			
T-op_2	0.22			
T-cl_3	0.09459			
T-op_3	0.22			
Imar	0			

Order: 0 Label:

Comment:

Output: Hide
 Lock

OK Cancel Help

Figura 4.15 – Janela de parametrização da chave controlada [Ibid.]

4.2.2 Casos de falta aplicados ao SEP

No intuito de mostrar o ocorrido com as formas de onda quando da ocorrência das faltas aplicadas ao sistema simulado, foram variados alguns dos parâmetros que normalmente influenciam o desempenho de um localizador de faltas (SAHA, 2010), e assim, os sinais oriundos do simulador validam o algoritmo de forma mais abrangente, dada sua experimentação para uma infinidade de contingências que podem acometer um SEP real. Foram utilizadas como características de contingência: a variação da resistência da falta, a modificação da distância do local da falta ao terminal local, a variação dos tipos de faltas e a

alteração do ângulo de incidência das mesmas. Essas variáveis foram escolhidas em virtude da vasta utilização delas no âmbito dos estudos de desempenho de localizadores para sistemas de transmissão.

4.2.2.1 Tipos de faltas

- Monofásica à terra (FT)

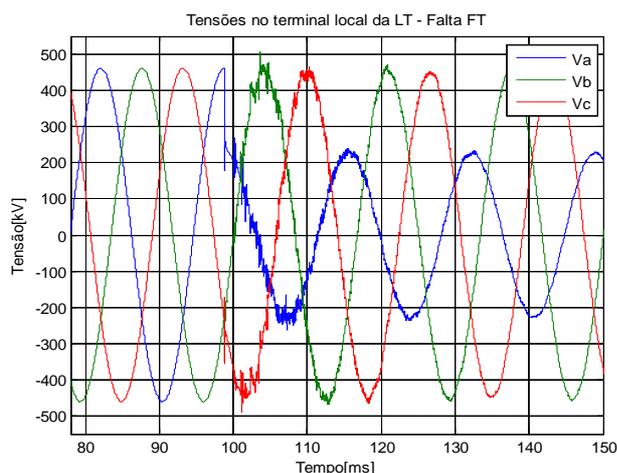


Figura 4.16 – Gráfico de uma falta FT

O gráfico da Figura 4.16 é resultante de uma falta tipo fase-terra franca (com resistência de falta zero) ocorrida a 10 km do terminal local, com ângulo de incidência 90° . Mesmo a falta sendo monofásica, notam-se transitórios nas demais fases também, mas é evidente a abrupta queda de tensão na fase A, a acometida pela falta.

- Bifásica à terra (FFT)

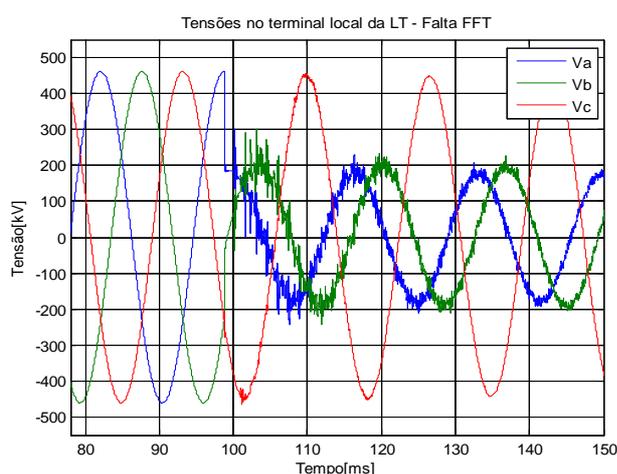


Figura 4.17 – Gráfico de uma falta FFT

O gráfico da Figura 4.17 é resultante das mesmas peculiaridades citadas para a falta anterior, excetuando-se por nesse caso ela ser do tipo FFT. Novamente são observados transitórios na fase não faltosa, mas é clara a queda abrupta de tensão nas fases defeituosas.

- Trifásica (FFF)

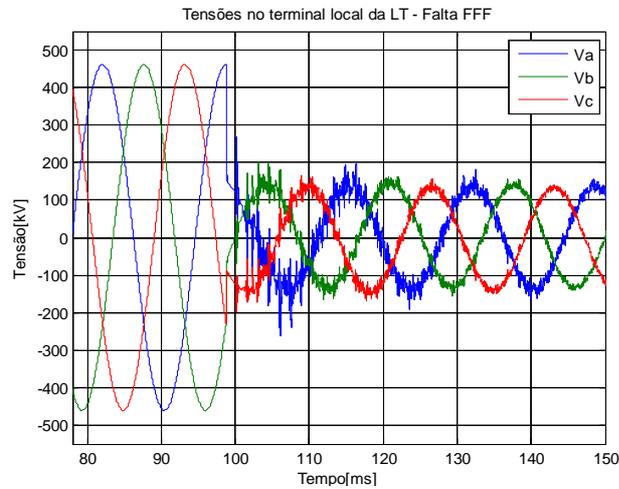


Figura 4.18 – Gráfico de uma falta FFF

Modificado para FFF o tipo da falta anterior, tem-se o gráfico da Figura 4.18, no qual são notórios os transitórios e as abruptas quedas de tensão nas três fases afetadas pela falta.

4.2.2.2 Modificação da distância da falta

Os gráficos das Figuras 4.19 e 4.20 são obtidos de faltas monofásicas francas com ângulo de incidência de 90° ao variar-se a distância de falta, a 3, 25 e 200 km de Tucuruí.

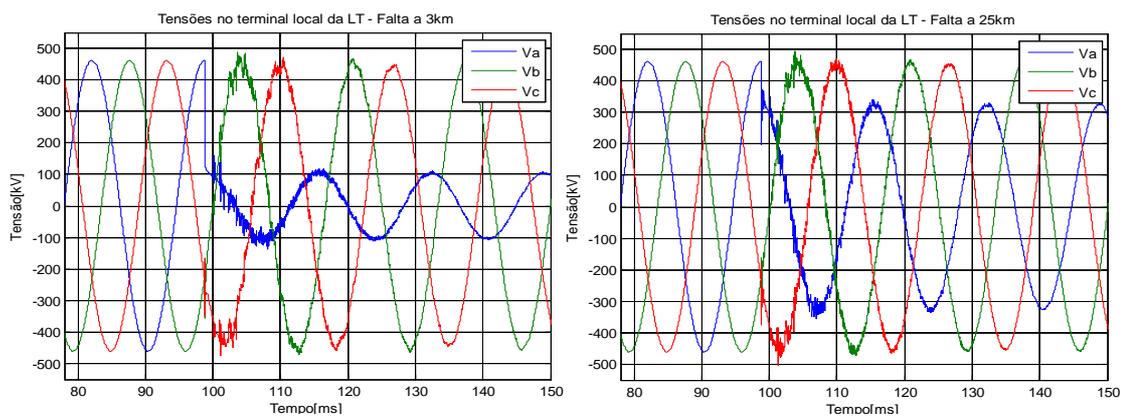


Figura 4.19 – Gráfico para a distância de falta a 3 km (à esquerda) e a 25 km (à direita)

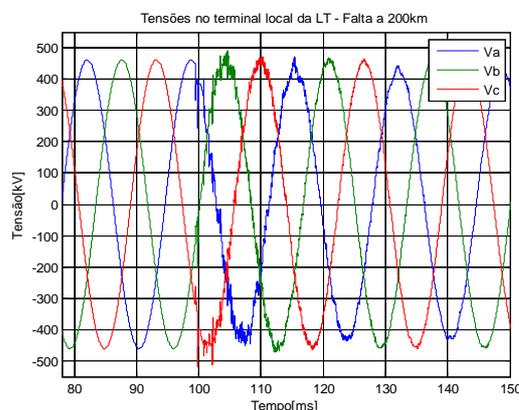


Figura 4.20 – Gráfico para a distância de falta a 200 km

Nota-se dos gráficos que ao distanciar a falta do terminal local a alteração na amplitude da forma de onda tende a atenuar-se, em razão da impedância da linha aumentar, reduzindo a corrente de curto-circuito. Essa quase inalterabilidade tende a tornar o localizador ineficiente para esses casos.

4.2.2.3 Variação da resistência de falta

Para uma falta tipo FT (escolhido puramente devido à melhor visualização), a 3 km do terminal local, com ângulo de incidência de 90° e tomando-se a resistência de falta como 0, 15 e 100 Ohm são apresentados os gráficos a seguir, ilustrando a influência dessa mutação sobre as ondas de tensão.

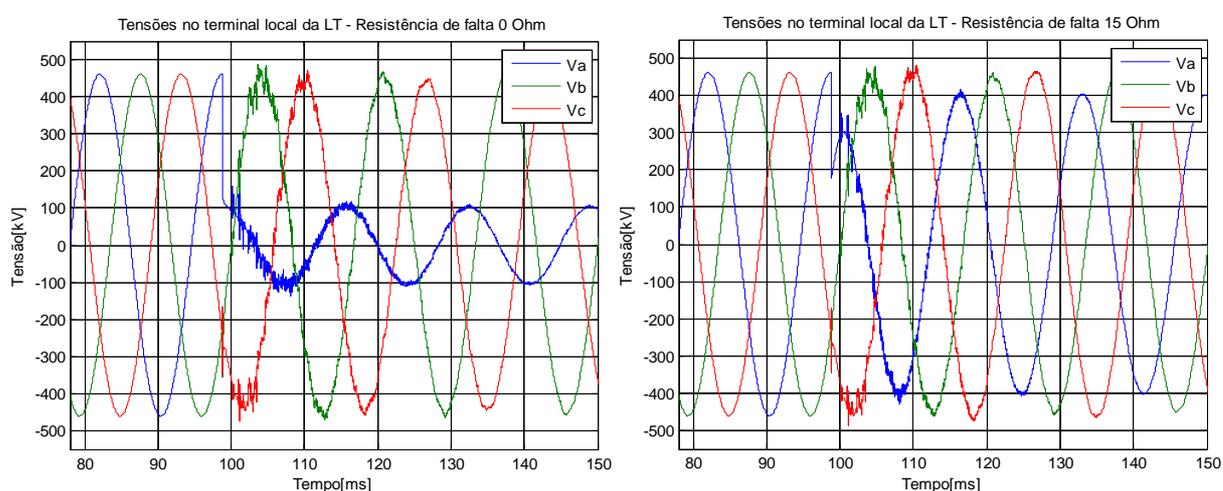


Figura 4.21 – Gráficos de faltas com resistências 0 Ohm (à esquerda) e 15 Ohm (à direita)

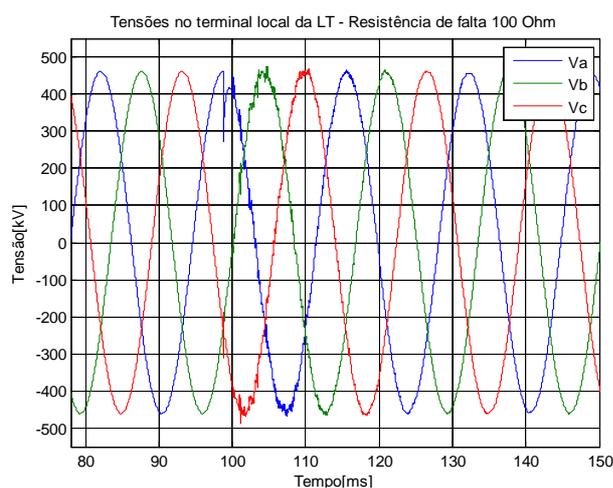


Figura 4.22 – Falta com resistência de 100 Ohm

Observa-se a influência da magnitude da resistência de falta sobre a amplitude dos transitórios, havendo atenuação da mesma pela elevação da resistência, também tendendo a uma menor precisão de um localizador.

4.2.2.4 Variação do ângulo de incidência da falta

Um fator de bastante importância quando da ocorrência de uma falta é o instante em que ela ocorre, ou seja, o ângulo de incidência no instante inicial da falta, o ângulo em que se encontra a forma senoidal da tensão no momento em que o defeito se inicia. Esse ângulo é medido tomando-se como referência a tensão da fase sob falta, considerando $v(t) = V_p \text{sen}(\omega t + \phi)$. Em $t = 0$ tem-se o ângulo de incidência ϕ° . Quanto mais tal se aproxima de 0° , menos evidentes, de menor amplitude, são os transitórios causados pela falta. Em contrapartida, quanto mais ele se aproxima de 90° , mais evidentes são eles e, conseqüentemente, é mais fácil localizá-lo utilizando-se ferramentas de processamento de sinais. Salienta-se que nesse trabalho essa variação angular da incidência da falta é conseguida pela programação de diferentes instantes de fechamento da chave controlada, SWIT_3XT, já apresentada na subseção 4.2.1.5.

Partindo do pré-suposto que a Transformada *Wavelet* consegue estimar o momento de incidência de uma falta, as figuras a seguir mostram os sinais de tensão com defeitos incididos a 0° , 45° e 90° e a detecção destes pelo 1º nível de detalhes dessa transformada.

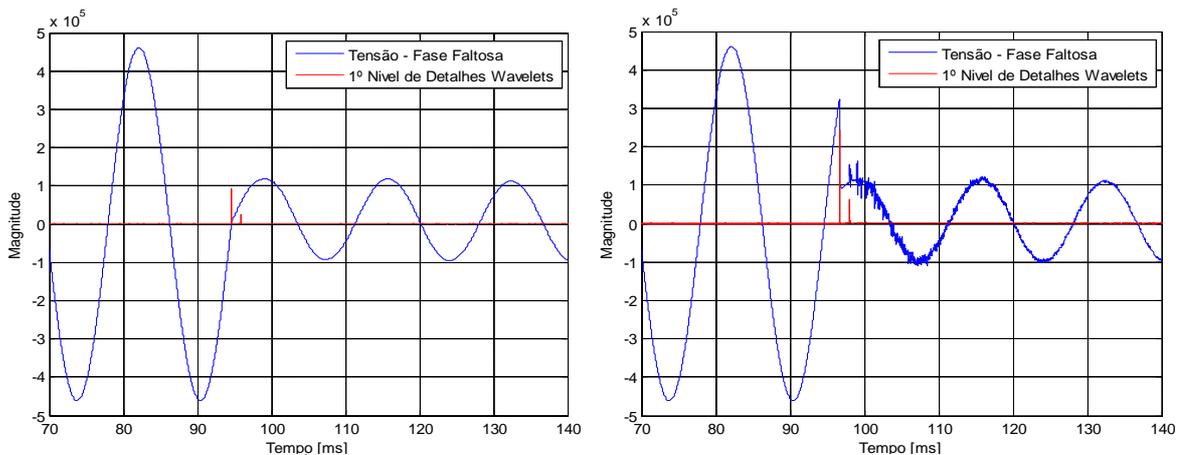


Figura 4.23 – Ângulos de incidência da falta a 0° (à esquerda) e a 45° (à direita)

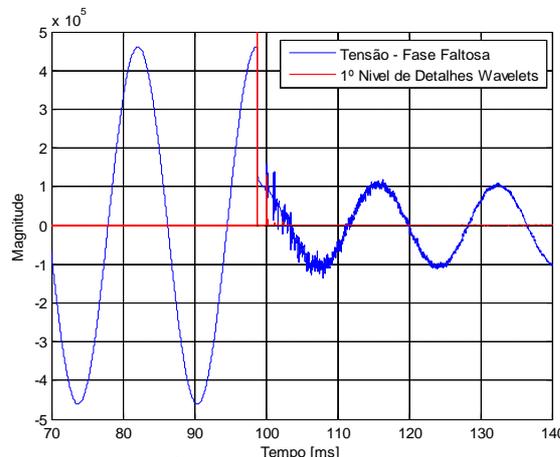


Figura 4.24 – Ângulo de incidência da falta a 90°

Verifica-se uma considerável diferença nas magnitudes obtidas das três situações de ângulos de incidência, apontando uma maior ou menor dificuldade de detecção da falta.

Das características acima especificadas para as faltas, obteve-se um universo de defeitos, Tabela 4.1, e foi criada a quantidade de arquivos do ATP (.adp) constantes na mesma. Todos eles foram simulados, resultando nas formas de ondas de tensão que foram exportadas para arquivos de dados do MATLAB para processamento pelo algoritmo do localizador, conforme será apresentado oportunamente.

Tabela 4.1 – Características das faltas simuladas no ATP

Tipo de falta	Distância (km)	Resistência de falta (Ω)	Ângulo de incidência (grau)	Amostragem (MHz)	Total de arquivos
Monofásica (AT, BT, CT)	3, 10, 25, 55, 100, 150, 164, 200, 180, 315, 325	0, 1, 5, 15, 30, 50, 100	0, 45 e 90	1/4, 1	1386
Bifásica (ABT, ACT, BCT)	3, 10, 25, 55, 100, 150, 164, 200, 180, 315, 325	0, 1, 5, 15, 30, 50, 100	0, 45 e 90	1/4, 1	1386
Trifásica (ABC)	3, 10, 25, 55, 100, 150, 164, 200, 180, 315, 325	0, 1, 5, 15, 30, 50, 100	0, 45 e 90	1/4, 1	462

4.2.3 Especificidades do SEP real

O circuito de geração, transmissão e sub-transmissão utilizado nos estudos e simulado no *software* ATP é de propriedade da ELETRONORTE (Centrais Elétricas do Norte do Brasil S.A), que opera em paralelo as linhas de Tucuruí a Vila do Conde. Ao terminal local da LT está conectada a UHE de Tucuruí – maior usina genuinamente brasileira e uma das maiores em operação no mundo.

Com uma potência de 8.370 MW, Tucuruí possui 12 turbinas tipo Francis, com capacidade nominal de 330 MW (1ª etapa), e nas obras de expansão, em 2006, a usina recebeu mais 11 turbinas do mesmo tipo, com capacidade de 382 MW cada. Para isso, a área alagada é de 2850 km², com uma barragem com cerca de 8 km de extensão e uma queda d'água nominal de aproximadamente 81 metros.

No terminal remoto da linha fica a subestação de Vila do Conde, que possui três autotransformadores de 750 MVA, atendendo as cargas do consumidor industrial Albrás (produção de alumínio), com cerca de 700 MW, além das LTs para a subestação do Guamá em 230 kV, que suprem as cargas de Belém e da região Guajarina com cerca de 750 MW. Na barra de 230 kV, no terminal de Vila do Conde, há ainda dois compensadores síncronos com

potência de 150 MVar, realizando as devidas compensações e funcionando como fonte em eventuais curtos-circuitos.

O diagrama unifilar na Figura 4.25 apresenta simplificada este sistema real, mostrando apenas as principais partes modeladas no ATP.

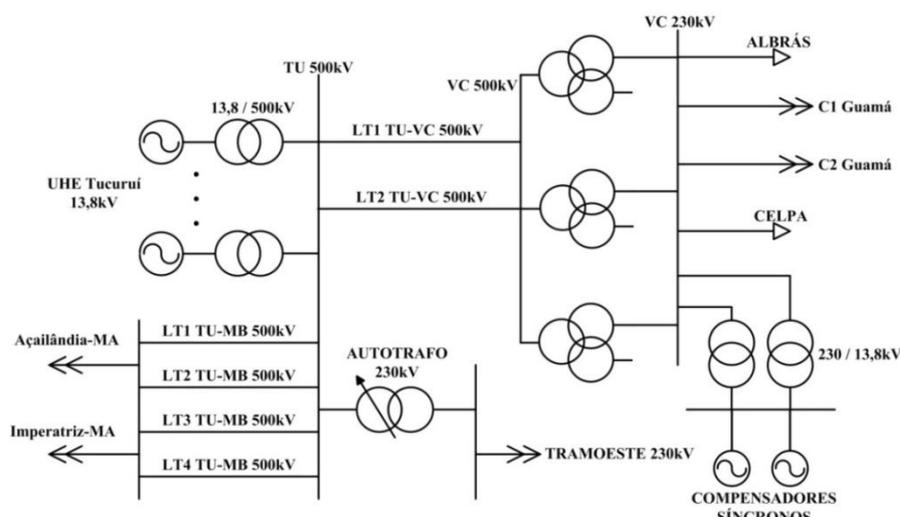


Figura 4.25 – Diagrama unifilar do SEP analisado [SOUZA, 2007 - alterado]

A Figura 4.26 mostra parte do que foi modelado no *ATPDraw*, utilizando-se dos dispositivos citados nas subseções anteriores.

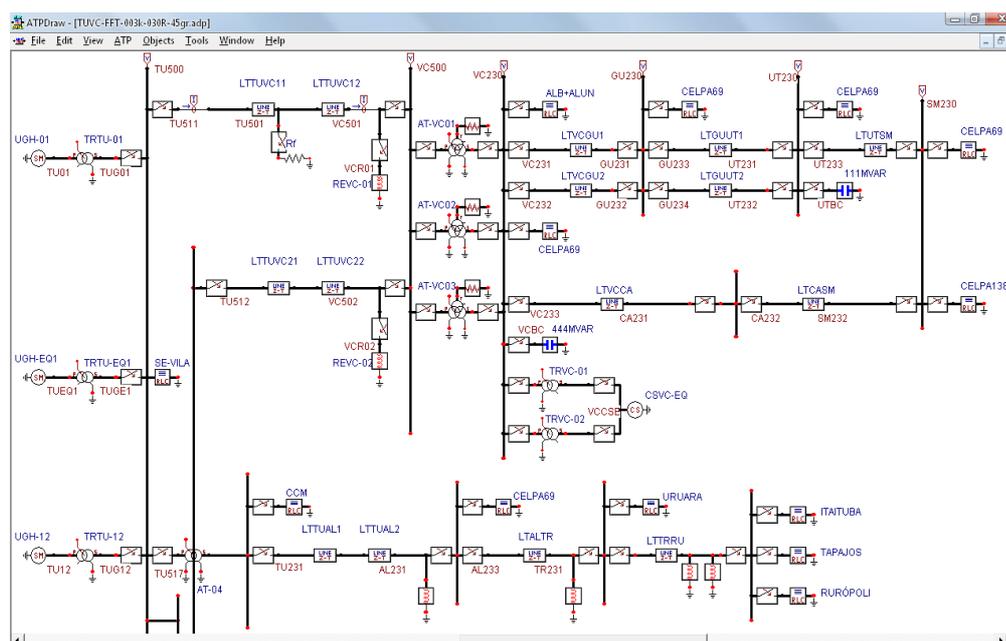


Figura 4.26 – Parte do sistema modelado no ATPDraw

4.3 AQUISIÇÕES DE ONDAS VIAJANTES E SINCRONIZAÇÃO TEMPORAL

Devido ao avanço da tecnologia dos microprocessadores, atualmente o processamento digital e consigo os conversores analógico-digitais têm tido significativa elevação da

frequência de amostragem, minimizando-se um dos problemas ao se trabalhar com a localização de faltas a partir de sinais a altas frequências, como referenciado em Silva *et al.* (2005). Isso resolve o que era considerada uma das principais limitações para a implementação de localizadores de faltas via OVs (ABUR & MAGNAGO, 1998, p.1475).

Neste trabalho esse fato é essencial, pois o desempenho de um localizador de faltas que se utiliza de ondas viajantes é extremamente influenciado pela frequência amostral (KIM *et al.*, 2001; VALINS, 2005; BATISTA & ARAUJO, 2008; ZIMATH *et al.*, 2009).

Segundo o Teorema de Nyquist, para que todas as frequências de um sinal possam ser restituídas após este ter sido convertido analógico-digitalmente, a taxa de amostragem do conversor A/D deve ser pelo menos duas vezes maior que a máxima componente de frequência presente no espectro desse sinal. Portanto, para se ter um processamento digital das ondas viajantes por *wavelets* discretas, a fim de que elas consigam ter desempenho satisfatório na detecção do tempo de reflexão de tais ondas nos terminais da LT, é necessário que a frequência amostral esteja na faixa de 100 kHz a dezenas de MHz (SILVA, 2003; VALINS, 2005), posto que estes transitórios podem chegar aos MHz (HASE, 2007; DAS, 2010), como poderá ser visto subsequente na subseção tocante a transitórios. Logo, haveria necessidade de uma taxa a pelo menos 2 MHz, que desconsiderando fenômenos de variações mais impulsivas, chega-se a amostragem de ao menos 1 MHz.

No trabalho de Batista & Araujo (2008), embasado nesse mesmo SEP, para se ter um erro relativo de localização menor que 0,3% em uma linha de 328,7 km ou erro absoluto menor que 1 km, a taxa amostral de 250 kHz (4160 pontos/ciclo) não foi suficiente. Assim, no presente trabalho foi utilizada nas simulações a taxa de 1 MHz, o que equivale a amostrar 16.666 pontos/ciclo, considerando a frequência fundamental do sinal a 60Hz. Equipamentos de um fabricante já trabalham com amostragens a 500 pontos/ciclo e seus RDPs a até 5 MHz (mais de 83.300 pontos/ciclo), atendendo a amostragem aqui necessária. Ou seja, já há conversores para uma real implementação de localizadores via ondas viajantes.

O algoritmo aqui utilizado faz uso dos sinais em ambos os terminais da linha monitorada, havendo então necessidade de sincronismo temporal entre eles através do uso de um dispositivo como, por exemplo, um GPS (do inglês *Global Positioning System*), citado em Kim *et al.* (2001) como sincronizador preciso a custo acessível, onde um sinal de tempo é retransmitido a diversos pontos da LT, considerando qualquer forma de comunicação digital entre os terminais da rede. Em cada terminal poderá ser armazenado, para cada amostra dos sinais, uma informação com o tempo real em que ela foi obtida, a qual é proveniente do GPS,

consoante ilustra o diagrama esquemático da Figura 4.27 para aplicação deste dispositivo à sincronização de unidades de medição.

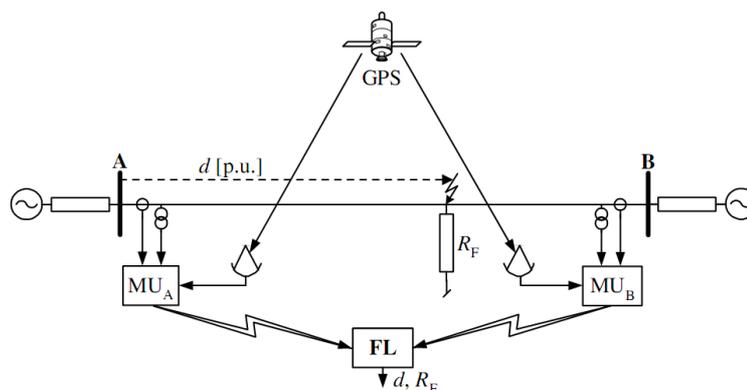


Figura 4.27 – Sincronização amostral por GPS para localização via dois terminais da LT [SAHA, 2010]

De acordo com Saha *et al.* (2010) e demais literaturas (SILVA, 2008), esse tipo de sincronizador possui uma exatidão de $1 \mu\text{s}$, podendo inserir nos sinais uma informação temporal com erro máximo de $1 \mu\text{s}$, o que acarretaria em erros de aproximadamente 300 metros na localização da falta, considerando a velocidade de propagação da onda viajante a 300.000 km/s .

O gráfico da Figura 4.28 expõe a necessidade de sincronização amostral dos sinais para que não haja as defasagens temporais, t_δ e ΔT_{B-A} , oriundas de bases de tempo distintas para os sinais e conseqüentes diferenças entre os instantes de amostragem.

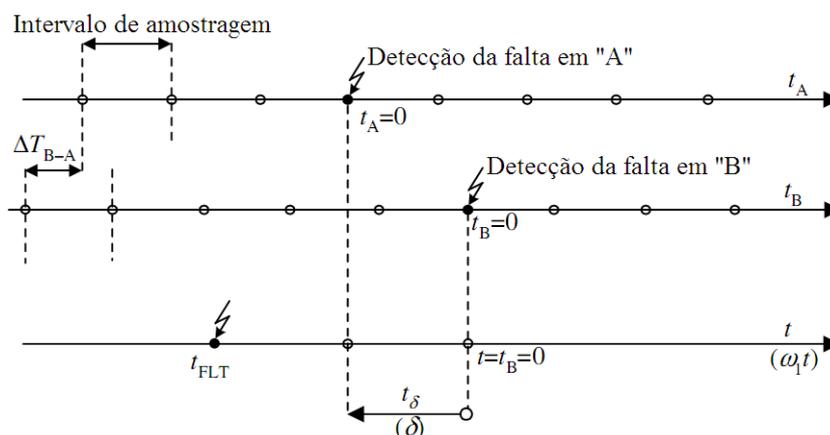


Figura 4.28 – Necessidade de sincronização temporal das amostras de dois terminais da LT [SAHA, 2010]

A fim de que essas defasagens não sejam inseridas nos instantes de reflexão dos sinais detectados pela Transformada *Wavelet* e introduzam maior imprecisão no algoritmo de localização, faz-se necessária a introdução de um GPS ou outro dispositivo que possibilite uma aquisição síncrona, ou seja, uma base temporal comum para os sinais de cada barra.

Considerando-se casos em que o algoritmo de localização utilizado não processa os sinais em tempo real (*off-line*), os sinais adquiridos podem ser transmitidos para o local do

processamento sem precisão de que o canal de comunicação seja extremamente rápido, bastando um que consiga transmiti-los continuamente. No Brasil, um desses meios de comunicação, presente em muitas concessionárias, usa a tecnologia OPGW (do inglês *Optical Ground Wires* – cabo de cobertura coaxial com fibra ótica internamente), que pode transmitir sinais a elevadíssimas taxas e são praticamente imunes às interferências eletromagnéticas, evitando prejuízo aos sinais e à precisão de filtragem (SOUZA, 2007).

4.3.1 Dispositivos de medição e transdução de ondas viajantes

Além da alta taxa amostral, outra dificuldade de extrema importância ao se lidar com ondas viajantes são os dispositivos de medição e transdução de grandezas como, a corrente elétrica e a voltagem nos barramentos.

A característica em frequência dos dispositivos de medição é de fundamental importância ao se trabalhar com ondas viajantes. Segundo Saha *et al.* (2010), o divisor capacitivo de potencial (DCP) em transitório pode apresentar oscilações não-lineares quando operando na região de saturação. Ele também pode descarregar para a LT a energia armazenada internamente e tem como resposta típica em frequência, de ganho unitário na faixa próxima à frequência fundamental.

Ainda de acordo com Saha, os transformadores de potencial (TPs) reduzem a tensão geralmente para 100 Volts no secundário, enquanto que os de corrente (TCs) levam 1 ou 5 Amperes ao enrolamento secundário. Em condições normais de operação eles têm no secundário uma proporção do sinal no primário com defasagem praticamente nula, mas devido a limitações construtivas, exibem indesejáveis características dinâmicas sob curtos-circuitos e, nessas condições, podem operar em saturação, quando o sinal transformado torna-se distorcido e com elevados erros. A resposta em frequência em regime é de ganho unitário em faixas próximas à frequência fundamental, denotando alta fidelidade na transformação.

Procurando-se estabelecer soluções a essas problemáticas para obtenção de OV's, diversas pesquisas vêm sendo desenvolvidas.

Xiangjun *et al.* (2004) deram mais ênfase a esse estudo, obtendo dois transdutores para OV's, um de tensão e outro de corrente que, segundo os autores, adequaram-se muito bem à aquisição das ondas viajantes do SEP real estudado, ao suprimir componentes abaixo de 10 kHz. Já Elhaffar (2008) também ressaltado esse fator, primeiramente modelou no ATP um TC com ampla banda passante, em torno de dezenas de quilo Hertz, para então proceder à obtenção das ondas viajantes de corrente com menor erro possível para seu trabalho. Assim

como Elhaffar, Silva (2008), procurando dar maior credibilidade e realidade a sua pesquisa, modelou um DCP e um TC no ATP para então obter os sinais de suas análises.

Veloso *et al.* (2008) apresenta a aplicação da Bobina de Rogowski ao monitoramento de descargas parciais em transformadores. De acordo com os autores, a bobina de efeito Rogowski é um tipo de sensor que, além de ser capaz de detectar correntes de altas frequências, também proporciona uma boa isolamento elétrica. Ela é composta por um molde circular plástico com um enrolamento montado, de forma a garantir uma densidade de espiras uniformemente distribuída, cujas seções transversais devem manter suas áreas uniformes, e precisa ser montada em torno do condutor onde se deseja medir a corrente. Uma tensão proporcional à variação da corrente surgirá entre os terminais do enrolamento, de acordo com (4.2), onde H está relacionado à sensibilidade da bobina. Assim, integrando este sinal de tensão, tem-se o sinal de corrente que se deseja medir.

$$E = H \frac{dI}{dt} \quad (4.2)$$

Ainda segundo Veloso, a bobina Rogowski, Figura 4.29, possui ótima sensibilidade para detecção de sinais faltosos de altas frequências (na faixa de 5 Hz a 3 MHz), e sua construção proporciona excelente isolamento elétrico, sendo também capaz de medir altos níveis de corrente, variando desde algumas centenas de miliampéres até centenas de milhares de ampéres. A utilização de técnicas apropriadas de processamento dos sinais permite extrair com exatidão características transientes que eventualmente se manifestarem nos terminais de instalação da bobina.

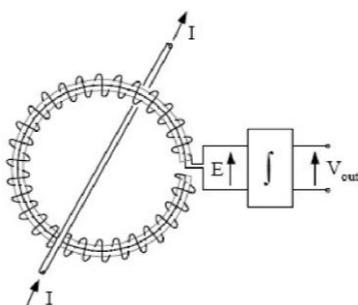


Figura 4.29 – Ilustração da bobina de efeito Rogowski [VELOSO *et al.*, 2008]

4.3.2 Aquisição dos sinais de tensão no ATP

Já que o trabalho proposto trata de uma modelagem e simulação de um SEP, não há necessidade de dispositivos de transdução e conversão A/D dos sinais, visto que as OV's a serem analisadas são "aquisitadas" do ATP através de *probes* trifásicos colocados nos terminais da LT em Tucuruí e em Vila do Conde, conforme Figura 4.30.

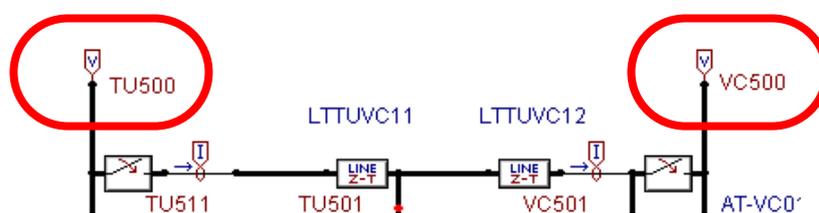


Figura 4.30 – Probes trifásicos na LT em estudo

No estudo também não se faz necessário o uso de sincronização, posto que o momento do registro de todas as seis variáveis é simultâneo, aquisição síncrona, e, portanto, já há uma base de tempo comum a todas elas. Caso contrário, essa imprecisão acarretaria erro de aproximadamente 292 metros, dada a velocidade de propagação modal do SEP modelado.

Do exposto, essas etapas são irrelevantes aqui, porém são extremamente importantes e complexas em pesquisas e implementações em campo. Outra etapa irrelevante aqui foi a filtragem dos sinais para remoção de ruídos, justo que eles são oriundos de simulações em que ruídos não foram atribuídos, excluindo-se a prévia filtragem.

4.4 TRANSITÓRIOS ELETROMAGNÉTICOS E A PROPAGAÇÃO DE ONDAS

Previstas pelas equações de Maxwell, foi só com Heinrich Hertz o pioneirismo na geração e detecção de ondas eletromagnéticas. Elas compartilham três características principais: viajam a elevadíssimas velocidades; apresentam propriedades ondulatórias ao se propagarem; e são irradiadas de uma fonte sem necessidade de um meio material. Nesse contexto, as linhas de transmissão, basicamente, são estruturas que guiam essas ondas para orientar a propagação da energia da fonte à carga (SADIKU, 2004).

Os SEPs têm vastas características dinâmicas, contendo uma ampla faixa de frequências, da DC a fenômenos de surtos, cujas oscilações das ondas estão na faixa de 100 kHz a 10 MHz (HASE, 2007), ou de 0,1 Hz a 50 MHz (DAS, 2010). São fenômenos geralmente agrupados em duas categorias de origem: a atmosférica, oriundas de raios; e a de chaveamento, advindas de operações no sistema, rejeição de carga e faltas. Outra divisão é a baseada na energia: transiente eletromagnético (interação entre os campos elétrico e magnético) e o eletromecânico (interação entre a energia elétrica e a mecânica armazenada). As faixas espectrais desses fenômenos, segundo Das (2010), estão dispostas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Faixas espectrais dos transientes [Ibid.]

Origem do transiente	Faixa espectral
Chaveamentos de desligamentos	100 kHz–50 MHz
Surtos de descargas	10 kHz–3 MHz
Múltiplos chaveamentos no disjuntor	10 kHz–1 MHz
Transiente de restabelecimento de tensão:	

Faltas terminais	50/60 Hz–20 kHz
Faltas em linhas curtas	50/60 kHz–100 kHz
Remoção de falta	50/60 Hz–3 kHz
Inicialização de falta	50/60 Hz–20 kHz
Energização de falta	50/60 Hz–3 kHz
Rejeição de carga	0.1 Hz–3 kHz
Energização de transformador	(DC) 0.1 Hz–1 kHz
Ferroressonância	(DC) 0.1 Hz–1 kHz

As características das tensões e correntes em LTs são representadas a parâmetros distribuídos para se ter maior precisão (SAHA, 2010), posto que se há um chaveamento de tensão, por exemplo, nos terminais de uma linha de duas pontas em $t = 0$, somente um segmento Δx da mesma será perturbado e após um intervalo de tempo Δt , isso porque em um transitório o comprimento de onda é muito menor que o comprimento da linha, em oposição ao que ocorre quando os sinais estão à frequência fundamental e o comprimento de onda é cerca de 5000 km, sendo normalmente adequada a modelagem a parâmetros concentrados para estudos sobre regime permanente (SLUIS, 2001).

Para transitórios o circuito representativo da rede pode ser subdividido, e cada parte pode ser aproximada por parâmetros concentrados (tipo L, PI, T e etc.) conectados serialmente, uma modelagem a parâmetros distribuídos, Figura 4.31. No entanto, se um único circuito concentrado é usado para representar fenômenos transientes de toda a extensão da linha, provocam-se erros enormes, em virtude de uma modelagem inconsistente da física do processo (HASE, 2007).

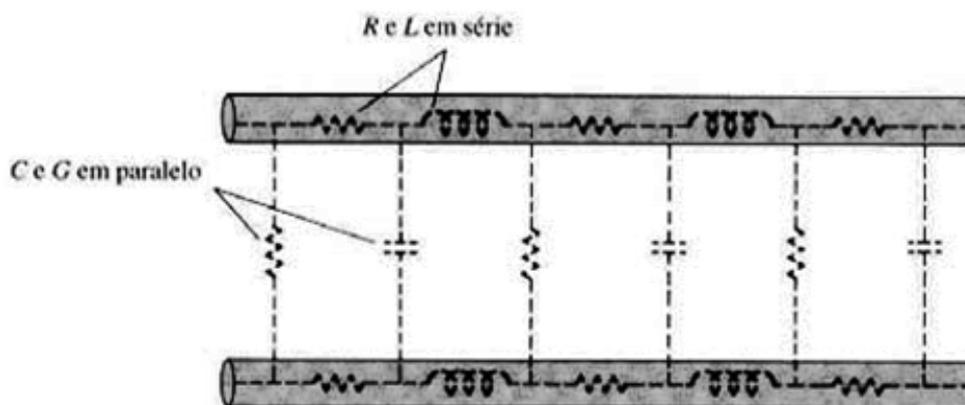


Figura 4.31 – Parâmetros distribuídos de uma LT a dois condutores [SADIKU, 2004]

Percebe-se então que o número de segmentos usado para modelagem dos parâmetros distribuídos influencia na adequada modelagem do sistema que se deseja obter as oscilações transitórias em uma dada faixa espectral, sendo isso verificado através das formas de onda presentes na Figura 4.32.

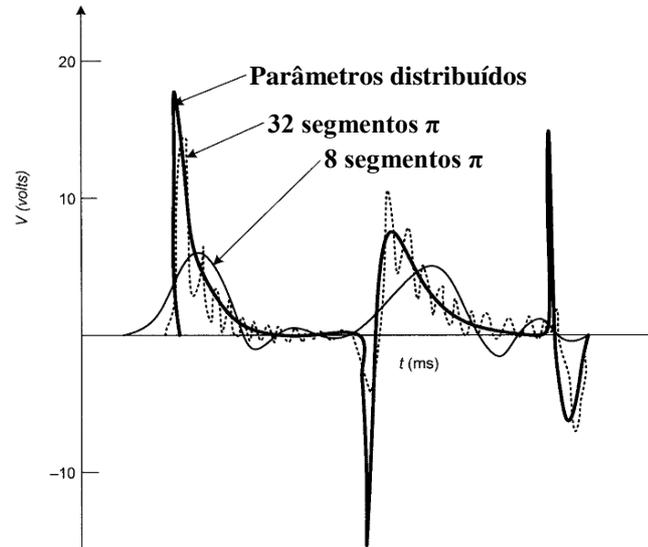


Figura 4.32 – Forma dos transientes em função do número de segmentos [DAS, 2010]

Do exposto, na modelagem matemática de uma LT têm-se funções espaço-temporais, e para a obtenção do modelo matemático das ondas de tensão e corrente em linhas de transmissão, lança-se mão do circuito elétrico equivalente a parâmetros distribuídos na Figura 4.33. A partir dele é feita a dedução de tais equações, das quais emergirão a velocidade de propagação e a impedância característica dessas linhas, equações fundamentais ao desenvolvimento desse trabalho.

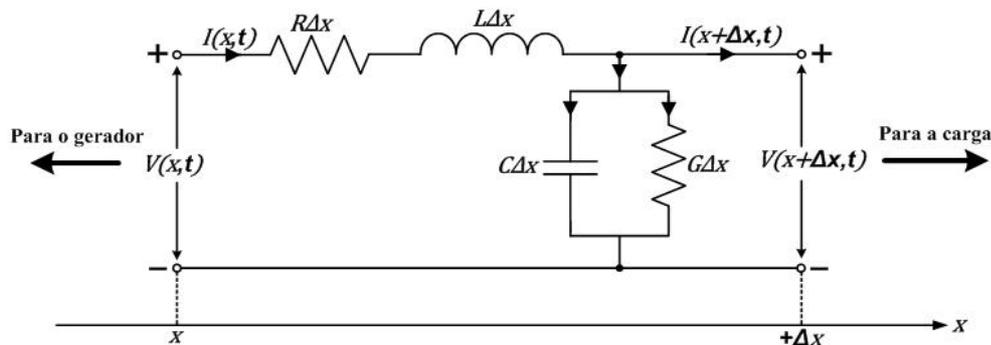


Figura 4.33 – Equivalente L para comprimento diferencial Δx da uma LT a dois condutores

Pela aplicação da Lei de Kirchhoff das tensões ao circuito da Figura 4.33, tem-se:

$$V(x, t) = R\Delta x I(x, t) + L\Delta x \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + V(x + \Delta x, t) \quad (4.3)$$

$$-\frac{V(x + \Delta x, t) - V(x, t)}{\Delta x} = RI(x, t) + L \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (4.4)$$

Tomando-se em (4.4) o limite quando $\Delta x \rightarrow 0$, obtém-se:

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = RI(x, t) + L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (4.5)$$

De forma análoga ao realizado para se obter (4.5), agora pela aplicação da lei de Kirchhoff das correntes elétricas, consegue-se:

$$I(x, t) = I(x + \Delta x, t) + G\Delta x V(x + \Delta x, t) + C\Delta x \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (4.6)$$

$$-\frac{I(x + \Delta x, t) - I(x, t)}{\Delta x} = GV(x + \Delta x, t) + C \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \quad (4.7)$$

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = GV(x, t) + C \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (4.8)$$

Diferenciando-se (4.5) em relação ao espaço e substituindo (4.8) na resultante, tem-se (4.9), a chamada equação da onda para as tensões elétricas.

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} + (RC + LG) \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + RGV(x, t) \quad (4.9)$$

Fazendo o mesmo procedimento usado para obter (4.9), porém diferenciando-se (4.8) e substituindo (4.5), chega-se a (4.10), a equação da onda para as correntes elétricas.

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t^2} + (RC + LG) \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RGI(x, t) \quad (4.10)$$

As equações (4.9) e (4.10) são essenciais como ponto de partida para a teoria dos fenômenos transientes em linhas de transmissão. Esse tipo de equação também é conhecido como equação dos telegrafistas, equação da onda e ainda equação diferencial hiperbólica, pois também descrevem fenômenos mecânicos, como a propagação de sons em gases, líquidos e sólidos, a condução de calor e as difusões moleculares, Tabela 4.3, e são o ponto de partida teórico para o estudo dos mesmos (MOORE, 1960).

Tabela 4.3 – Analogia das equações hiperbólicas para diversos fenômenos ondulatórios [MOORE, 1960]

Tipo de Onda	Primeira Equação	Segunda Equação
Linha de transmissão	$\frac{\partial v}{\partial x} = - Ri - L \frac{\partial i}{\partial t}$	$\frac{\partial i}{\partial x} = - Gv - C \frac{\partial v}{\partial t}$
Onda plana eletromagnética	$\frac{\partial E_y}{\partial x} = - \mu \frac{\partial H_z}{\partial t}$	$\frac{\partial H_z}{\partial x} = - \sigma E_y - \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t}$
"Ondas de Difusão"		
Condução de calor	$\frac{\partial \tau}{\partial x} = - \frac{1}{k} q_x$	$\frac{\partial q_x}{\partial x} = - S\rho_0 \frac{\partial \tau}{\partial t}$
Difusão de moléculas	$\frac{\partial c}{\partial x} = - \frac{1}{D} m_{vx}$	$\frac{\partial m_{vx}}{\partial x} = - \frac{\partial c}{\partial t}$

"Ondas Sem Perdas"

Corda vibrante	$\frac{\partial u_y}{\partial x} = \frac{1}{T} \frac{\partial f_y}{\partial t}$	$\frac{\partial f_y}{\partial x} = \rho_L \frac{\partial u_y}{\partial t}$
Som em gás	$\frac{\partial u_x}{\partial x} = \frac{-1}{\gamma p_a} \frac{\partial p}{\partial t}$	$\frac{\partial p}{\partial x} = -\rho_0 \frac{\partial u_x}{\partial t}$
Som em líquido	$\frac{\partial u_x}{\partial x} = -K \frac{\partial p}{\partial t}$	$\frac{\partial p}{\partial x} = -\rho_0 \frac{\partial u_x}{\partial t}$
Som em Sólido	$\frac{\partial u_x}{\partial x} = -\frac{1}{Y_B} \frac{\partial p_x}{\partial t}$	$\frac{\partial p_x}{\partial x} = -\rho_0 \frac{\partial u_x}{\partial t}$

4.4.1 Ondas viajantes em linhas de transmissão

Ondas viajantes referem-se à propagação de energia sobre um sistema, energia essa distribuída nos seus diversos componentes. Elas são originadas por distúrbios, isto é, transitórios em linhas de transmissão, provocados por uma diversidade de fenômenos eletromagnéticos como: curtos-circuitos, descargas atmosféricas, sujeira nos isoladores ou quebra dos mesmos, dentre outras causas que provocam mudanças na condição de regime permanente do sistema elétrico, determinando uma redistribuição da energia no intuito de ele encontrar um novo ponto de equilíbrio (SILVA, 2003).

A propagação dessas ondas é orientada do local do distúrbio às diversas barras conectadas àquele ponto, assim como ilustra a Figura 4.34, sensibilizando dispositivos de controle, automação e proteção. No caso de haver uma perturbação no terminal local, o remoto só a receberá depois que ela se propagar por toda a extensão da linha entre esses pontos, não podendo o terminal remoto influenciar nas decisões sobre o sistema até que isso suceda (*Ibid.*). Da interação dessa onda incidente com a LT haverá nova propagação da onda refletida de volta ao terminal local e assim sucessivamente até a completa atenuação dessas ondas viajantes por perdas no material (HEDMAN, 1978 *apud* SOUZA, 2007). Essas atenuações são decorrentes principalmente de perdas resistivas, correntes de fuga e distorções na forma de onda (NAIDU, 1985 *apud* SOUZA, 2007).

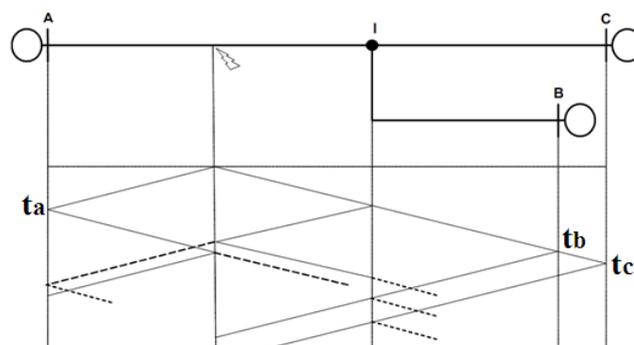


Figura 4.34 – Incidência, reflexão e transmissão dos distúrbios (PARENTONI, 2006)

4.4.1.1 Impedância característica e velocidade de propagação das OV's em LTs

Da resolução de (4.9) e de (4.10) são deduzidas as equações que determinam a impedância característica e a velocidade de propagação das ondas em LTs. Entretanto, há primeiramente a necessidade de considerar-se o fato de que em linhas de alta tensão, caso do trabalho aqui proposto, a indutância da linha de transmissão é muito maior que a resistência, isto é, pode-se atribuir $R = 0$; e a condutância *shunt* é baixa, podendo ser desprezada, $G = 0$, meio dielétrico sem perdas. Dessa forma as já referidas equações são reescritas como:

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} \quad (4.11)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t^2} \quad (4.12)$$

Para essa condição são desconsideradas as seguintes peculiaridades da LT (SLUIS, 2010):

- A resistência série dos condutores;
- O efeito *skin* para as frequências mais altas;
- As perdas no meio dielétrico;
- As fugas de corrente pela cadeia de isoladores;
- A influência da resistência do solo; e
- As perdas por efeito corona.

Da solução geral das equações da onda para linhas sem perdas, em (4.13) e (4.14), são definidas a velocidade de propagação das ondas viajantes (4.15) e a impedância de surto ou característica dessas linhas de transmissão (4.16).

$$V(x, t) = V_1(x - ut) + V_2(x + ut) \quad (4.13)$$

$$I(x, t) = \frac{1}{Z_0} [V_1(x - ut) - V_2(x + ut)] \quad (4.14)$$

$$u = 1/\sqrt{LC} \quad (4.15)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (4.16)$$

Observa-se que (4.15) e (4.16) dependem exclusivamente dos parâmetros da LT, não podendo ser variados pelos fenômenos eletromagnéticos na mesma.

Para o caso de linhas trifásicas, quando as perdas são consideradas, originam-se três modos de propagação, conseqüentemente, para a análise do efeito de propagação das ondas,

as componentes trifásicas devem ser convertidas em suas componentes modais e, portanto, haverá três velocidades modais de propagação e três impedâncias modais características. Essas componentes serão explanadas no capítulo cinco, na subseção transformada modal de Clarke.

As Figuras 4.35 e 4.36 mostram, graficamente, a representatividade das soluções das equações diferenciais de tensão e corrente, denotando a existência das ondas viajantes.

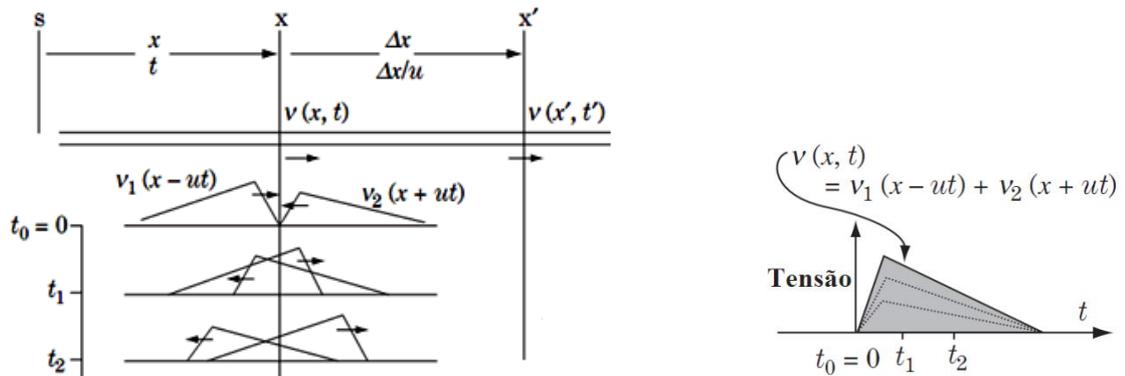


Figura 4.35 – Ondas viajantes de tensão em LTs [HASE, 2007]

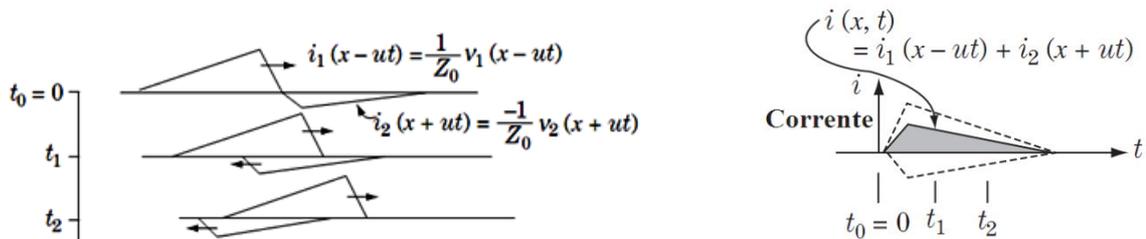


Figura 4.36 – Ondas viajantes de corrente em LTs [Ibid.]

4.4.1.2 Incidência, refração e reflexões sucessivas de ondas viajantes

Quando uma onda eletromagnética propaga-se ao longo de uma LT, com certa impedância característica, há uma relação fixa entre as ondas de tensão e corrente. Mas o que acontece se a onda chega a uma descontinuidade, como um circuito aberto, um curto-circuito, ou mesmo um ponto na linha em que esta impedância muda? Por causa dessa mudança, um ajuste deve ser feito nas ondas de tensão e corrente. Nas descontinuidades parte da energia é refratada e parte é refletida, além dessa energia total da onda eletromagnética permanecer constante durante a propagação, se as perdas são desprezadas.

Sempre que uma onda viajante chega aos terminais da linha (onda incidente) ou a pontos de contingência, parte será refratada (onda transmitida) para outros pontos e parte será refletida (onda refletida), segundo esboça a Figura 4.37. As reflexões sucessivas ocorrem em razão de as ondas viajantes serem refletidas e refratadas durante a propagação em todos os

pontos onde haja descontinuidades na LT, isto é, onde ocorra uma mudança súbita nos parâmetros do circuito, como terminal aberto, curto-circuito, junção de linhas e etc.

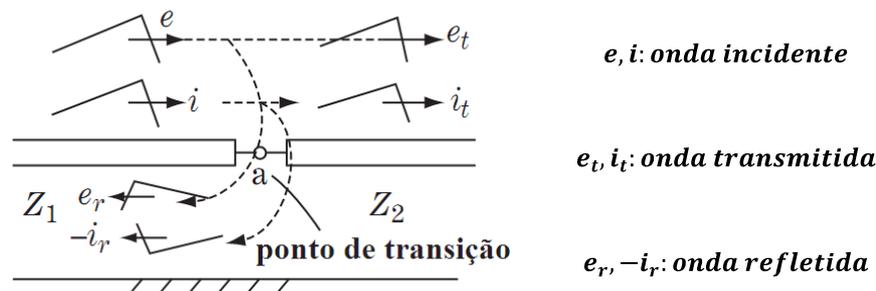


Figura 4.37 – Ondas viajantes em um ponto de transição [HASE, 2007]

Essas ondas obedecem às leis de Kirchhoff, em (4.3) e (4.6), satisfazem as equações diferenciais das LTs e são condizentes com o princípio de conservação de energia (BEWLEY, 1963). O diagrama de Bewley Lattice, Figura 4.38, proposto por Bewley ao optar pelo uso da técnica gráfica para simplificar a problemática das múltiplas reflexões, é um diagrama espaço-temporal que denota as relações das ondas nesses dois domínios sobre LTs com múltiplas descontinuidades. Ele é o que melhor simplifica este fenômeno e possibilita, em conjunto com a teoria das ondas viajantes, a dedução das equações de determinação da localização de transitórios baseada no histórico das ondas, sejam essas equações de localização utilizadoras de tensões ou correntes de um dos terminais da linha (SILVA, 2005; ELHAFFAR, 2008), de ambos (SILVA, 2003; PARENTONI, 2006, SOUZA, 2007) ou de múltiplas pontas (PARENTONI, 2006; SILVA, 2008; ELHAFFAR, 2008).

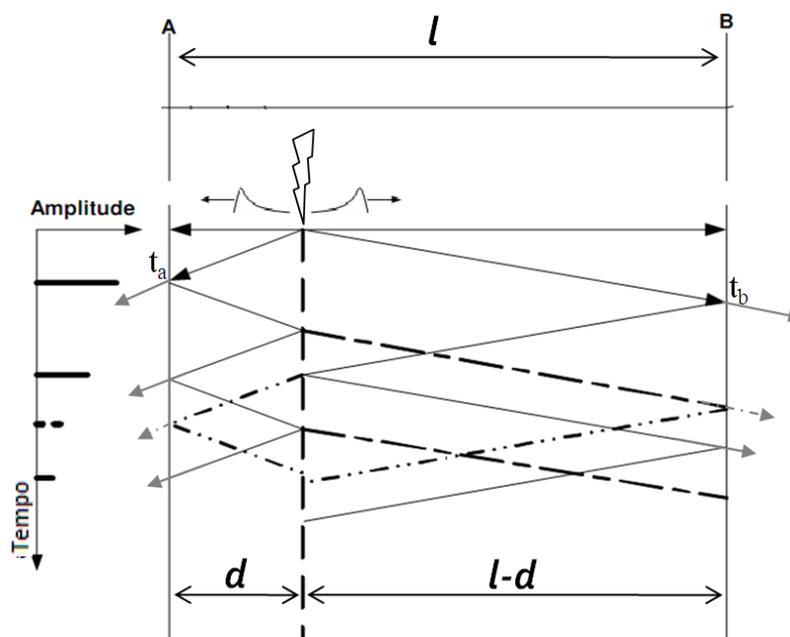


Figura 4.38 – Diagrama de Lattice para LTs de dois terminais [ELHAFFAR, 2008 - adaptado]

Para o caso de um curto-circuito aplicado na primeira metade da linha presente na Figura 4.38, o coeficiente de reflexão de tensão no terminal remoto da mesma é definido a partir da impedância característica da LT (Z_0) e da impedância terminal (Z_R) como em (4.17) (ELHAFFAR, 2008).

$$\rho_{rv} = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \quad (4.17)$$

Ainda de acordo com Elhaffar, coeficiente similar pode ser obtido para as ondas de corrente, sendo o de reflexão destas igual ao valor negativo do coeficiente definido anteriormente, e, portanto, denotado por (4.18).

$$\rho_{ri} = \frac{Z_0 - Z_R}{Z_R + Z_0} = -\rho_{rv} \quad (4.18)$$

A partir dessas definições são determinados valores para esses coeficientes decorrentes de casos especiais apresentados pelos SEPs, como:

- Terminação da LT em curto-circuito ($Z_R = 0$):

$$\rho_{rv} = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} \Rightarrow \rho_{rv} = -1 \Leftrightarrow \rho_{ri} = 1$$

- Terminação da LT em circuito aberto ($Z_R = \infty$):

$$\rho_{rv} = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = \frac{\frac{d(Z_R - Z_0)}{dZ_R}}{\frac{d(Z_R + Z_0)}{dZ_R}} \Rightarrow \rho_{rv} = 1 \Leftrightarrow \rho_{ri} = -1$$

Para as ondas viajantes de tensão e corrente propagando através da terminação da LT, os coeficientes de transmissão (refração) são calculados por (4.19) (ELHAFFAR, 2008).

$$\rho_{tv} = \frac{2 \cdot Z_R}{Z_R + Z_0} = \rho_{rv} + 1 \quad (4.19)$$

Dessa forma, pode-se inferir que para o caso de um curto-circuito no terminal da LT, a onda de tensão refletida é igual e oposta à onda de tensão incidente. Analogamente para a onda de corrente refletida, a qual é igual e em fase com a onda de corrente incidente (*Ibid.*).

No caso de uma onda encontrar uma indutância, por exemplo, um transformador no terminal de uma linha, a indutância aparece inicialmente como um circuito aberto, em razão

da corrente inicial do indutor ser zero. Gradualmente essa indutância decresce até, finalmente, tornar-se um curto-circuito para as OV's. A onda refletida pelo indutor inicialmente tem a mesma polaridade que a da onda incidente. Portanto, as ondas viajantes refletidas de um transformador não exibem reflexões como observado nas ondas refletidas de barras em que não há transformadores conectados a elas. Por outro lado, uma capacitância no caminho de OV's é vista por elas inicialmente como um curto-circuito e gradualmente, pela elevação da carga no capacitor, este atuará como um circuito aberto (Elhaffar, 2008).

A Figura 4.39 apresenta o diagrama espaço-temporal com as sucessivas refrações e reflexões em uma LT monofásica em que as OV's deparam-se com três descontinuidades.

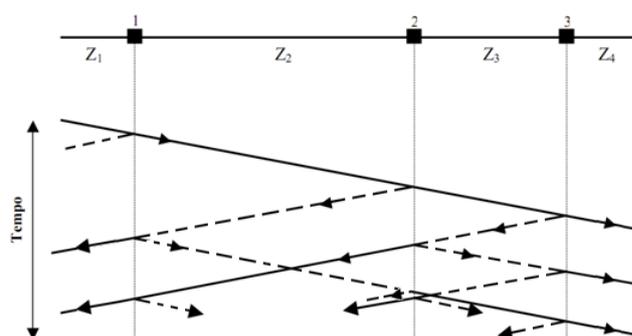


Figura 4.39 – Reflexões sucessivas no Diagrama de Lattice para LT com três descontinuidades

A construção desse diagrama torna-se computacionalmente difícil se atenuações e distorções dos sinais são levadas em consideração enquanto propagam ao longo da linha (SAHA, 2010), contudo ele pode contê-las se modeladas (NAIDU, 1985). São três os tipos de atenuações às quais uma onda viajante em LT está sujeita (SOUZA, 2007):

- a) Diminuição do pico da amplitude da onda;
- b) Modificação da forma das ondas, elas tornam-se mais alongadas e suas regularidades são alisadas e a inclinação é reduzida;
- c) Os termos das ondas de tensão e corrente torna-se similares.

As distorções são as mudanças ocorridas nos itens “a” e “b” e que acontecem juntas. Distorções e atenuações são decorrentes de perdas de energia, perdas essas oriundas da resistência elétrica da LT, da dispersão sobre os isoladores, do dielétrico e, principalmente, dos efeitos corona (BEWLEY, 1963) e pelicular (*skin*) (HASE, 2007).

Segundo Greenwood (1991) não há distorção nas formas das ondas viajantes de tensão e corrente no caso de haver igualdade entre as perdas resistivas e as perdas por corrente de fuga, pois a relação entre as grandezas tensão e corrente na linha de transmissão é mantida constante. Entretanto, quando essas perdas são díspares essas formas de onda sofrem distorção e elas são atenuadas por uma taxa inferior à impedância de surto da LT.

Informações mais aprofundadas acerca de ondas viajantes estão presentes em BEWLEY (1963), MARTI (1982), NAIDU (1985), GRENNWOOD (1991), ZANETTA JR. (2003), HASE (2007) e SLUIS (2010).

Do diagrama de Lattice da Figura 4.38 pode-se inferir que:

$$d = t_a \cdot v_1 - \text{distância da falta ao terminal A}$$

$$l - d = t_b \cdot v_1 - \text{distância da falta ao terminal B}$$

Subtraindo-se a distância do ponto da falta ao terminal B da distância da falta ao terminal A e manipulando o resultado, chega-se a (4.20) como segue.

$$(l - d) - d = t_b \cdot v_1 - t_a \cdot v_1$$

$$l - 2d = (t_b - t_a) \cdot v_1$$

$$d = \frac{l - v_1 \cdot (t_b - t_a)}{2} \quad (4.20)$$

De (4.20) pode-se determinar a distância da falta ao terminal A, estando-se de posse do comprimento total da LT, da velocidade de propagação de seqüência positiva das OV's e dos tempos de reflexão das ondas nos terminais da linha de transmissão. Todos esses parâmetros são característicos do sistema elétrico em estudo, imutáveis, excetuando-se os tempos de reflexão. Todavia, estes parâmetros temporais também podem ser estimados com precisão, via análise multiresolução das ondas viajantes, valendo-se da Transformada Wavelet Discreta, conforme discorrido no capítulo anterior.

Segundo Elhaffar (2008), a velocidade de propagação dos transitórios numa LT também pode ser calculada a partir da diferença entre dois consecutivos sinais de nível de detalhes ($t_2 - t_1$) e do comprimento total da LT (l), de acordo com (4.21).

$$v = \frac{2 \cdot l}{t_2 - t_1} \quad (4.21)$$

No entanto, Zihua *et al.* (2009) expõem o descarte dessa velocidade de propagação em seu algoritmo de localização, ao fazer uso somente de múltiplos instantes de reflexão das OV's nos terminais local e remoto da LT e do comprimento total da mesma (l), em (4.22).

$$d = \frac{l(t_3 - t_1)}{2(t_2 + t_3 - 2t_1)} \quad (4.22)$$

O cálculo do local de uma falta utilizando a técnica das ondas viajantes está imerso em muitas fontes de incertezas, resultantes da divergência na estimação, pela Transformada Wavelet, dos instantes de chegada das ondas ou na técnica de processamento de sinais usada. Além dessas, estão entre as principais fontes de incertezas: o modelamento do sistema elétrico, a estimação das quantidades modais, a cronometragem do GPS, as atenuações na linha de transmissão, a velocidade de propagação e o erro do transdutor (SAHA, 2010). Mesmo com todas essas improbabilidades, a técnica via ondas viajantes ainda é a mais precisa e é a que mais é pesquisada na atualidade e aplicada a sistemas reais.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou um sistema elétrico real e suas características, assim como também um modelo de simulação dele no ATPDraw para diversos casos de faltas que podem acometê-lo, procurando-se dar uma visão geral da modelagem no intuito de obter as ondas viajantes necessárias à validação do localizador de faltas, transpondo-se mais um degrau e seguindo em direção ao objetivo principal do trabalho.

No presente capítulo explanou-se também a teoria básica dos transitórios eletromagnéticos e das ondas viajantes, direcionado-a para as linhas de transmissão e principalmente para a aplicação dela à técnica proposta para a localização de faltas a ser abordada no capítulo seguinte.

A teoria das ondas viajantes e a poderosa ferramenta ATP de obtenção delas são dois entes fundamentais ao estudo de localizadores de falta a altas frequências em todo o mundo e são indispensáveis à obtenção dos resultados para essa dissertação.

5.3 FORMULAÇÃO DO LOCALIZADOR

5.3.1 Princípio básico do localizador de faltas

O princípio básico do localizar de faltas para linhas aéreas de transmissão de energia elétrica, aqui proposto, baseia-se na injeção de um sinal de corrente no ponto onde ocorre uma falta, provocando distúrbios eletromagnéticos, resultando assim em transitórios nos sinais de tensão e corrente propagados pela linha. A Figura 5.2 exemplifica um desses transitórios nas tensões trifásicas presentes nos dados exportados para o MATLAB quando de uma falta bifásica à terra.

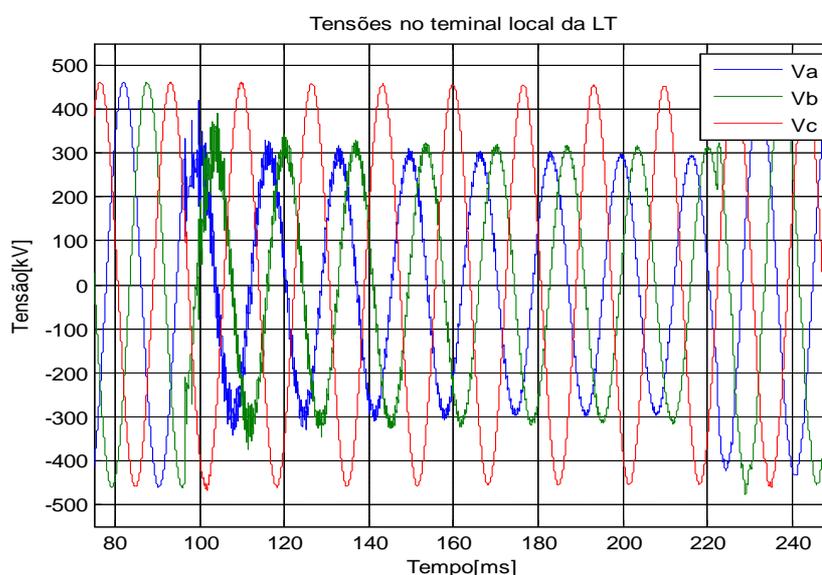


Figura 5.2 – Transitórios nas tensões trifásicas no terminal local da LT

Considerando uma linha de transmissão monofásica de comprimento l conectada entre duas barras A e B de um sistema de energia elétrica, com a LT tendo uma impedância característica Z_C , o seu respectivo diagrama espaço-tempo ou diagrama de Lattice é como o apresentado na Figura 5.3.

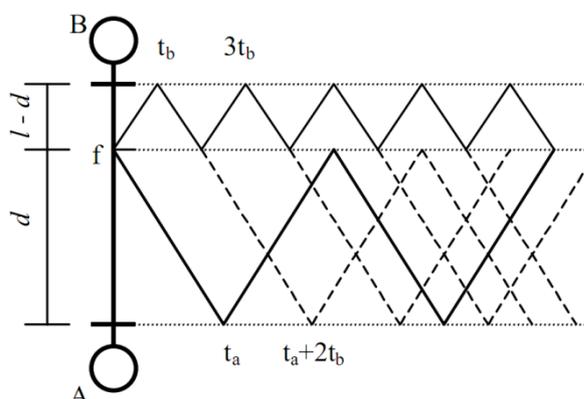


Figura 5.3 – Diagrama de Lattice para uma LT monofásica [SILVA, 2005]

Baseando-se na teoria de ondas viajantes apresentada no capítulo anterior, quando há uma falta a uma distância d da barra A (suposto terminal local), a contingência aparecerá como uma abrupta injeção de corrente e tensão no ponto do defeito. Esta injeção somar-se-á aos sinais já presentes na linha de transmissão à frequência fundamental, sobrepondo-se aos mesmos e gerando ondas que se propagarão para ambas as direções da LT. Essas ondas serão refletidas em qualquer das descontinuidades em que incidirem, originando ondas refletidas que continuarão a se propagar pela linha até que se estabeleça um regime permanente devido à atenuação das ondas viajantes.

No caso dos transitórios gerados por faltas, como os verificados na Figura 5.2, serem registrados nos terminais da LT, os registros conterão tanto as formas senoidais puras da situação pré-falta em regime permanente quanto as mudanças abruptas nos instantes em que as ondas viajantes atingem os terminais da linha.

Para localizações com um bom grau de exatidão do ponto de falta é necessário determinar intervalos de tempo dos sinais entre o ponto de falta e o terminal de referência ou entre o ponto da falta e os terminais, conforme o localizador se utilize dos sinais de uma ou ambas as pontas da LT. Além desses entes temporais, precisa-se saber a velocidade de propagação da onda sobre a linha, a qual é função de parâmetros da LT em questão, e na não quantificação destes, pode ser estimada com base nos tempos de propagação das ondas até os terminais, como citado em Elhaffar (2008). De posse disso, aplicam-se os conceitos físicos presentes na cinemática clássica, relacionando espaço, tempo e velocidade no movimento uniforme, para determinar precisamente o local da ocorrência do defeito na LT.

Um algoritmo de localização que se utiliza de componentes de alta frequência pode processar sinais de tensão ou de corrente pré, sob e pós-falta. No caso aqui abordado, serão tensões e, como já mencionado no capítulo anterior, sem a necessidade de pré-filtragem.

Ao invés de decompor os sinais trifásicos na análise multiresolução *wavelet*, essa técnica de localização, assim como as de diversas outras referências (TAKAGI, 1981; SHEHAB-ELDIN & MCLAREN, 1988; ABUR & MAGNAGO, 1998; SOUZA, 2007; SILVA, 2003, 2008; BATISTA & ARAUJO, 2008; ELHAFFAR, 2008), executará primeiramente a transformação modal de tais sinais objetivando desacoplá-los. Três matrizes de transformação modal para linhas perfeitamente transpostas são encontradas nas literaturas: a de Clarke, a de Wedepohl e a de Karrenbauer. Segundo Saha (2010), caso não haja transposição perfeita, o desacoplamento pode ser conseguido através da teoria de autovalores e autovetores. Esse trabalho fará uso transformação de Clarke, a qual é explanada a seguir.

5.3.2 A Transformada Modal de Clarke

Há um significativo acoplamento eletromagnético entre os condutores de LTs polifásicas, e por meio da transformação modal, tensões e correntes trifásicas são decompostas em um novo conjunto de tensões e correntes modais (ELHAFFAR, 2008). A utilização dessa ferramenta de transformação matricial é justificada pela necessidade de serem obtidos os modos de propagação das OV's, para então conseguir o modo que retorne as características concernentes à análise das diversas contingências aplicadas ao SEP.

5.3.2.1 Componentes de Clarke ou componentes modais

Foi em 1917 a primeira vez que as componentes alfa, beta e zero ou modos aéreos alfa e beta e modo terra, respectivamente, foram empregados no cálculo de tensões e correntes de uma rede afetada por uma falta fase-terra para simplificação dos cálculos realizados por W.W. Lewis e publicado na *General Electric Revue*, no artigo intitulado “*Short Circuit Currents Grounded Neutral Systems*” . A designação atual dessas componentes advém do artigo “*Problems solved by modified Symmetrical components*” publicado por Edith Clarke no mesmo evento que Lewis, em 1938, quando foram difundidas e conhecidas como as componentes de Clarke ou transformada modal de Clarke (ROBBA, 1973).

Essas componentes são de extrema importância para esse trabalho, pois elas realizam o desacoplamento das tensões de fase do sistema em estudo, eliminando a impedância mútua entre fases e fazendo com que ele possa ser tratado similar a três sistemas monofásicos distintos e independentes, desacoplados, não permitindo que uma falta em uma dada fase interfira nos sinais de tensão das outras fases (ELHAFFAR, 2008). A Figura 5.4 ilustra esse desacoplamento tanto esquemática como matricialmente, o qual evita o ocorrido com as formas de onda da Figura 5.5, onde uma falta monofásica-terra na fase A interfere nas formas de onda das demais fases, expondo o acoplamento existente nos sistemas polifásicos.

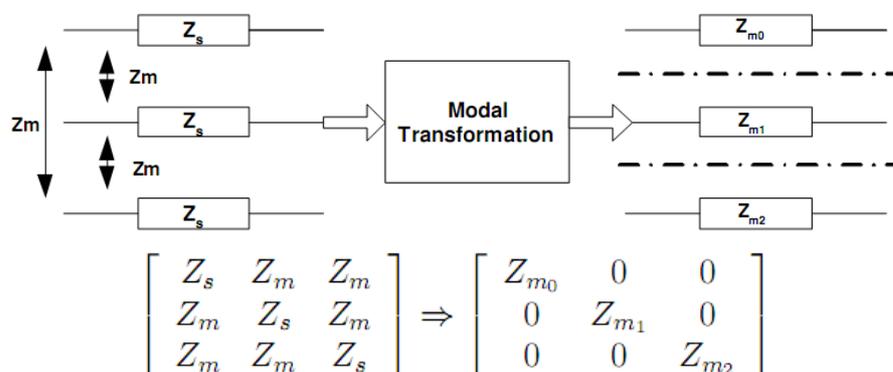


Figura 5.4 – Diagrama da transformação modal de Clarke em um sistema trifásico [ELHAFFAR, 2008]

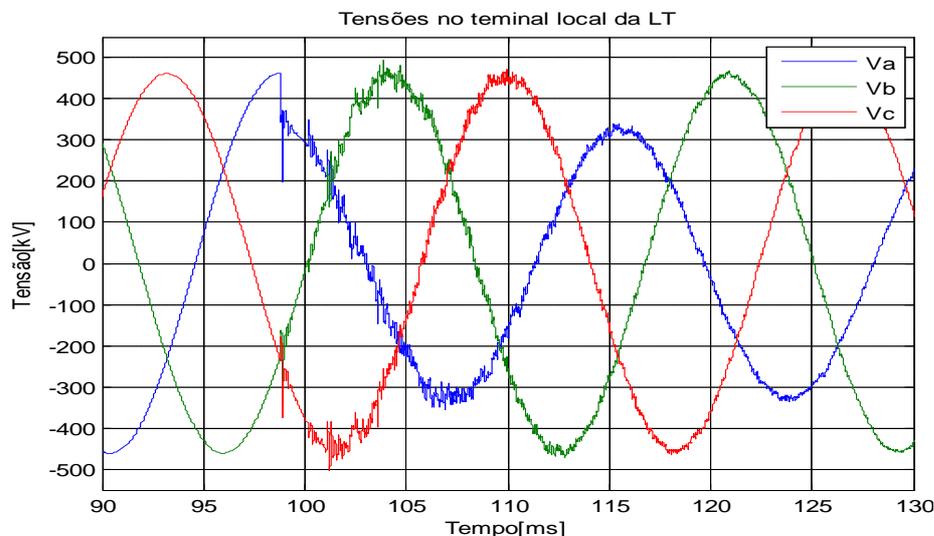


Figura 5.5 – Acoplamento eletromagnético entre fases em sistemas trifásicos

Em termos de ondas viajantes, em um sistema trifásico existem diferentes velocidades de propagação. Nos modos aéreos as ondas propagam-se a velocidades próximas à da luz. Já para o modo terra, a velocidade de propagação é aproximadamente 70 % da velocidade da luz. Esses valores de velocidade são dependentes dos parâmetros da LT e, por conseguinte, da geometria da torre.

É importante mencionar que para faltas com conexão à terra (nesse trabalho as fase-terra e fase-fase-terra) apresentam-se sempre os modos aéreos e o modo terra, ao passo que para faltas sem essa conexão (fase-fase, trifásica) somente existirão os modos de propagação aéreos.

A utilização da transformação modal é essencial para auxiliar a Transformada *Wavelet* na tarefa de localizar faltas, ao minimizar o número de variáveis a serem processadas, como será mostrado oportunamente.

5.3.2.2 Definição das componentes desacopladas

Através da transformação modal de um sistema trifásico, este pode ser representado por um modo terra e dois modos aéreos, cada um deles com velocidade de propagação e impedância característica distintas.

A partir do teorema fundamental das componentes simétricas para as correntes elétricas tem-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Desenvolvendo (5.1) e substituindo o operador $\alpha = 1e^{j120^\circ}$, com $j \in \mathbb{C}$, resultam:

$$\bar{I}_A = \bar{I}_0 + \bar{I}_1 + \bar{I}_2 \quad (5.2)$$

$$\bar{I}_B = \bar{I}_0 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{I}_1 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{I}_2 \quad (5.3)$$

$$\bar{I}_C = \bar{I}_0 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{I}_1 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{I}_2 \quad (5.4)$$

Fatorando-se as partes real e imaginária, reescrevem-se (5.5), (5.6) e (5.7).

$$\bar{I}_A = \bar{I}_0 + (\bar{I}_1 + \bar{I}_2) + j0(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \quad (5.5)$$

$$\bar{I}_B = \bar{I}_0 - \frac{1}{2}(\bar{I}_1 + \bar{I}_2) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \quad (5.6)$$

$$\bar{I}_C = \bar{I}_0 - \frac{1}{2}(\bar{I}_1 + \bar{I}_2) - j\frac{\sqrt{3}}{2}(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \quad (5.7)$$

Expressando-se matricialmente as equações acima, obtém-se (5.8).

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_1 + \bar{I}_2 \\ j(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \end{bmatrix} = T_C \begin{bmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_1 + \bar{I}_2 \\ j(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Verifica-se a existência de outras três seqüências, com impedâncias características e velocidades de propagação distintas, nas quais uma dada seqüência é decomponível, e denotam-se por:

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_0 \quad (5.9)$$

$$\bar{I}_1 + \bar{I}_2 = \bar{I}_\alpha \quad (5.10)$$

$$j(\bar{I}_1 - \bar{I}_2) = \bar{I}_\beta \quad (5.11)$$

As seqüências θ , α e β (zero, alfa e beta) são as componentes de Clarke, e a unicidade das mesmas é demonstrada a partir da não-singularidade da matriz T_C , sendo o determinante desta igual a $3\sqrt{3}/2$.

Do exposto, as componentes de Clarke de uma seqüência de tensão ou corrente elétrica de um sistema completamente transposto são obtidas de (5.12).

$$\begin{vmatrix} \bar{V}_0 \\ \bar{V}_\alpha \\ \bar{V}_\beta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{I}_0 \\ \bar{I}_\alpha \\ \bar{I}_\beta \end{vmatrix} = T_C^{-1} \begin{vmatrix} \bar{V}_A \\ \bar{V}_B \\ \bar{V}_C \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{vmatrix} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{V}_A \\ \bar{V}_B \\ \bar{V}_C \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{vmatrix} \quad (5.12)$$

Conforme a definição, a componente alfa é uma corrente que flui pela fase A e retorna em partes iguais pelas fases B e C . Já a componente beta flui pela fase B e retorna pela C , podendo isso ser verificado nas equações a seguir.

$$\begin{aligned} \bar{I}_0 &= \frac{1}{3}(\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C) & | & \quad \bar{V}_0 = \frac{1}{3}(\bar{V}_A + \bar{V}_B + \bar{V}_C) \\ \bar{I}_\alpha &= \frac{1}{3}(2\bar{I}_A - \bar{I}_B - \bar{I}_C) & | & \quad \bar{V}_\alpha = \frac{1}{3}(2\bar{V}_A - \bar{V}_B - \bar{V}_C) \\ \bar{I}_\beta &= \frac{1}{3}(\sqrt{3}\bar{I}_B - \sqrt{3}\bar{I}_C) & | & \quad \bar{V}_\beta = \frac{1}{3}(\sqrt{3}\bar{V}_B - \sqrt{3}\bar{V}_C) \end{aligned}$$

Para as componentes de Clarke, assim como para as componentes simétricas, a potência não é um invariante, isto é, $T_C T_C^t \neq I$ (o produto entre a matriz de transformação e sua transposta é diferente da matriz identidade). Assim, alguns autores utilizam-se da definição, como a seguir, para assegurar que a transformação seja um invariante de potência.

$$I'_0 = I_0 \sqrt{3} \quad (5.13)$$

$$I'_\alpha = I_\alpha \sqrt{3/2} \quad (5.14)$$

$$I'_\beta = I_\beta \sqrt{3/2} \quad (5.15)$$

Portanto, a matriz de transformação passa à forma (5.16).

$$T'_C = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\sqrt{1/2} & \sqrt{3/2} \\ 1 & -\sqrt{1/2} & -\sqrt{3/2} \end{vmatrix} \quad (5.16)$$

Partindo-se das definições anteriores, as componentes simétricas, em termos da transformação modal de Clarke, são dadas por:

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_0; \quad \bar{I}_1 = \frac{1}{2}(\bar{I}_\alpha + j\bar{I}_\beta) \quad e \quad \bar{I}_2 = \frac{1}{2}(\bar{I}_\alpha - j\bar{I}_\beta).$$

No desenvolvimento do trabalho será utilizada, assim como os demais autores no tocante à localização de faltas também utilizam, a matriz de transformação T_C .

Considerando as componentes simétricas e modais, as impedâncias características e as velocidades de propagação das ondas viajantes, conforme já definidas no capítulo IV para LTs monofásicas, passam a ser dadas por (5.17) e (5.18), respectivamente.

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (5.17)$$

$$v_m = \sqrt{\frac{1}{L_s \cdot C_s}} \quad (5.18)$$

Onde:

- Z_s é a impedância característica de seqüência s – positiva ou negativa – da LT;
- L_s é a indutância de seqüência s da LT;
- C_s é a capacitância de seqüência s da LT;
- v_m é a velocidade de propagação das ondas de modo m na LT.

A velocidade de propagação modal é então utilizada no algoritmo do localizador como sendo a velocidade usada na teoria da cinemática clássica para estimação do local da falta.

5.3.2.3 Componente modal utilizada

O algoritmo de localização de faltas faz uso do modo aéreo alfa (ou modo 1 – M1) dos sinais de tensão trifásicos das barras local e remota da LT, isso porque esse modo apresenta-se em todos os tipos de falta que possam vir a acometer um SEP (SILVA, 2005). O modo terra (M0) apresenta-se somente quando de defeitos à terra, o que é ilustrado nos gráficos da Figura 5.6, e o aéreo beta (M2) não consegue retratar faltas monofásicas que acometam a fase A, vide gráfico à esquerda na Figura 5.6. Logo, pelos motivos evidenciados, somente o modo alfa será usado no localizador de faltas, porém os demais não são menos importantes, pois podem ser utilizados em outras aplicações, como em classificadores de faltas e em outras metodologias de localização (ELHAFFAR, 2008). Essas características modais para os tipos de falta são mostradas nos gráficos da Figura 5.6, enquanto (5.19) determina a velocidade de propagação do modo aéreo alfa em km/s a partir dos parâmetros indutância e capacitância de seqüência positiva da LT em questão.

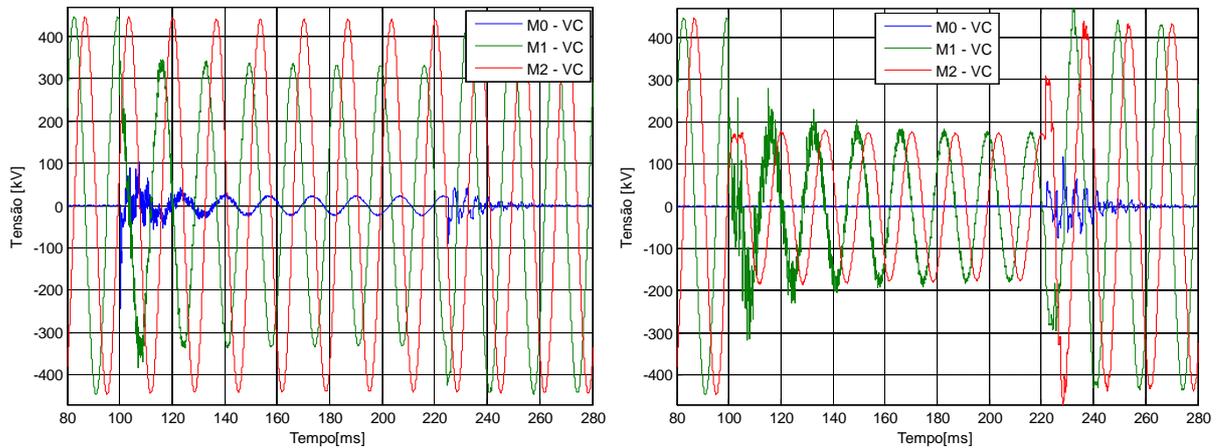


Figura 5.6 – Componentes modais para falta fase A-terra (à esquerda) e para falta trifásica (à direita)

$$v_1 = \sqrt{\frac{1}{L_1 \cdot C_1}} = \sqrt{\frac{1}{8,6554 \cdot 10^{-4} \cdot 1,3520 \cdot 10^{-8}}} \Rightarrow v_1 = 292326,4298630612 \quad (5.19)$$

Na Figura 5.7 fez-se uso da síntese do primeiro nível de detalhes *wavelets* de M0 para demonstrar, graficamente, que curtos-circuitos sem conexão à terra são despercebidos pela componente modal zero.

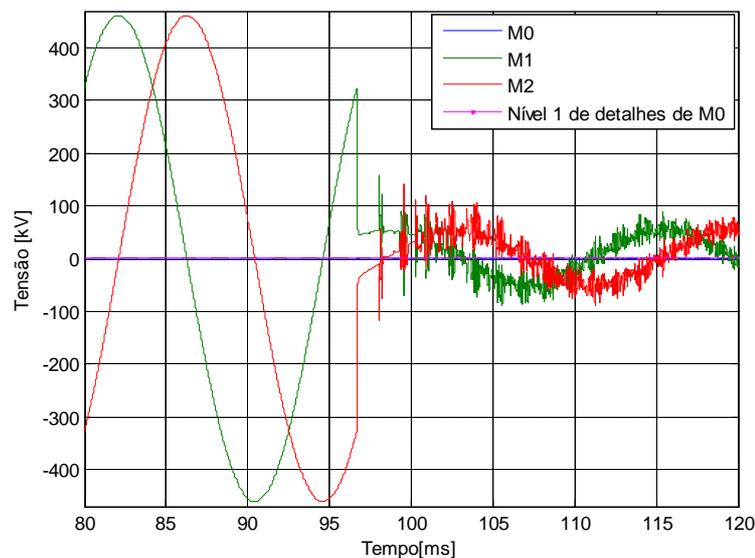


Figura 5.7 – Contribuição do modo zero para uma falta trifásica

5.3.3 AMR das ondas viajantes modais

Conforme foi visto no capítulo III, a Transformada *Wavelet* tem uma ótima capacidade de localização no tempo e na frequência e, devida a essa característica, sua variante discreta de rápido processamento, a análise em multiresolução, é uma ferramenta bem adequada à detecção de discontinuidades em sinais e, portanto, aplicável a detecção de transitórios em

LTs, possibilitando a estimação de instantes de reflexão de ondas viajantes propagadas até as pontas da linha de transmissão quando da ocorrência de uma falta sobre a mesma.

Os sinais de tensão trifásicos nas duas pontas da linha de Tucuruí a Vila do Conde foram desacoplados em seus componentes modais, descritos na subseção anterior, e os modos M1 de cada barra foram decompostos em somente dois níveis de resolução, pelo uso da AMR. Nessa decomposição dos sinais modais fez-se uso de várias famílias *wavelets* e ordens, as quais foram as *wavelets* discretas: Daubechies de ordem 1 a 20 (Db1-20), Biortogonais de ordem 1.1 a 6.8 (Bior1.1-6.8), Coiflets de ordem 1 a 5 (Coif1-5), Dmey, Reversas biortogonais de ordem 1.1 a 6.8 (Rbio1.1-6.8) e Symlets de ordem 1 a 20 (Sym1-20).

O algoritmo faz uso da reconstituição do primeiro nível de detalhes *wavelets* a fim de estimar os instantes de reflexão supracitados. Segundo visto no capítulo III, já que a configuração do ATP foi para que os sinais fossem amostrados a 1 MHz e com simulação durando 300 milissegundos, esse nível de detalhes compreende a banda espectral de 500 a 250 kHz, compreendendo portanto uma ampla gama de componentes espectrais das ondas viajantes originadas pelos transitórios de faltas, cujas características estão contidas nos sinais, já que todo transitório pós-falta está armazenado nos mesmos, desde de que convenientemente amostrados.

Foram feitos alguns testes de desempenho do algoritmo usando-se também a síntese do segundo nível de detalhes (faixa de 250 a 125 kHz), entretanto os resultados não foram satisfatórios já para as primeiras condições faltosas. Outra variante nos testes foi para uma taxa amostral dos sinais a 250 kHz, ou seja, uma faixa espectral de 125 a 62,5 kHz do primeiro nível detalhes, mas a imprecisão foi superior a 1 km, sendo também considerado insatisfatório aos propósitos desse trabalho.

Portanto, a síntese do primeiro nível de detalhes da AMR e a frequência amostral de 1 MHz foram implementados no algoritmo do localizador de faltas para proceder à análise de desempenho frente às variações *wavelets* (famílias e ordens).

Além disso, cada um dos coeficientes *wavelets* do primeiro nível de detalhes obtidos com a AMR são elevados ao quadrado em uma transformação, almejando-se a minimização do efeito de ruídos nos sinais, assim como proposto por Santoso (1996 *apud* SOUZA, 2007). Além do mais, essa transformação auxilia a estratégia de localização baseada na teoria das ondas viajantes, como mostrada na subseção seguinte.

As formas de onda dos transitórios de falta presentes no primeiro nível de detalhes das componentes modais alfa de ambas as barras da LT estão dispostas nos gráficos da Figura 5.8.

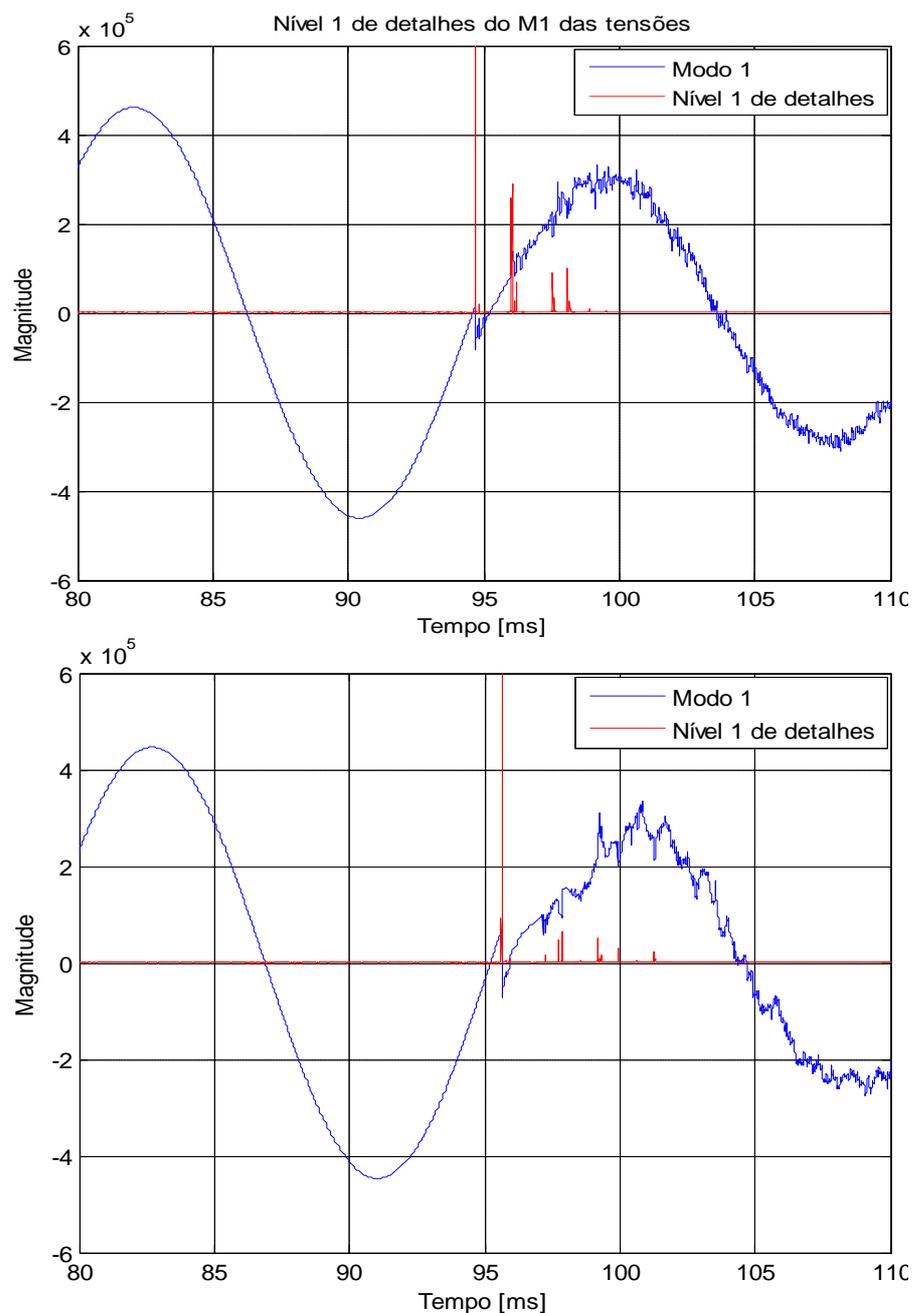


Figura 5.8 – Detalhes *wavelets* dos modos alfa das tensões local (superior) e remota (inferior)

5.3.4 Diagrama de Lattice na localização de faltas

Da teoria das ondas viajantes, os transitórios em LTs geram ondas que se propagarão até seus terminais, como ilustra a Figura 5.9. As primeiras frentes de ondas levarão tempos t_a e t_b para atingirem o terminal local e o remoto da linha, respectivamente. Essas frentes de ondas carregam mudanças abruptas no comportamento dos detalhes *wavelets*, e assim, o momento em que elas ocorrem pode ser facilmente estimado pelo algoritmo, partindo-se da teoria de que no momento de chegada das OV's aos terminais da linha as magnitudes dos detalhes serão máximas.

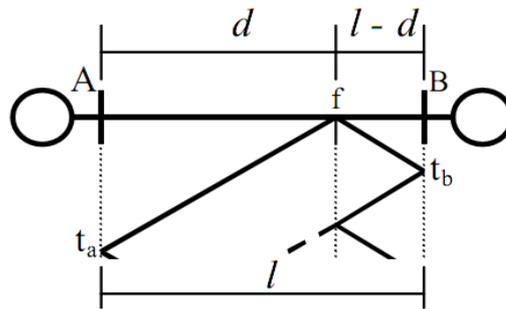


Figura 5.9 – Diagrama de Lattice para falta entre dois terminais [Adaptado - SILVA, 2005]

Pela aplicação da cinemática clássica às ondas da Figura 5.9, e considerando, da teoria das ondas viajantes, que elas se propagam a v_1 km/s em direção aos terminais da linha de transmissão de comprimento l e executando movimento uniforme, a distância d , do terminal local ao ponto de incidência da falta, é dada pela relação proporcional espaço-temporal (5.20).

$$d = \frac{l - v_1 \cdot (t_b - t_a)}{2} \quad (5.20)$$

A seguir é exemplificada detalhadamente a aplicação do algoritmo que foi apresentado, objetivando-se localizar um curto-circuito monofásico franco aplicado com ângulo de incidência 45° a 280 km do terminal local, sendo os sinais processados pela *Wavelet* Daubechies de ordem 15 (Db15).

Os sinais de ambas as barras contendo o ocorrido na simulação no pré, sob e pós-falta são importados para o MATLAB, apresentando-se conforme os gráficos da Figura 5.10.

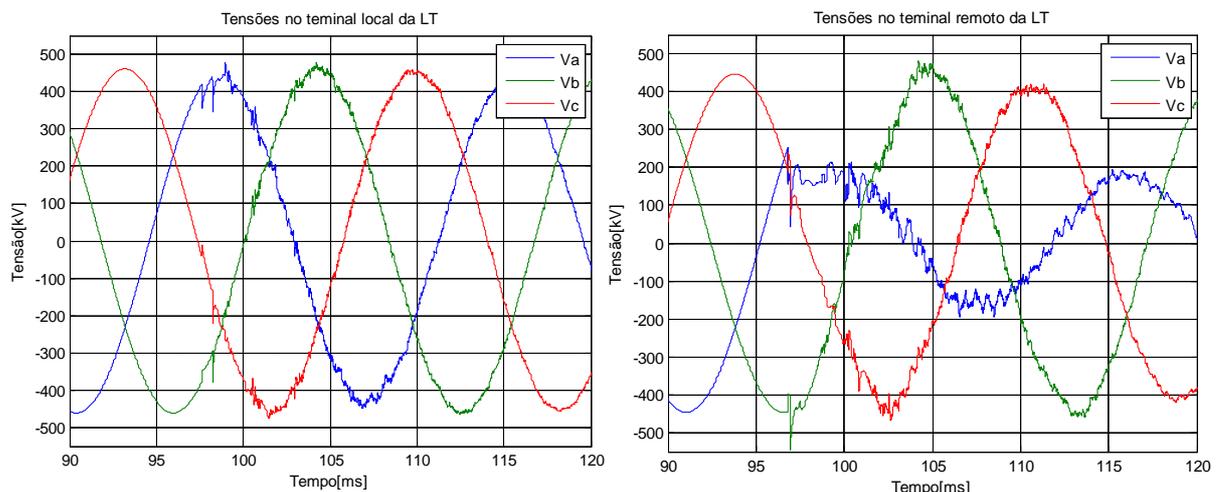


Figura 5.10 – Sinais das tensões trifásicas com o SEP em condição de pré e sob falta

Pela aplicação da transformação modal das tensões de cada uma das pontas da LT presentes nos gráficos da Figura 5.10, são obtidas as componentes M1 para cada barra, conforme a disposição apresentada na Figura 5.11.

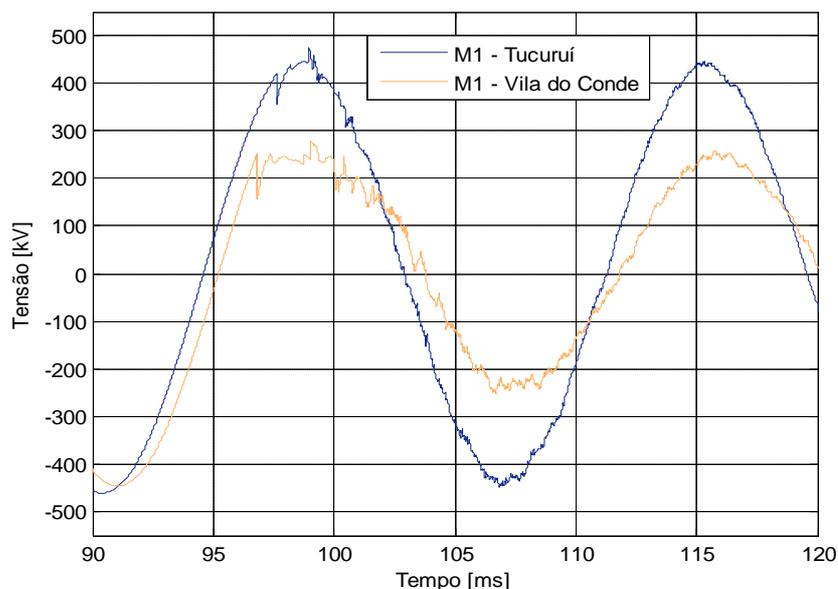


Figura 5.11 – Modo 1 das tensões trifásicas nas barras de Tucuruí e de Vila do Conde

A decomposição AMR *wavelet* é aplicada a cada tensão modal da Figura 5.11, obtendo-se a estrutura de decomposição *wavelet* dos dois sinais. A seguir, cada decomposição tem seu 1º nível detalhes *wavelets* reconstruído, o qual tendo cada coeficiente elevado ao quadrado para atenuação de possíveis ruídos e facilidade de obtenção das maiores amplitudes, as magnitudes máximas de tais coeficientes identificam precisamente o momento de reflexão das ondas viajantes nos terminais da LT, conforme é verificado através da Figura 5.12.

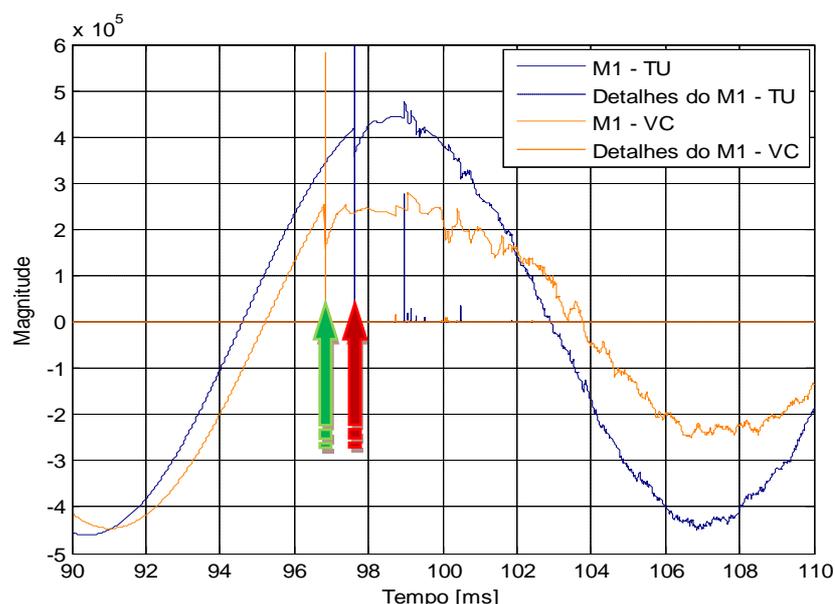


Figura 5.12 – Detecção da chegada das OV's aos terminais da LT através do 1º nível de detalhes *wavelets*

A Figura 5.13 trata da aplicação de um *zoom* à figura anterior, entre instantes próximos ao detectados pelos detalhes *wavelets*, a fim de ser possível verificar visual e precisamente o valor de cada um dos instantes de reflexão.

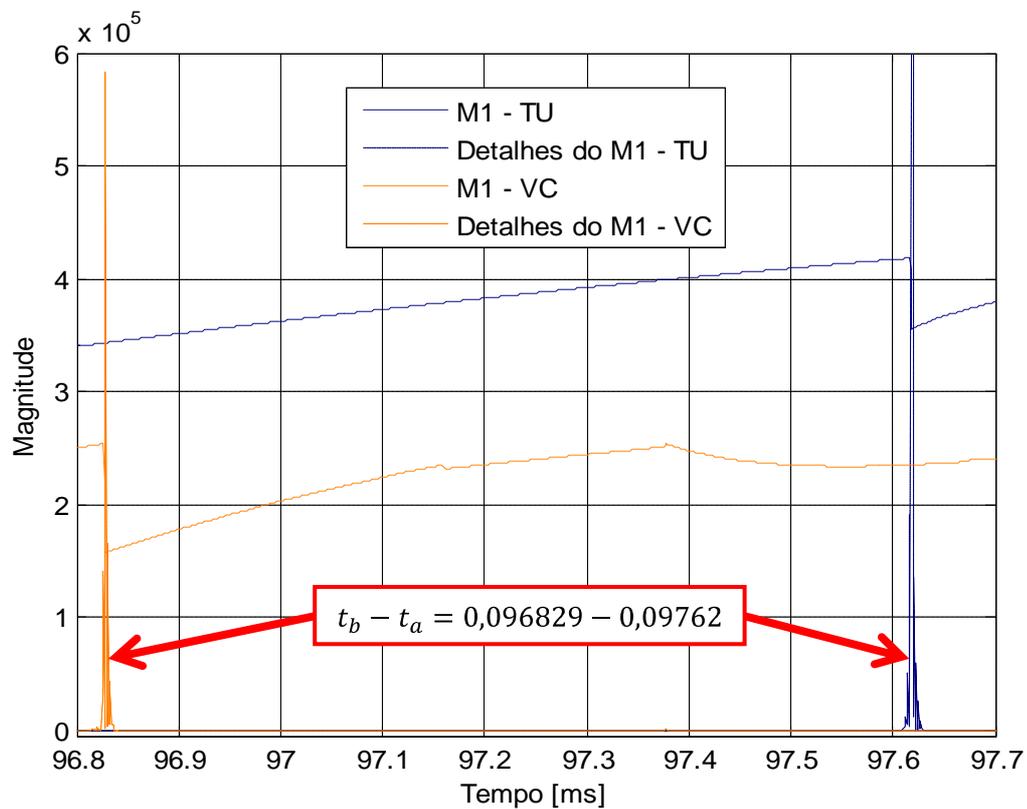


Figura 5.13 – Detecção da chegada das OV's aos terminais da LT através do 1º nível de detalhes *wavelets*

Portanto, empregando-se (5.20) o local de ocorrência da falta aplicada ao SEP é determinado precisamente, havendo um erro absoluto de aproximadamente 35 metros, dados $l = 328,7 \text{ km}$, $v_1 = 292326,4298 \text{ km/s}$, $t_a = 0,09762 \text{ s}$ e $t_b = 0,096829 \text{ s}$.

$$d = \frac{328,7 - 292326,4298 \cdot (0,096829 - 0,09762)}{2}$$

$$d = 280,0349 \text{ km}$$

$$\text{Erro Absoluto} = |280 - 280,0349| = 34,9\text{m}$$

5.3.5 Fluxograma do localizador de faltas

A figura a seguir mostra em um diagrama toda a lógica utilizada pela metodologia de localização de faltas explanada anteriormente. Salienta-se que o objetivo principal do trabalho é a análise de desempenho do localizador quando da variação das famílias *wavelets* e ordens usadas tanto na decomposição das tensões modais quanto na reconstrução AMR dos detalhes dessas tensões. Todas as principais etapas realizadas, assim como algumas outras, estão descritas no fluxograma presente na Figura 5.14.

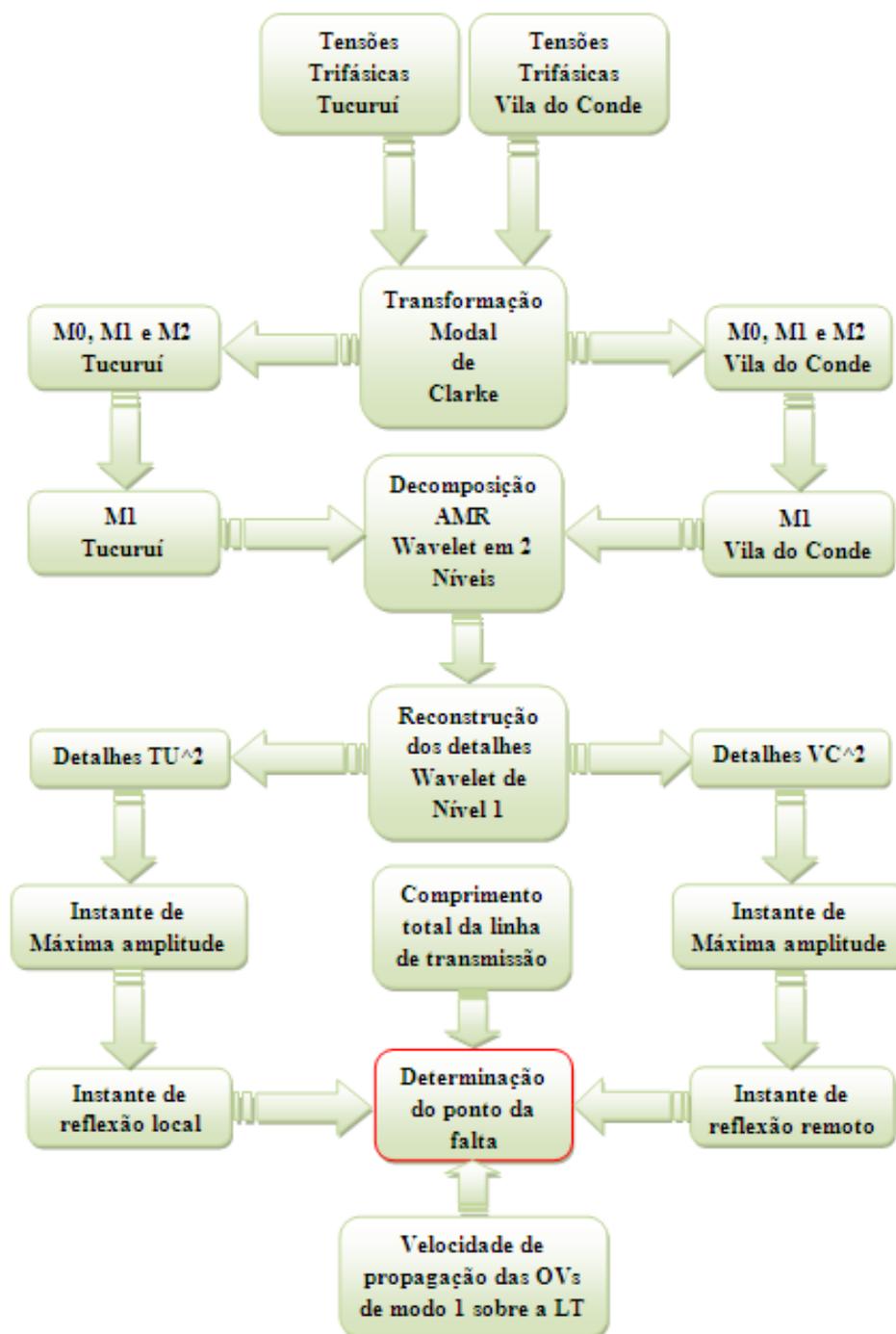


Figura 5.14 – Fluxograma da metodologia de localização de faltas do localizador

5.3.5.1 Fluxograma do localizador no MATLAB

O diagrama esquemático da Figura 5.15 apresenta o fluxograma do localizador que foi apresentado na Figura 5.14, diferenciando-se por mostrar as funções implementadas para serem executadas pelo MATLAB até a estimação do local de incidência de uma dada falta, tendo-se como entrada um arquivo contendo as tensões trifásicas oriundas do arquivo de simulação do sistema de potência no ATP.

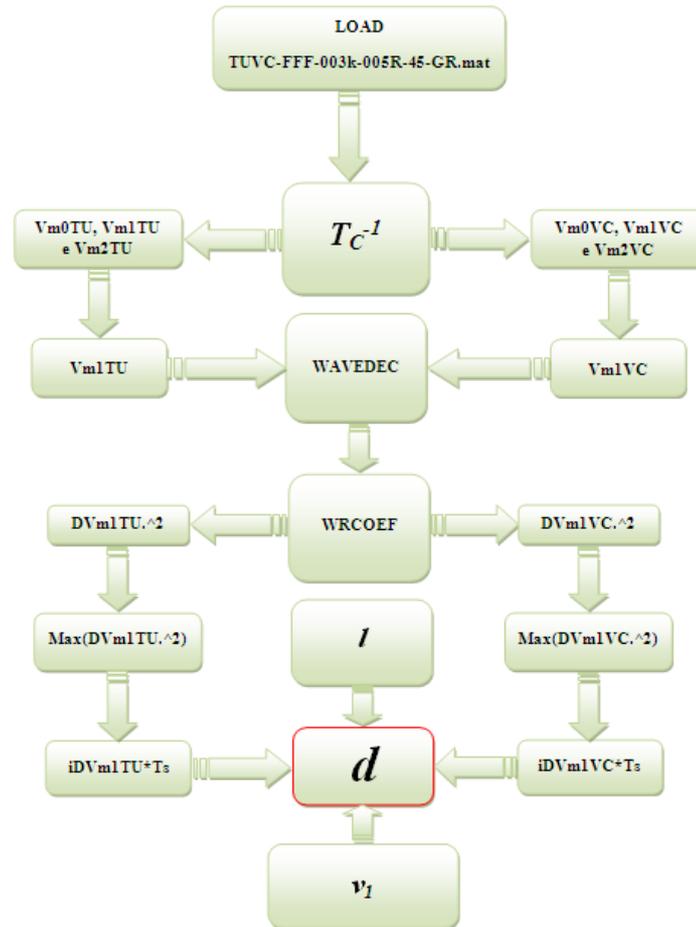


Figura 5.15 – Fluxograma da metodologia de localização usando as funções do MATLAB

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou as simulações realizadas para essa dissertação no intuito de obterem-se os resultados principais buscados por esse estudo. Verificou-se a potencialidade do simulador ATP na geração dos sinais contendo as ondas viajantes oriundas das faltas aplicadas ao SEP e formulou-se o algoritmo do localizador de faltas baseado na AMR *wavelet* e na teoria das ondas viajantes, sendo mostrada com detalhes cada uma das etapas até serem originados resultados.

Dentro da referida formulação deu-se ênfase às componentes modais de Clarke, por desacoplarem os sinais trifásicos e tornarem o processamento menos exaustivo, visto que o localizador utiliza somente M1 na ARM, para a qual o 1º nível de detalhes extraiu muito precisamente os parâmetros temporais necessários à localização de uma falta usando a metodologia apresentada.

Logo, as ferramentas de *software* utilizadas, assim como também o algoritmo de localização, mostraram-se muito bem adequados à concretização dos resultados buscados para o trabalho, os quais serão explanados no próximo capítulo.

CAPÍTULO 6 RESULTADOS

6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados do desempenho do localizador frente às diversas *wavelets* utilizadas:

- Bior1.1, 1.3, 1.5, 2.2, 2.4, 2.6, 2.8, 3.1, 3.3, 3.5, 3.7, 3.9, 4.4, 5.5 e 6.8;
- Coif1, 2, 3, 4 e 5;
- Db1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20;
- Dmey (tem uma única ordem);
- Rbio1.1, 1.3, 1.5, 2.2, 2.4, 2.6, 2.8, 3.1, 3.3, 3.5, 3.7, 3.9, 4.4, 5.5 e 6.8; e
- Sym1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20.

Deve-se salientar que a escolha dessas famílias e ordens está embasada em bibliografias acerca de suas utilizações no processamento de sinais transitórios em sistemas de potência e, principalmente, em razão da certa facilidade de exploração dos seus recursos, posto que todas as *wavelets* supracitadas têm implementação discreta, via análise multiresolução, no *software* MATLAB. Também se deve deixar explícito que não estão esgotadas as ordens das famílias Daubechies e Symlets discretas presentes no referido *software*, porém um excessivo esforço computacional é necessário para ordens maiores, especialmente das Symlets (tendência praticamente exponencial), elevando muitíssimo o tempo para estimação do local de uma falta por parte do localizador quando usando computadores pessoais, vide Figura 6.1, fato este que desestimulou e excluiu essas demais ordens da análise aqui proposta.

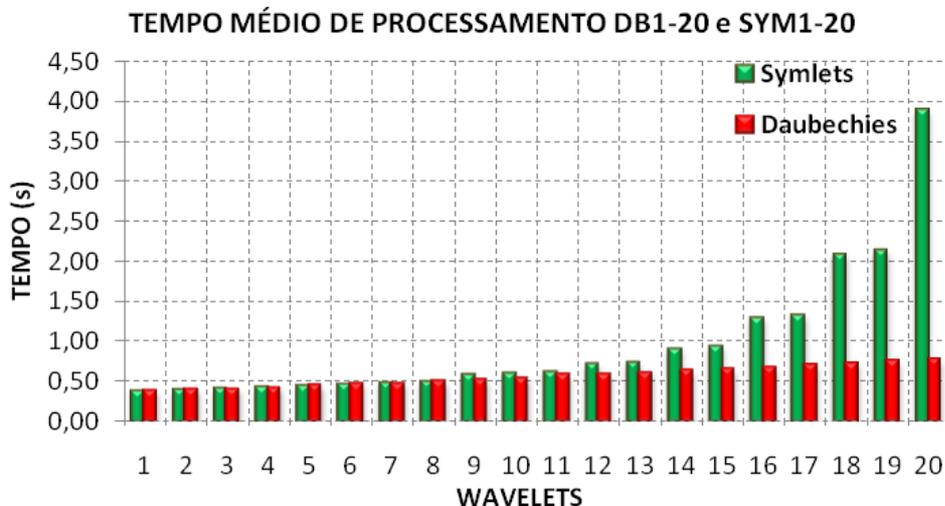


Figura 6.1 – Tempo de processamento usando as famílias Symlets e Daubechies

6.2 FORMULAÇÕES PARA A ANÁLISE DOS RESULTADOS

Tendo sido processados pelo algoritmo desenvolvido no MATLAB os arquivos de falta apresentados no capítulo IV, o local do defeito foi calculado e os erros absolutos obtidos foram armazenados em arquivos de texto (extensão .txt) para posterior análise estatística via Microsoft Excel. Neste *software*, o localizador foi avaliado consoante as definições (6.1), (6.2), (6.3) e (6.4), assim como também através dos valores máximos e mínimos dessas equações.

$$EA_d = |d - d_{calc}| \quad (6.1)$$

Em (6.1) foi definido o erro absoluto cometido na estimação do local do defeito.

$$ER_d = \frac{EA_d \cdot 100}{l} \quad (6.2)$$

Em (6.2) definiu-se ER_d , o erro percentual relativo ao comprimento da LT (l), onde d e d_{calc} são as distâncias real e calculada, respectivamente, a simulada no ATP e a estimada pelo algoritmo do localizador.

$$EMR_d = \sum_{n=1}^N \frac{ER_{d_n}}{N} \quad (6.3)$$

$$DPR = \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{(ER_{d_n} - \bar{x})^2}{N - 1}} \quad (6.4)$$

Já (6.3) tem definido o erro médio relativo cometido quando permanecem estáticos a distância e o tipo de falta e são variadas as condições de resistência e ângulo de incidência da mesma. Neste caso, N é igual a 21, mas ele também pode ser tomado como 231, no caso do cálculo do valor do erro médio total, quando da variação de todas as condições de falta de um dado tipo (FT, FFT ou FFF). Finalmente, em (6.4), DPR é o desvio padrão relativo, N é o número de faltas de um dado tipo para o cálculo da média \bar{x} dos erros relativos percentuais ER_d .

Em virtude da elevada taxa amostral dos sinais (1 MHz) e uma tentativa de otimização dos resultados obtidos em Souza (2007) e Batista & Araujo (2008), pelo uso de outras famílias *wavelets* e diversas ordens, consideram-se aqui como resultados satisfatórios a estimação do local das faltas com erro máximo absoluto menor ou igual à distância entre duas

torres de transmissão, isto é, erros menores ou iguais a 250 metros, equivalendo a cerca de 0,08% de erro relativo máximo para a LT em questão.

As seções subseqüentes apresentarão detalhadamente os resultados obtidos da análise proposta por essa dissertação, no entanto alguns dados são omitidos deste capítulo para não torná-lo muito extenso e exaustivo. Tais omissões estão dispostas no Apêndice A.

6.3 DESEMPENHO DO LOCALIZADOR DIANTE DOS TIPOS DE FALTA

A partir do que foi visto nas referências bibliográficas, verificou-se que a forma de apresentação das curvas de desempenho de localizadores é mais expressiva quando apresentando o comportamento dos mesmos em função da variação da distância de falta. Dessa forma, praticamente todos os gráficos a serem apresentados a seguir estão baseados na junção de (6.2) e (6.3), mostrando a variação do erro relativo em função da distância real do local da contingência.

6.3.1 Família Biortogonal: da ordem 1.1 a 6.8

6.3.1.1 Bior1.1 à Bior2.4

As curvas concernentes às faltas FT para essa família mostram as Bior de ordem 2.2 e 2.4 tendo erros relativos médios dentro do limite de precisão estipulado para o localizador, com ambas apresentando erro relativo máximo de 0,061% ou erro absoluto de 202,6m. Em média, esses erros foram de 0,022%, com desvio padrão de 0,02132%.

A apresentação de cortes nas curvas das demais ordens demonstra que estas extrapolaram a exatidão buscada para o localizador. Essas ordens tiveram erros máximos relativos da ordem de 159%, isto é, erros máximos absolutos cerca de 1,6 vezes o comprimento total da LT em questão. As curvas na Figura 6.2 mostram tais desempenhos.

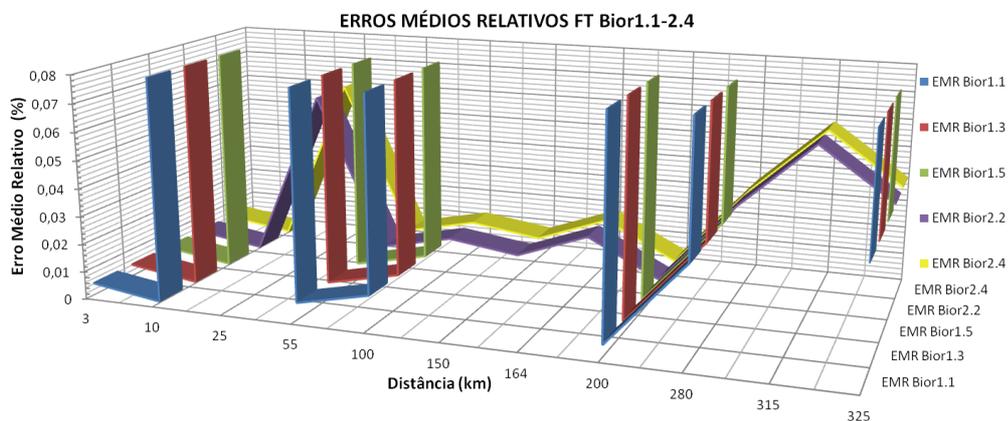


Figura 6.2 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Bior1.1-2.4

A Figura 6.3 mostra a variação do erro de localização para faltas bifásicas à terra. Contrastando essas curvas com as da figura anterior, é notório que os erros cometidos para os dois tipos de falta são equivalentes para essa família, valendo-se então as considerações atribuídas à Figura 6.2.

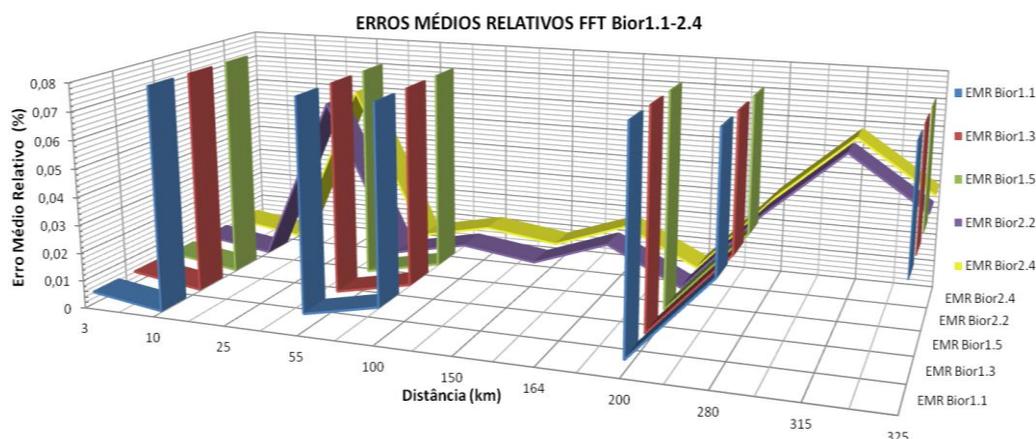


Figura 6.3 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Bior1.1-2.4

As *wavelets* Bior2.2 e 2.4 satisfariam a precisão buscada ao localizador, mas a Figura 6.4 evidencia que elas estão em desacordo com essa precisão quando da ocorrência de faltas trifásicas. O erro médio relativo cometido para faltas a 3 km do terminal local chega a 278%.

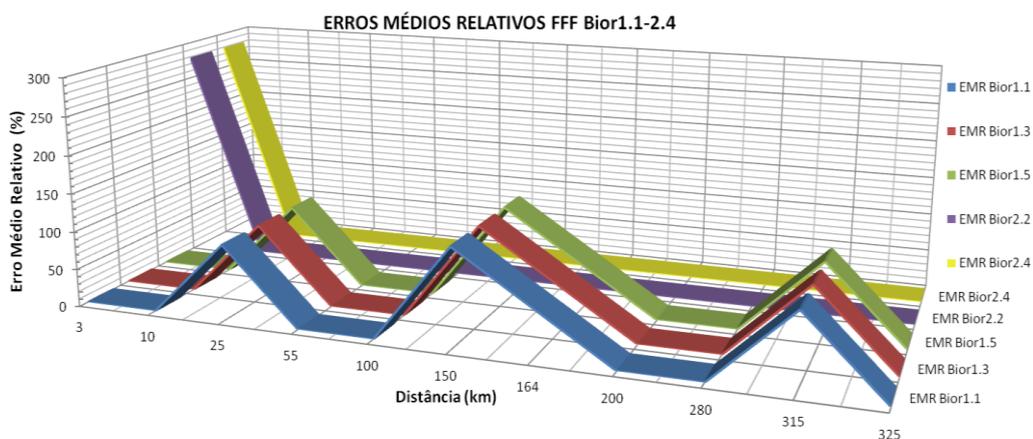


Figura 6.4 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior1.1-2.4

Portanto, nenhuma dessas *wavelets* está em conformidade com a exatidão vislumbrada para o algoritmo do localizador. Deve-se salientar que uma *wavelet* perfazendo uma ótima localização para as diversas condições de falta, mas que em um único caso não atenda à precisão desejada, invalida toda a robustez para as situações anteriores, já que um localizador deve proporcionar uma uniformidade às localizações. É notório que estimar locais com erros de 1 m e um só local com erro de 900 km em uma linha de 328 km não pode ser considerado um localizador, já que neste único caso ele não realiza sua função.

6.3.1.2 Bior2.6 à Bior3.5

O gráfico da Figura 6.5 mostra o desempenho dessas cinco *wavelets* biortogonais para defeitos FT, com todas colocando o localizador dentro da precisão requerida, mostrando ainda uma equivalência entre as ordens 2.6 e 2.8. Para ambas, os erros máximos relativos foram de 0,0616%, equivalendo a erros absolutos de 202,6m, um erro médio de 0,0222% e desvio padrão de 0,021%. Observa-se equivalência também entre as ordens 3.3 e 3.5, as quais apresentam os mesmos erros máximos sobreditos, porém com erro médio e desvio padrão de 0,0212% e 0,0234%, respectivamente, mostrando certa superioridade destas sobre as citadas anteriormente. Já a Bior3.1 apresenta erros superiores às demais em pelo menos duas situações, por isso detém erros médios de 0,03244% e desvio de 0,03074.

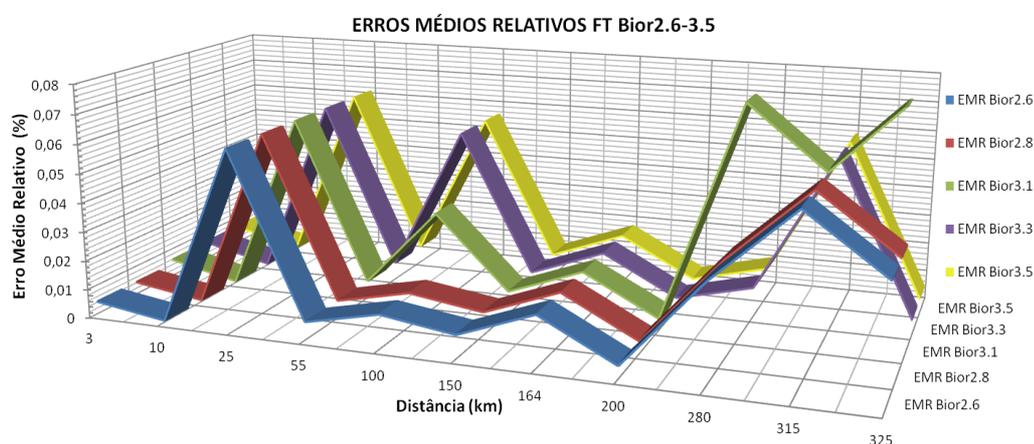


Figura 6.5 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Bior2.6-3.5

A exclusão das ordens 3.1, 3.3 e 3.5 para uso no localizador é justificada pelo gráfico da Figura 6.6, para faltas FFT, pois pelo menos um dos erros médios extrapola o limite de exatidão adotado. Averiguam-se as outras duas curvas com desempenho equivalente ao da figura anterior.

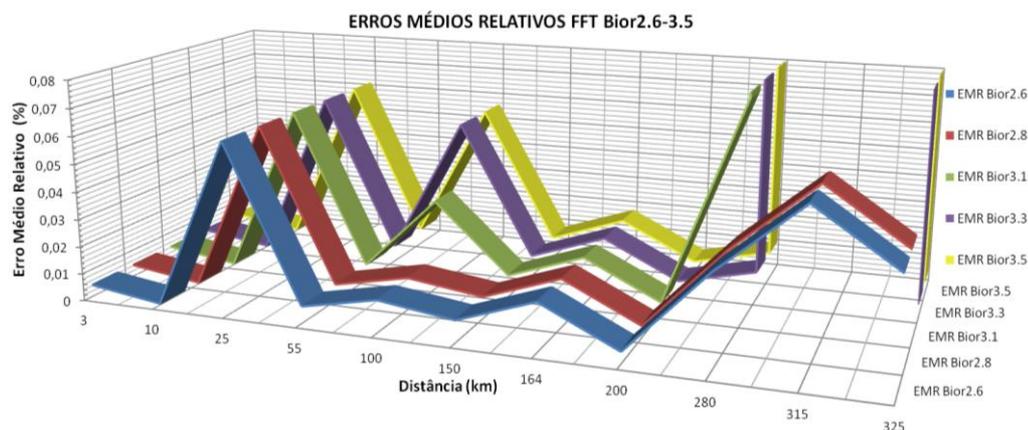


Figura 6.6 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Bior2.6-3.5

Ao analisar o comportamento das curvas da Figura 6.7, as duas *wavelets* que eram consideradas aplicáveis ao localizador são descartadas, assim como aconteceu com as Bior2.2 e 2.4, para defeitos FFF a 3 km, isto é, próximos ao terminal local da LT. Portanto, todas as cinco *wavelets* avaliadas também estão em desacordo com a precisão buscada.

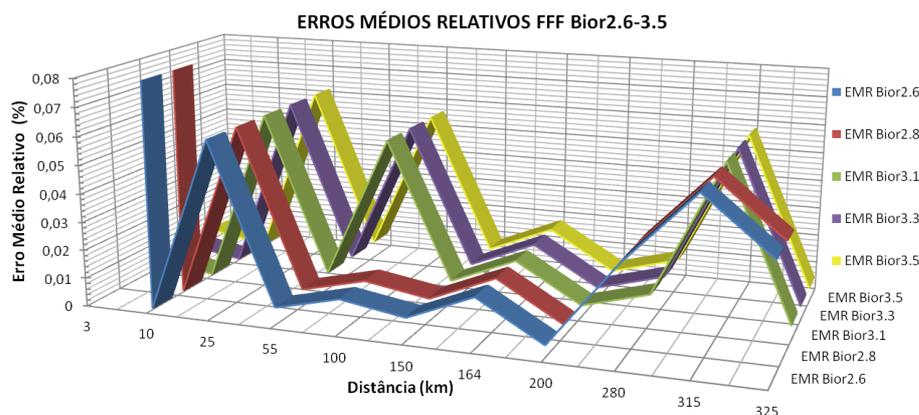


Figura 6.7 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior2.6-3.5

6.3.1.3 Bior3.7 à Bior6.8

Examinando-se a família Bior3.7 à 6.8 para faltas monofásicas, Figura 6.8, observam-se as duas primeiras ordens com EMR máximo de 202,6 metros, com performances de média relativa de 0,02127% e desvio padrão de 0,02344%, ou seja, atuações semelhantes as da subseção anterior. Através da referida figura verifica-se também que as demais ordens estão excluídas da análise, porquanto extrapolam o EMR admitido já para este tipo de falta.

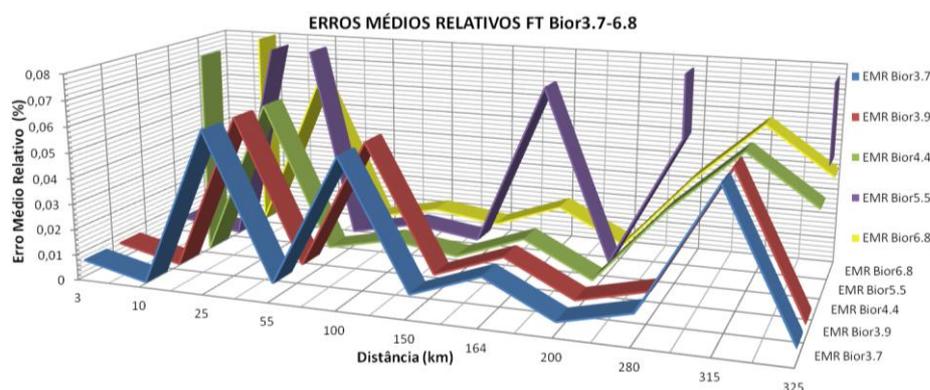


Figura 6.8 – Erros médios relativos para faltas monofásicas ao se usar as Bior3.7-6.8

As Bior3.7 e 3.9 também são eliminadas da utilização no localizador em razão de, para defeitos FFT a 280 e 315 km do terminal local, os erros estarem fora do limite de EMR máximo admitido. Pode-se notar que para este tipo de falta as Bior4.4 e 6.8, não admitida para faltas FT, estão dentro do já referido limite de exatidão, no entanto já foram desprezadas, pois deveriam atender à precisão para todas as circunstâncias.

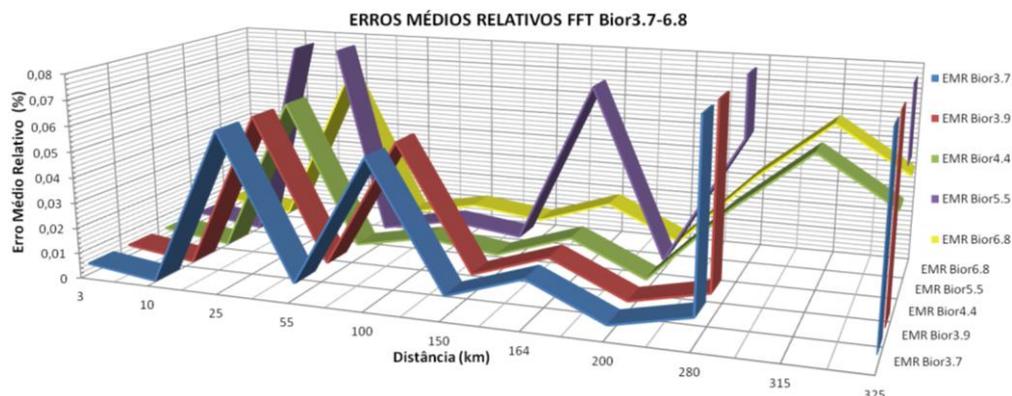


Figura 6.9 – Erros médios relativos para faltas bifásicas ao se usar as Bior3.7-6.8

Dos gráficos das Figuras 6.8 e 6.9 todas as cinco *wavelets* analisadas são não condizentes com a precisão necessária e foram retiradas do algoritmo do localizador de faltas. Nem haveria a necessidade de se analisar o comportamento dessa família sobre os erros médios para faltas trifásicas, entretanto o será feito para mostrar, através da Figura 6.10, que para esse tipo de falta somente a Bior5.5 não seria admitida como *wavelet*-mãe na decomposição dos sinais e síntese dos detalhes *wavelets* no processamento de sinais do localizador. Esse fato expõe a necessidade de a simulação do SEP abranger um universo de defeitos bem consistente para proceder à validação de um algoritmo de localização utilizando sinais oriundos do sistema de potência, caso contrário, aqui seria cometido erro médio máximo de ao menos 64% ou 210 km.

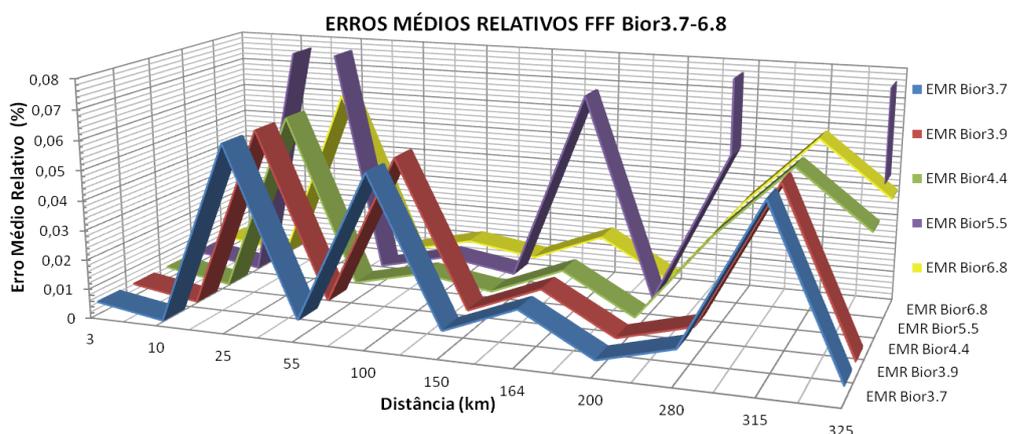


Figura 6.10 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Bior3.7-6.8

Conclui-se, portanto, que nenhuma das *wavelets*-mães da família biortogonal foi adequada à aplicação aqui vislumbrada, podendo-se explicar que o suporte somente biortogonal dessa família confere a incapacidade de localização temporal para as diversas características transitórias sobre as quais o SEP foi imposto. Além disso, um conjunto de filtros é utilizado na decomposição dos sinais e outro conjunto é utilizado na reconstrução, o que também é um fator de influência e pode ter acarretado na má performance dessa família.

6.3.2 Família Coiflets: da ordem 1 a 5

6.3.2.1 Coif1 à Coif5

A família das Coiflets é muito usada na análise *wavelet* de transitórios em SEPs, geralmente retornando bons resultados em estudos de localização de faltas.

Observando-se a Figura 6.11, constata-se que somente a *wavelet* Coif2 não atendeu a precisão procurada para o algoritmo quando de faltas FT, tendo erro máximo de 5500%, equivalendo a mais de 18 mil quilômetros e errando em média 79 km. As demais demonstram, entre elas, performances bem similares, apresentando erros mínimos e máximos de 0,0005 e 0,0616% ou 1,6 e 202,6m, respectivamente, em média 0,0201% ou 66m; excetuando-se a Coif1, que tem os mesmos erros mínimo e máximo, mas tem média maior, 0,0222%. Pode ser notado ainda que o cometimento dos maiores erros ocorre, também para essa família, quando os defeitos estão próximos aos terminais da LT.

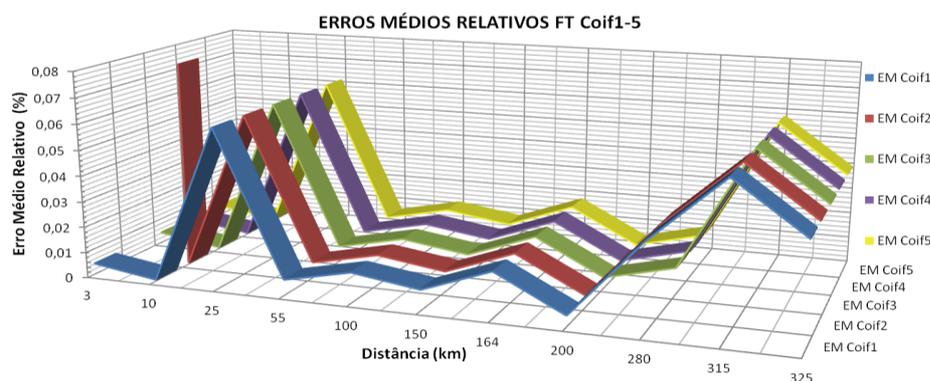


Figura 6.11 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Coif1-5

Para as faltas bifásicas à terra o desempenho de todas as *wavelets* no algoritmo é satisfatório, até mesmo o relativo à ordem que não tinha atendido à precisão requerida para faltas monofásicas, vide Figura 6.12. As considerações sobre as curvas das Coif1, 3, 4 e 5 são idênticas as feitas para as excursões mostradas na figura anterior.

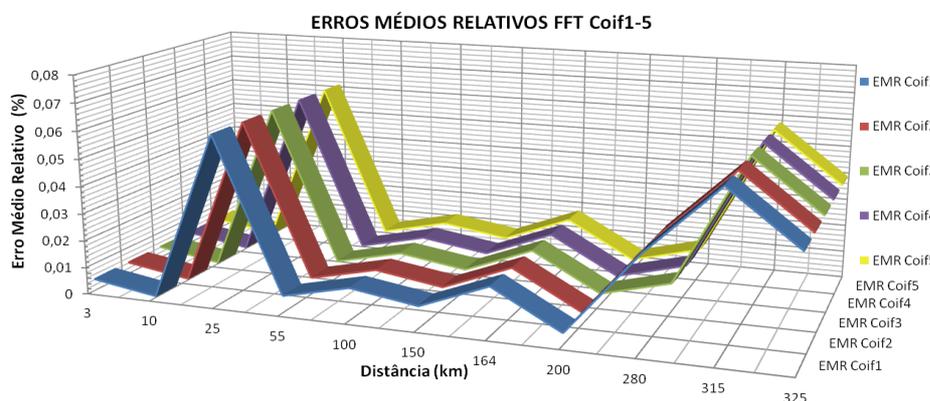


Figura 6.12 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Coif1-5

Atentando-se para os erros médios oriundos de faltas trifásicas, Figura 6.13, verifica-se que, assim como para os dois outros tipos de falta explanados anteriormente, as Coif3, 4 e 5 atendem à precisão tomada para o localizador, tendo novamente os erros supracitados. Portanto, essas são as primeiras *wavelets* passíveis de serem utilizadas no algoritmo proposto, ponderando-se também o fato de que as curvas têm mesmo desempenho para todo o universo de faltas, característica essencial a um localizador de faltas de grande acurácia.

Observar também que a curva da Coif1 a exclui da aplicabilidade, visto que teve erro máximo de mais de 5800% para faltas trifásicas a 3 km do terminal local da LT.

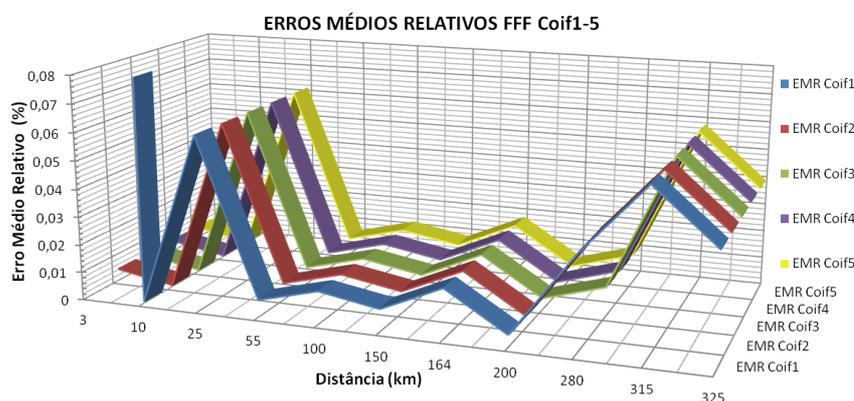


Figura 6.13 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Coif1-5

Portanto algumas das ordens da família Coiflets são adequadas ao algoritmo, mas deve-se levar em consideração também o fator tempo médio de processamento dos sinais quando da utilização dessas ordens, justo que cada uma delas tem uma quantidade de coeficientes de filtros diferentes e conseqüente tempo médio, como será visto no decorrer desse capítulo.

6.3.3 Família Daubechies: da ordem 1 a 20

6.3.3.1 Db1 à Db5

A família das Daubechies é uma das famílias mais, senão a mais, utilizada em análise de transitórios em SEPs empregando a teoria *wavelet* para processamento de sinais. Todavia, analisando-se a Figura 6.14, tocante à variação dos erros médios para faltas FT, constata-se que há erros médios de pelo menos 100% para todas essas Daubechies, excetuando-se a Db4, que aparentemente tem erro médio zero para toda a curva, mas tem performance de erro mínimo de 1,6m e erro máximo de 203,8m (0,0005 e 0,062%), em média 83,2m e desvio padrão 84m, vide o *zoom* mostrado na Figura 6.15. Dadas essas considerações, somente esta última Daubechies não está excluída do algoritmo, uma vez que não excedeu o limite de

precisão. A possibilidade de inclusão ou não dela no localizador será determinada pelos gráficos dos outros tipos de falta mostrados a seguir.

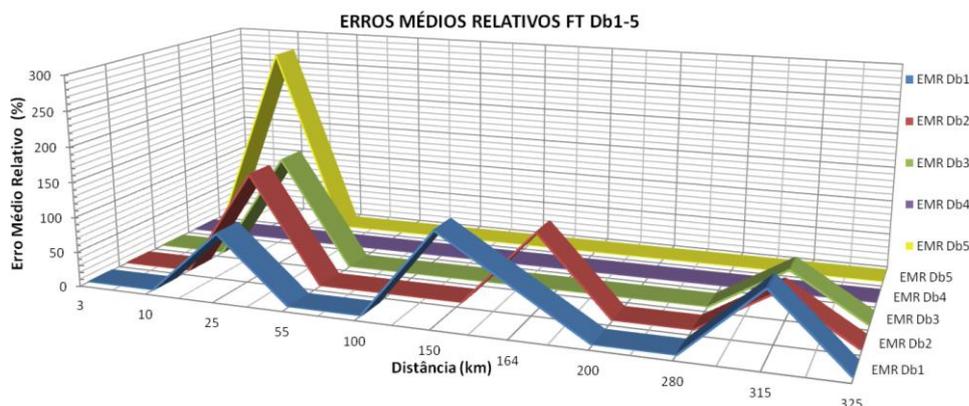


Figura 6.14 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db1-5

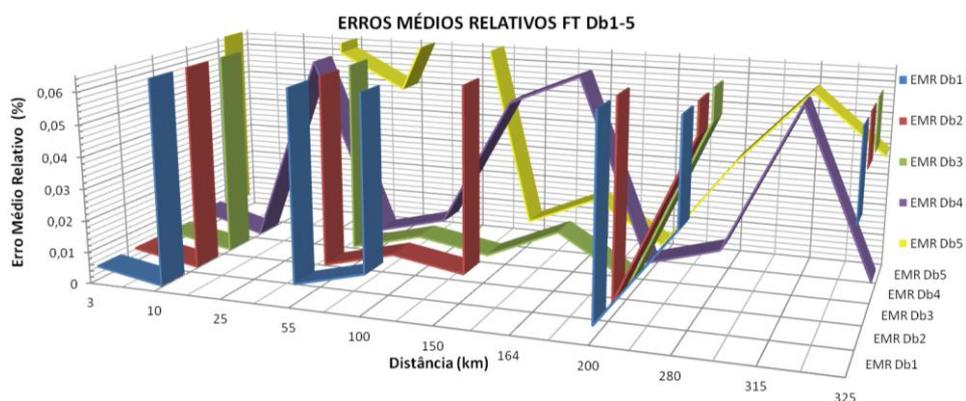


Figura 6.15 – Zoom dos Erros médios relativo para faltas FT ao se usar a Db4

Visualizando-se a Figura 6.16, curvas das Db1-5 para faltas FFT, nota-se na distância 315 km um erro médio de quase 100%, mais exatamente 96,36%, no desempenho da Db4, retirando também essa *wavelet* do escopo para uso na ferramenta de processamento do localizador de defeitos. Percebe-se também que a DB5, para esse tipo de falta, torna-se aparentemente adequada, mas excede a acurácia (erro máximo de 0,1% ou 330 metros).

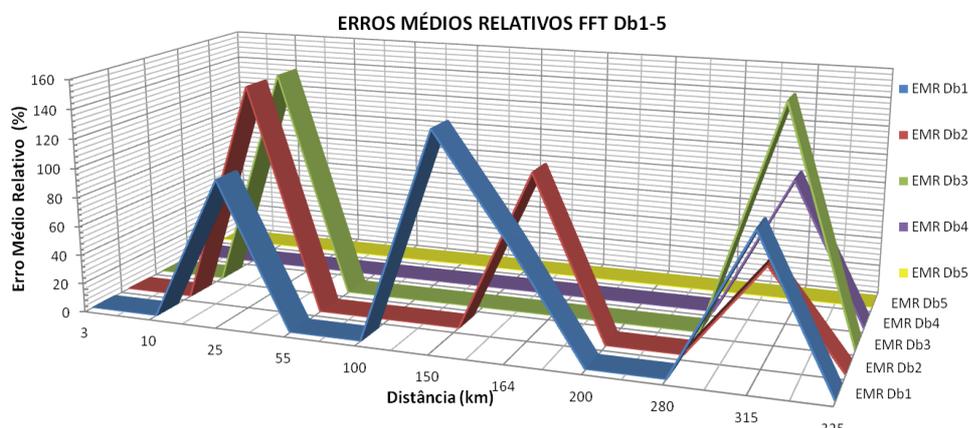


Figura 6.16 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db1-5

A Figura 6.17 mostra a adequação da Db4 também para faltas trifásicas, apresentando aqui as mesmas características de erros citadas para as faltas monofásicas. O erro excludente dessa *wavelet* ocorreu para apenas uma situação de falta – FFT a 315 km, com resistência 30 Ohm e ângulo de incidência 90° –, mostrando desempenho aceitável da mesma e justificando o uso dessa *wavelet* em muitas pesquisas sobre transitórios. Entretanto, para o objetivado nesse trabalho, ela não foi favorável.

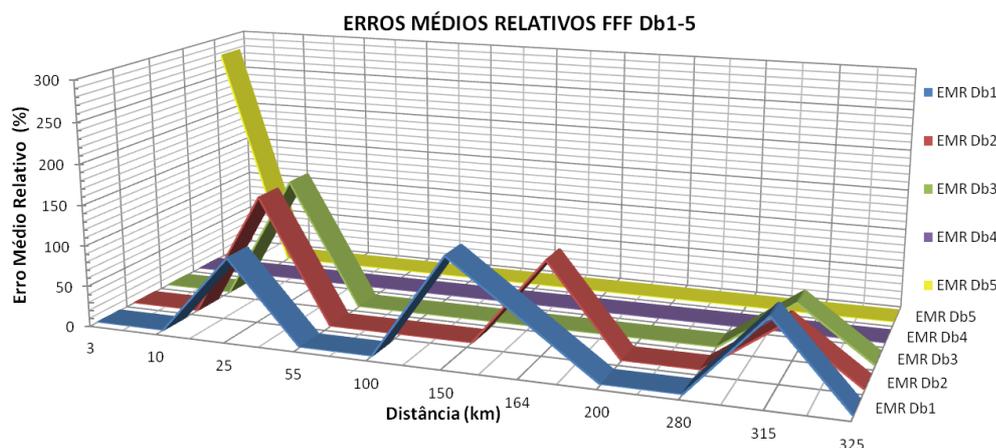


Figura 6.17 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db1-5

6.3.3.2 Db6 à Db10

Através da inspeção da Figura 6.18, erros para faltas FT das Db6-10, verificam-se as ordens 6 e 7 atendendo ao limite de precisão imposto, e as demais extrapolando tal limite (0,11, 0,11 e 64%) e excluindo-as da aplicabilidade aqui proposta. Notam-se as Db6 e 7 com curvas similares, a não ser em dois pontos, nos quais a primeira foi superior, e por isso, tem média e desvio padrão menores, 0,02016 e 0,02122%, mas com erros mínimos e máximos idênticos aos da segunda, 0,0005 e 0,0616%, equivalendo a 1,6 e 202,6 metros. As demais tiveram erros máximos de até 64% ou 210 quilômetros.

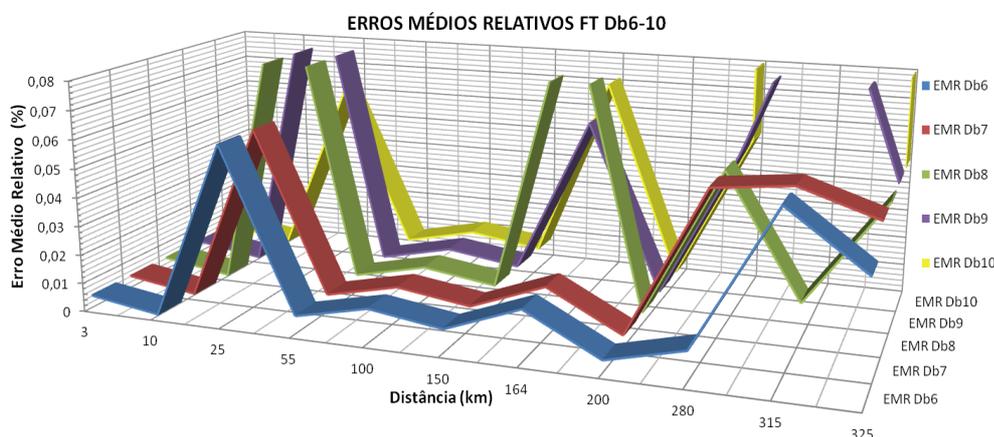


Figura 6.18 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db6-10

O gráfico da Figura 6.19, performances dessas *wavelets* para faltas FFT, só não são completamente descritas pelas curvas da figura anterior devido à distinção no desempenho da Db9, mas esse fato não interfere no comentado para a Figura 6.18, à exceção dos erros máximos para as Db9-10 terem atingido mais de 2000% ou 6600 km.

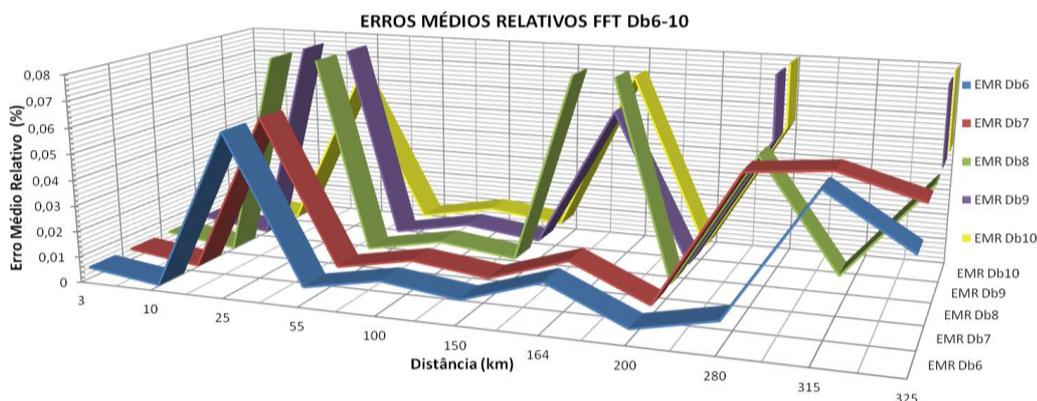


Figura 6.19 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db6-10

Ao serem averiguadas as curvas de desempenho para faltas trifásicas, Figura 6.20, constata-se que duas *wavelets*, as Db6 e 7, mantiveram-se mais uma vez dentro da precisão requerida para o localizador e são outras duas aptas a serem utilizadas dentro do algoritmo. Contudo, a Db6 confere maior exatidão ao mesmo, em razão de apresentar média e desvio padrão menores para os três tipos de falta, apurando-se isso ao serem observados os erros médios para defeitos a 280 e 325 quilômetros do terminal de Tucuruí.

Salienta-se que a 8ª ordem das Daubechies não atendeu à exatidão buscada, mas teve erro máximo somente 1,88 maior que os das ordens 6 e 7, errando no máximo 382 metros.

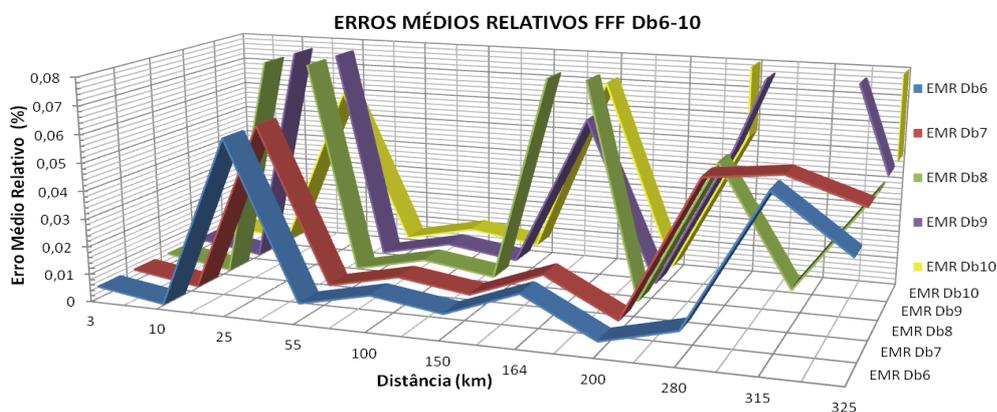


Figura 6.20 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db6-10

6.3.3.3 Db11 à Db15

Do desempenho das Db11-15 para faltas FT, Figura 6.21, nota-se quatro delas dentro do intervalo de exatidão estipulado, e a Db13 já sendo excluída da análise, com erros médio e

máximo de 48,79 e 5673%, respectivamente. Para as demais, a Db12 apresenta a maior média 0,026%, seguida da Db11 e Db14 e Db15 com médias, 0,025, 0,021 e 0,008%. Dessas, visualiza-se a grande superioridade da Db15, apresentando erros máximos 3,53 vezes menor que as demais e, em média, 2,9 vezes menor. Para todo o universo de faltas o erro médio cometido foi sempre menor ou igual ao praticado pelas demais *wavelets*, tendo erro absoluto máximo igual a 57,6 metros.

As análises das Figuras 6.22 e 6.23 evidenciarão que essa boa performance também se mantém para os demais tipos de falta.

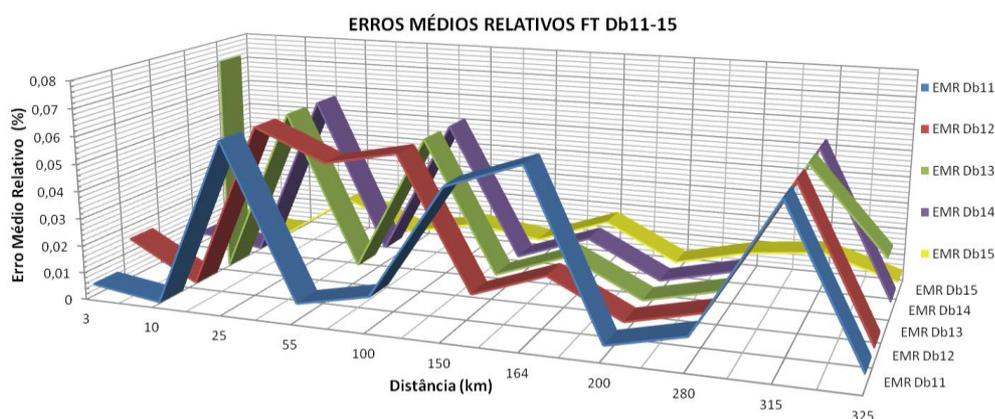


Figura 6.21 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db11-15

Apurando-se os erros cometidos por essas cinco *wavelets* quando de faltas bifásicas, Figura 6.22, pode-se perceber uma grande similaridade ao que se teve para os defeitos monofásicos, a não ser de, para as primeiras, também a Db13 passa a obedecer à precisão estabelecida ao algoritmo. No mais, o comportamento geral das curvas de erro médio é idêntico ao já explicitado para as curvas da Figura 6.21. Dessa forma, quatro das *wavelets*-mães são condizentes com a exatidão requerida e são ratificadas para uso no localizador pela análise da Figura 6.23.

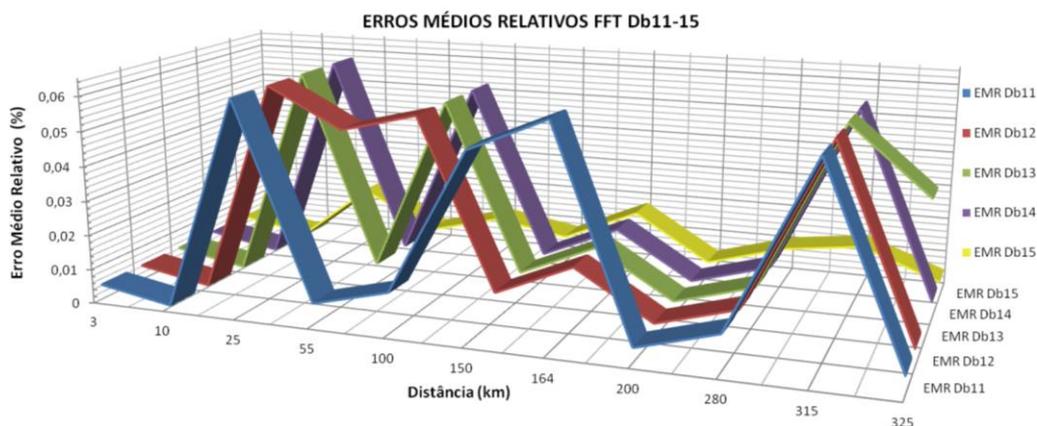


Figura 6.22 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db11-15

O desempenho das DB11, 12, 14 e 15 é confirmado como obediente ao intervalo de 0 a 0,08% de erro médio, vide Figura 6.23. Mas desse conjunto, a Db15 é confirmada como muito superior: enquanto as outras três cometem pelo menos 0,0616% de erro máximo, a ordem 15 tem apenas 0,017%, isto é, parte-se de erros de 202,6m para 57,6m, uma redução de aproximadamente 3,5 vezes. Quanto ao valor médio, tem-se ao menos 0,021% para as demais e 0,0089% para a Db15, uma superioridade muito grande, 2,36 vezes menor. Para melhor visualização dessas características, a Figura 6.24 faz um detalhamento do gráfico da Figura 6.23.

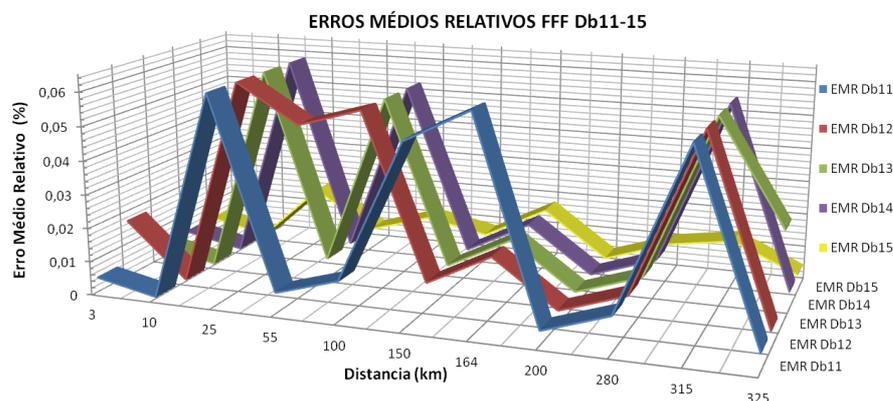


Figura 6.23 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db11-15

Levando-se em consideração também os desvios padrões totais de cada *wavelet*, a sequência das de melhor desempenho é Db15, 14, 11 e 12, enquanto a Db13 é eliminada.

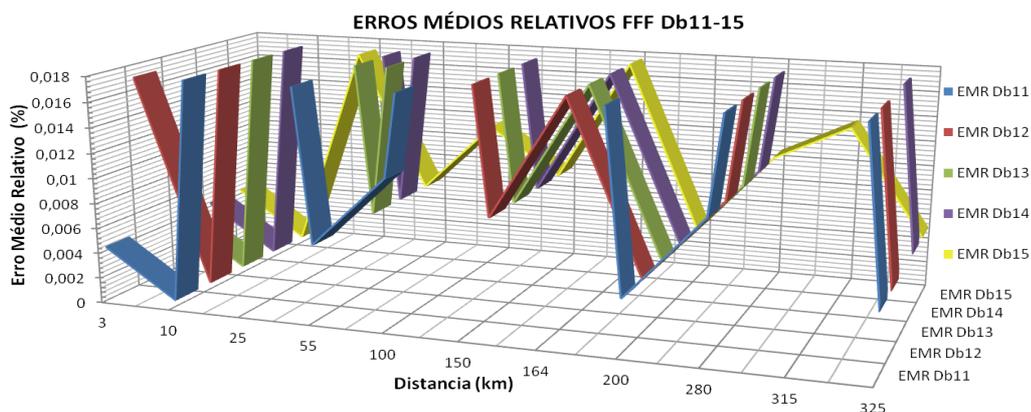


Figura 6.24 – Detalhes dos erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db15

O desvio padrão médio usando a Db15 para os três tipos de faltas, mostrado na Figura 6.25, evidencia valor zero para essa grandeza e comportamento idêntico para qualquer dos tipos de falta. Conclui-se, portanto, que a variação da resistência, do ângulo de incidência e do tipo de falta não influenciaram nos erros de localização do algoritmo quando da utilização dessa *wavelet*-mãe. Uma subseção explanará mais detalhadamente essas influências, oportunamente.

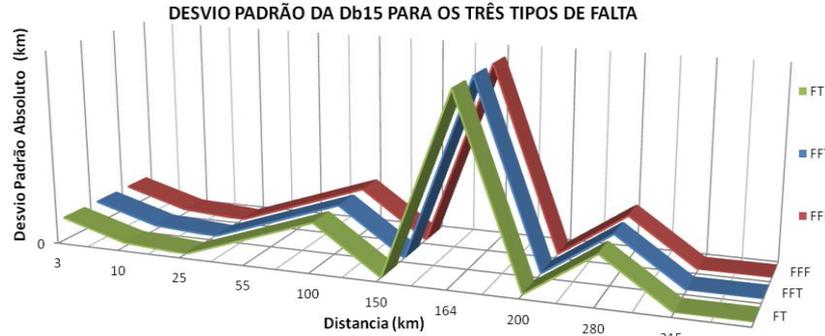


Figura 6.25 – Desvio padrão médios absolutos para faltas FT, FFT e FFF ao se usar a Db15

6.3.3.4 Db16 à Db20

As três figuras a seguir têm as curvas de erro das cinco últimas Daubechies analisadas.

Da avaliação da Figura 6.26 observa-se que, para faltas monofásicas à terra, somente a Db19 atende ao limite imposto ao algoritmo, enquanto as demais já são rejeitadas para uso no mesmo.

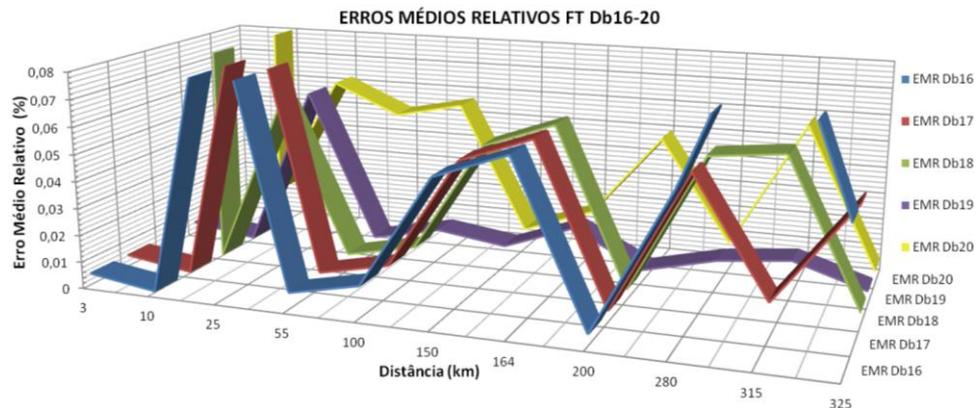


Figura 6.26 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Db16-20

A não ser pela adesão da Db20 à exatidão necessária, juntado-se a Db19 que se adequou às faltas FFT também, as performances das demais continuam não condizentes com o requerido. Isso é retratado na Figura 6.27.

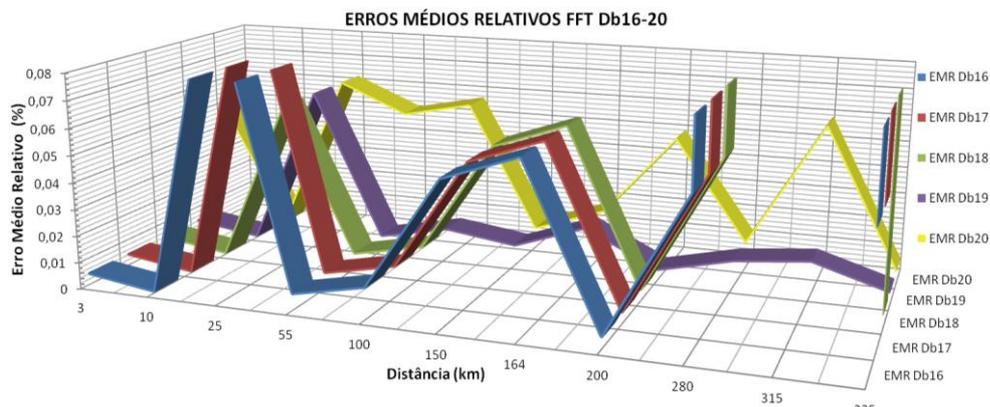


Figura 6.27 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Db16-20

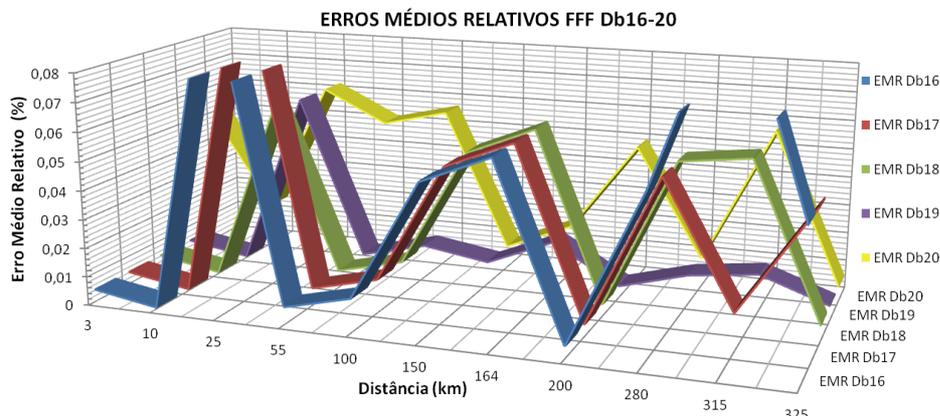


Figura 6.28 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Db16-20

O comportamento dos erros para faltas trifásicas, Figura 6.28, finalmente coloca também a Db19 como pertencente ao conjunto concernente à exatidão do localizador, por mais uma vez atender a este limite. Tal *wavelet* tem curva de erros médios idêntica para todos os tipos de faltas, apresentando erro máximo de 0,061% ou 202,6m e média total de 0,013% ou 42,7 m, com desvio padrão de 0,0161% ou 52,9m.

6.3.4 Família Dmey

A “família” Dmey conta com apenas uma ordem, e por isso as curvas para os três tipos de falta foram sintetizadas em um só gráfico, Figura 6.29. Observa-se que para todas as faltas os erros médios obtidos pelo uso dessa *wavelet*-mãe estão abaixo de 0,07% e, portanto, qualificam-na para utilização no localizador. O erro máximo relativo para todas as contingências foi 0,0616% ou 202,6m, tendo média e desvio padrão totais igual a 0,0332 e 0,0233% para as faltas bifásicas e trifásicas, e 0,0328 e 0,0234% para as monofásicas. Essa diferença na média total é justificada por um EMR menor na distância de falta 3 km, constatado na já referida figura.

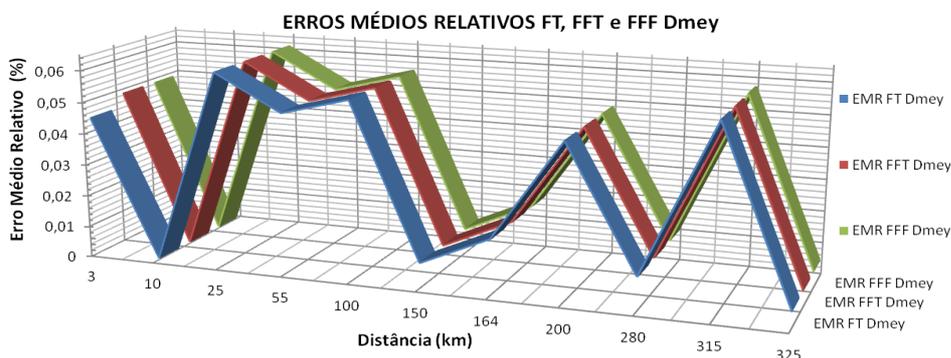


Figura 6.29 – Erros médios relativos para faltas FT, FFT e FFF ao se usar a Dmey

Portanto, tem-se mais uma *wavelet* pertencente ao conjunto das *wavelets*-mães que conferem a exatidão buscada para o algoritmo do localizador de faltas.

6.3.5 Família Reversa biortogonal: da ordem 1.1 a 6.8

Dado o desempenho da família Biortogonal perante o algoritmo, o resultado esperado para a performance da família Reversa Biortogonal é que nenhuma dessas *wavelets* atendam a especificação de performance delineada para o localizador. Isso pelo fato de as características principais dessas duas famílias serem iguais, de acordo com o que foi mostrado no capítulo III. Mesmo com essa ótica pessimista, as subseções a seguir apuram a variação dos erros cometidos por cada uma dessa *wavelets*.

6.3.5.1 Rbio1.1 à Rbio2.4

Apurando-se os erros para faltas fase-terra, somente a Rbio2.2 não extrapola o limite de exatidão permitido ao localizador, como se observa na Figura 6.30. Ela perfaz erro máximo de 0,0616% ou 202,6m e apresenta erro médio total de 0,0242%. Notam-se também erros muito elevados para a Rbio1.1 em quatro das onze distâncias de falta, enquanto as outras três Biortogonais Reversas só não conseguiram estimar com precisão defeitos a 3km de Tucuruí.

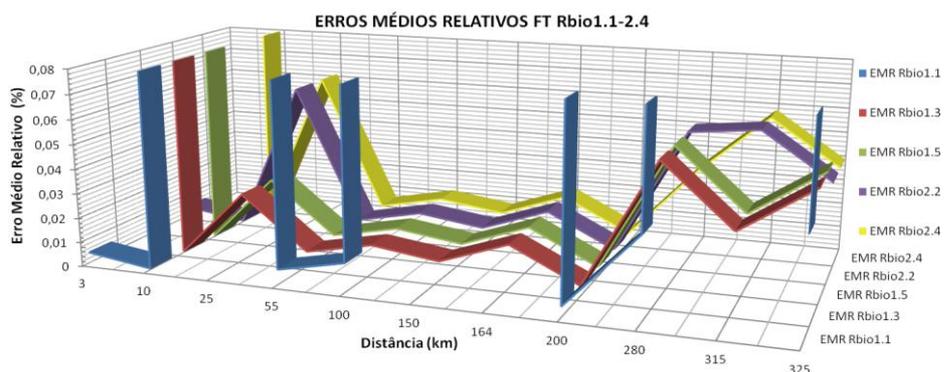


Figura 6.30 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio1.1-2.4

Já os erros para faltas bifásicas mostram, na Figura 6.31, as Rbio2.2 e 1.1 apresentando o mesmo comportamento averiguado para as faltas monofásicas, enquanto as demais Rbio passam a ter precisão adequada, mas são eliminadas pelos erros nos defeitos FT.

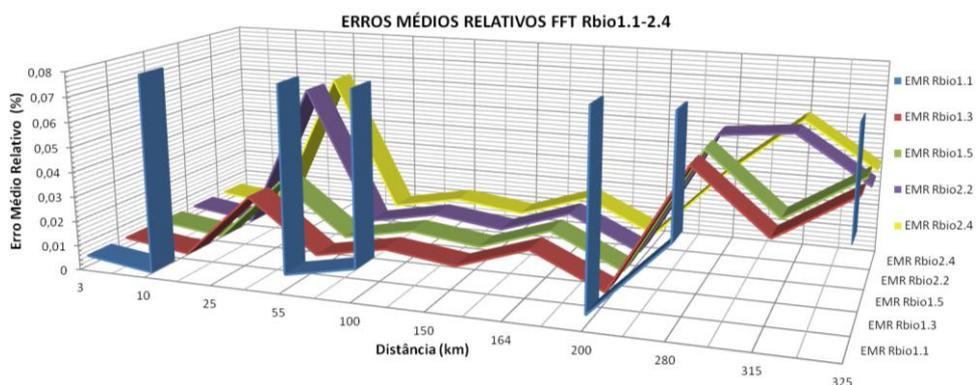


Figura 6.31 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio1.1-2.4

As faltas FFF definem o abandono dessas cinco *wavelets*-mães para utilização nas funções ARM *wavelets* de decomposição e reconstrução dos sinais de falta para determinação precisa dos locais de falta. Para algum dos três tipos de defeito elas acarretam erros máximos de pelo menos 127% ou 420 km e, em média, ao menos 24,22% ou 79 km, segundo denota a Figura 6.32.

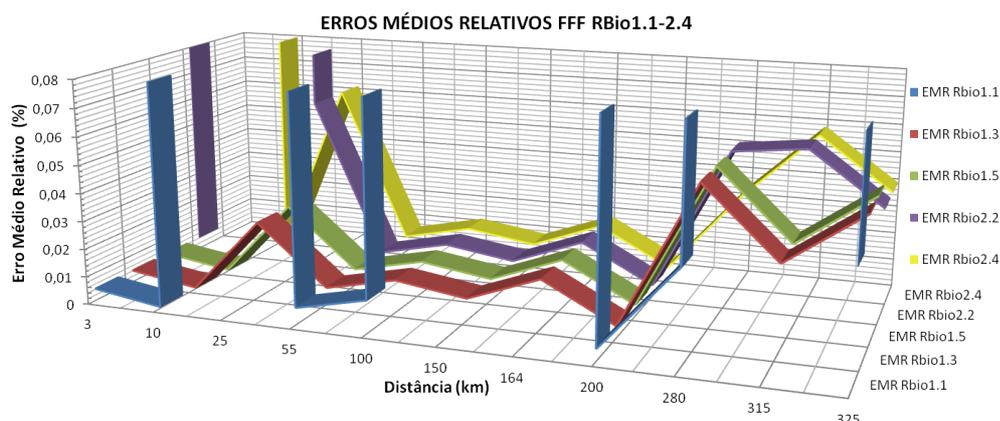


Figura 6.32 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Rbio1.1-2.4

6.3.5.2 Rbio2.6 à Rbio3.5

Os erros praticados quando de faltas fase-terra pela inserção dessas cinco *wavelets* Reversas Biortogonais dentro do algoritmo são ilustrados na Figura 6.33.

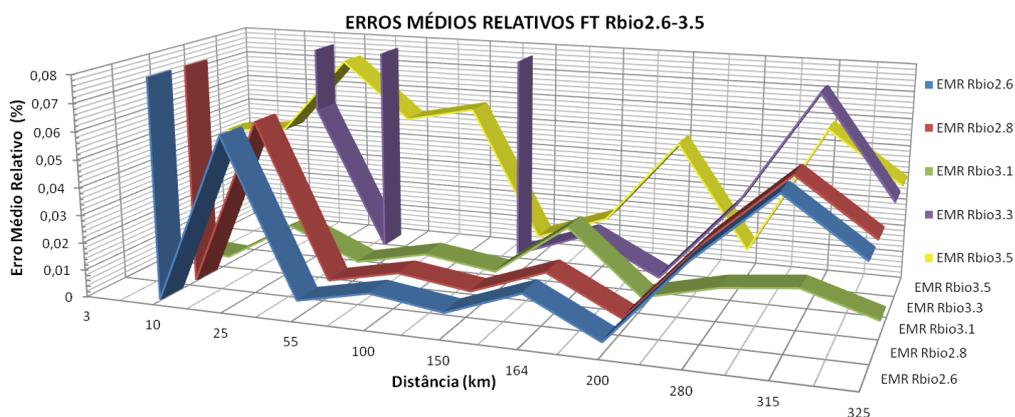


Figura 6.33 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio2.6-3.5

Constatam-se somente duas *wavelets* candidatas a uso no localizador, por satisfazerem o limite estipulado, as Rbio3.1 e 3.5, tendo a primeira desempenho muito superior à segunda, sendo isso verificado pelos valor de uma média menor para a Rbio3.1, 0,01%, contra 0,04% para a Rbio3.5, e desvios padrões de 0,0074 e 0,02%, respectivamente.

A averiguação da Figura 6.34, referente a faltas bifásicas à terra, mostra a inadequação da Rbio3.5 para defeitos a 315 quilômetros, removendo também essa *wavelet* do conjunto

obediente à exatidão do algoritmo. Quanto a Rbio3.1, nota-se uma curva com excursão idêntica à analisada para as faltas monofásicas, tendo portanto as peculiares dispostas no parágrafo anterior.

Atentar também que para as faltas bifásicas as Rbio2.6 e 2.8 conferem ao algoritmo uma precisão pertencente ao intervalo arbitrado, perfazendo erros de no máximo 0,061% ou 202,6 metros, muito além dos 0,026% ou 88,4 metros cometido pela Rbio3.1.

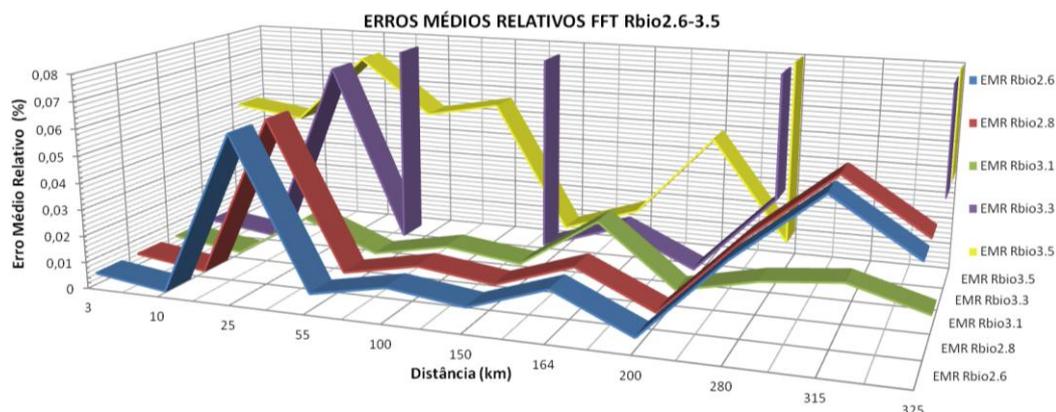


Figura 6.34 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio2.6-3.5

A apuração dos erros médios da Figura 6.35, faltas trifásicas, indica que a Rbio3.1 tornou o algoritmo incapaz de estimar, dentro da exatidão necessária, os locais de defeito para as distâncias 3 e 10 km, extinguido tal *wavelet* dessa aplicabilidade. Repara-se que as ordens 2.6 e 2.8 conferem exatidão ao localizador também para esse tipo de falta e, em contrapartida, a ordem 3.3 inadequou-se novamente, sendo, portanto, incompatível com o algoritmo para todos os três tipos de falta.

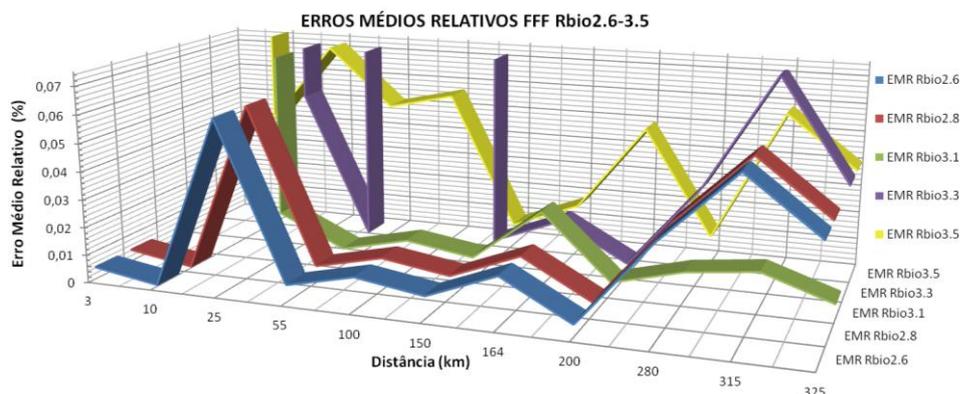


Figura 6.35 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Rbio2.6-3.5

6.3.5.3 Rbio3.7 à Rbio6.8

Da análise das últimas cinco *wavelets* dessa família sobre o comportamento dos erros médios do localizador, a Figura 6.36 ilustra os mesmos para as faltas monofásicas.

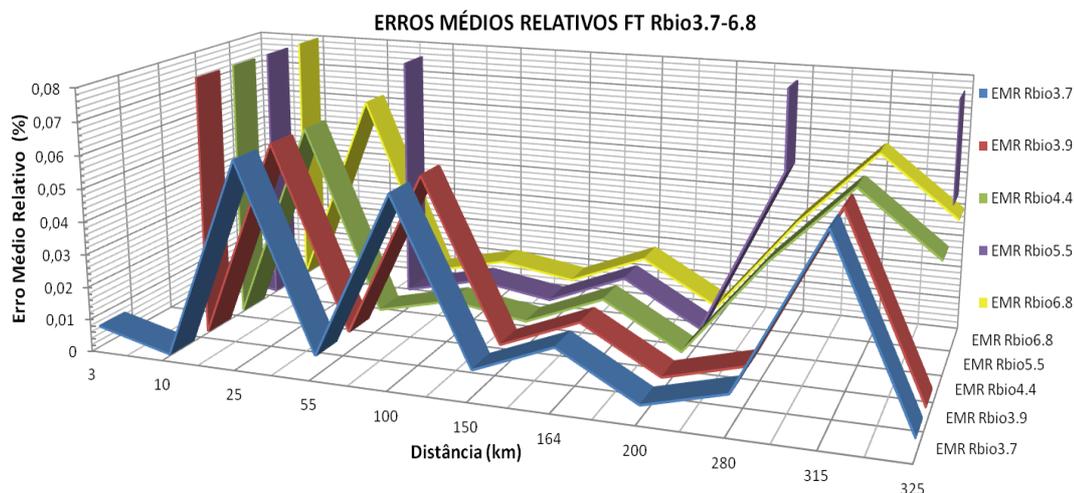


Figura 6.36 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Rbio3.7-6.8

Atesta-se que das cinco *wavelets*, quatro são reprovadas já para esse tipo de contingência, por atribuírem ao localizador erros fora do limite de até 0,08%, vide Figura 6.36. As Rbio3.9, 4.4 e 6.8 atingem ao menos 266% para faltas a 3 km do terminal local e a Rbio5.5 pelo menos 0,11%. Conseqüentemente, somente a Rbio3.7 conseguiu estimar os pontos de defeito dentro da precisão necessária quando de faltas monofásicas à terra.

As curvas da Figura 6.37 mostram os erros cometidos por essas Rbio quando da ocorrência de faltas bifásicas.

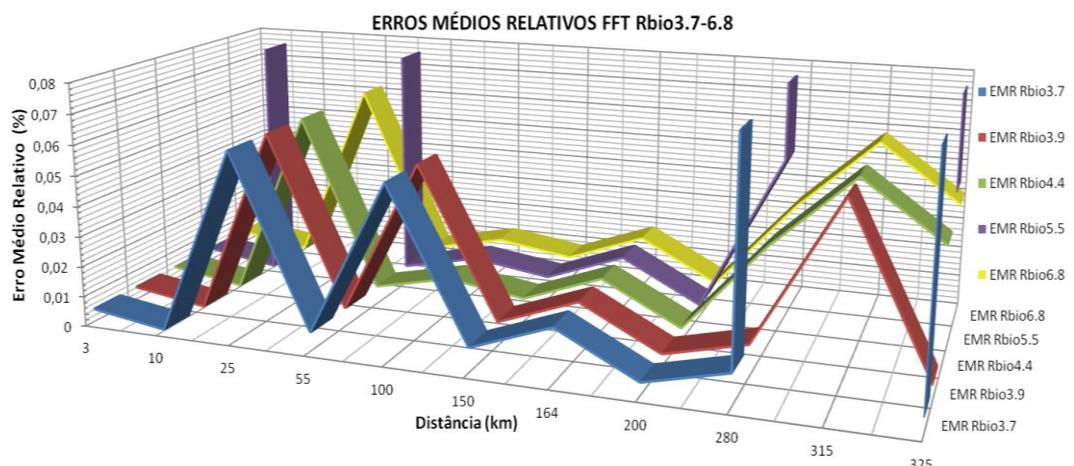


Figura 6.37 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Rbio3.7-6.8

Inferese do gráfico da figura acima que a Rbio5.5 é novamente inadequada à aplicação, assim como a Rbio3.7 passa a sê-la. Logo, nem há a necessidade de analisar as curvas de erro das faltas trifásicas para garantir que nenhuma das cinco *wavelets* examinadas nessa subseção retorna parâmetros temporais para uma localização adequada à exatidão aqui estipulada.

6.3.6 Família Symlets: da ordem 1 a 20

A Symlets, assim como as Daubechies, também são exaustivamente citadas como *wavelets*-mães na AMR para processamento transitórios objetivando localizações precisas de defeitos em LTs de alta e extra-alta tensões. As figuras que seguem retratarão o desempenho do localizador proposto perante as vinte ordens usadas da família Symlets.

6.3.6.1 Sym1 à Sym5

Na Figura 6.38 pode-se verificar que para as faltas FT a Sym4 está de acordo com os erros médios buscados para o algoritmo e a Sym5 excursiona fora do limite estabelecido, porém sem extrapolá-lo tanto. Enquanto a ordem 4 erra em média 0,061%, a 5ª ordem erra 0,11%, assim perfazendo erros máximos de 202,6 e 382 metros, respectivamente. As outras três *wavelets* não conseguem impor uma localização adequada, sendo abolidas da aplicação já para esse tipo de falta.

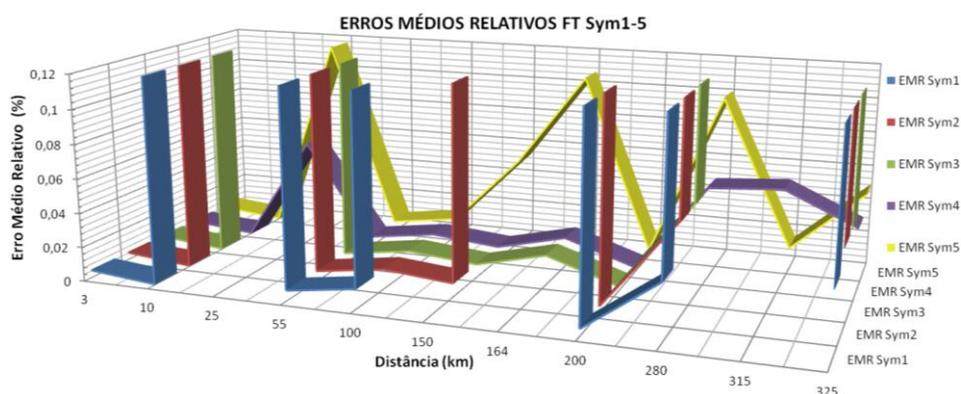


Figura 6.38 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym1-5

Apurando-se as curvas de performance dessas *wavelets* sobre os erros médios para as faltas bifásicas à terra, Figura 6.39, nota-se que o comportamento foi idêntico ao observado para faltas FT, valendo-se então as considerações feitas no parágrafo anterior.

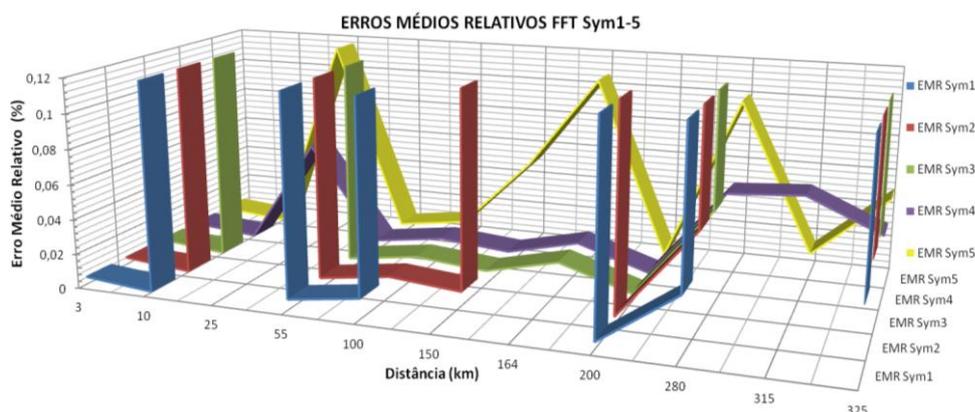


Figura 6.39 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym1-5

É evidente pela análise do gráfico da Figura 6.40 que mais uma vez as curvas dos erros são idênticas, mostrando a invariância dos mesmos para com os tipos de falta. Do exposto, somente a Sym4 é classificada como *wavelet*-mãe a ser aplicada no algoritmo do localizador, concedendo-lhe a importante peculiaridade de retornar erros independentes de tipos, resistências e ângulos de incidência das faltas. É conveniente ressaltar que essa *wavelet* é muito aplicada em estudos de transitórios em sistemas de potência, e o presente estudo também a coloca com precisão condizente com os aspectos desses tipos de sinais.

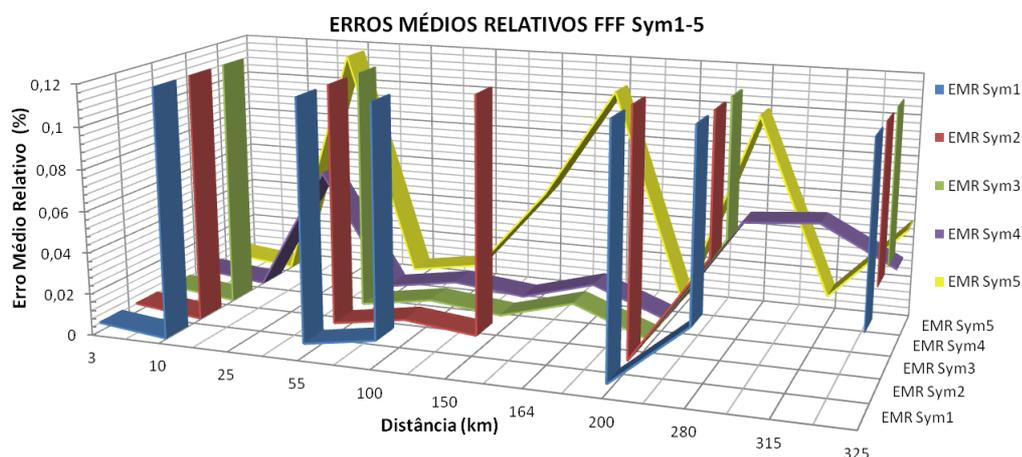


Figura 6.40 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym1-5

6.3.6.2 Sym6 à Sym10

A Figura 6.41 traz os erros perpetrados pelo algoritmo ao se utilizar das Symlets de ordens 6 a 10 para localizar defeitos do tipo fase-terra.

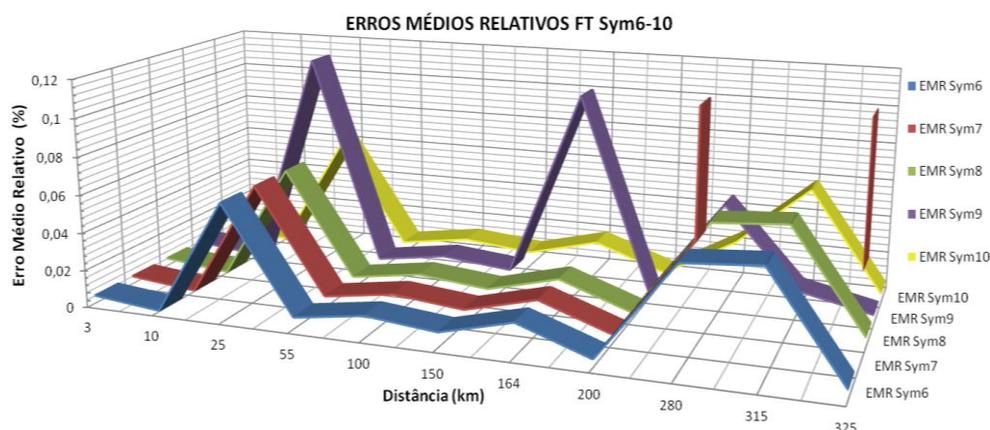


Figura 6.41 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym6-10

Pode-se notar a 7ª ordem já sendo descartada da aplicação, com erros ultrapassando 0,08% e alcançando até 64%, em média 5%. Já a Sym9 extrapola o limite pré-estabelecido, porém não demasiadamente, chegando ao patamar máximo de 0,11% ou 382 metros e, em

média, 99,8 metros. As outras ordens apresentam curvas com excursão bem análogas, no entanto a Sym10 tem média e desvio padrão menores, 0,018 e 0,021%, respectivamente, dada sua melhor localização em para defeitos a 280 km do terminal local, enquanto as outras duas ordens apresentam 0,021 e 0,023% para, respectivamente, a média e o desvio padrão.

Os erros para faltas bifásicas ao se usar essas cinco *wavelets* estão discriminados no gráfico da Figura 6.42.

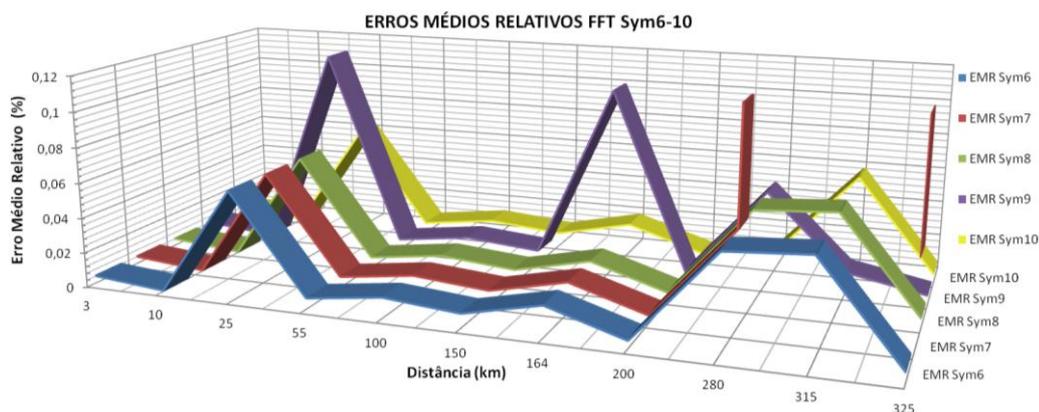


Figura 6.42 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym6-10

Deste gráfico observa-se que também para faltas bifásicas a 7ª ordem das Symlets retorna erros excursionando fora do limite estipulado, aliás, o comportamento retornado por todas as ordens é idêntico ao obtido para as faltas monofásicas. Desse modo as Sym6, 8 e 10 estão em conformidade com o erro máximo objetivado, alcançando até 202,6 metros.

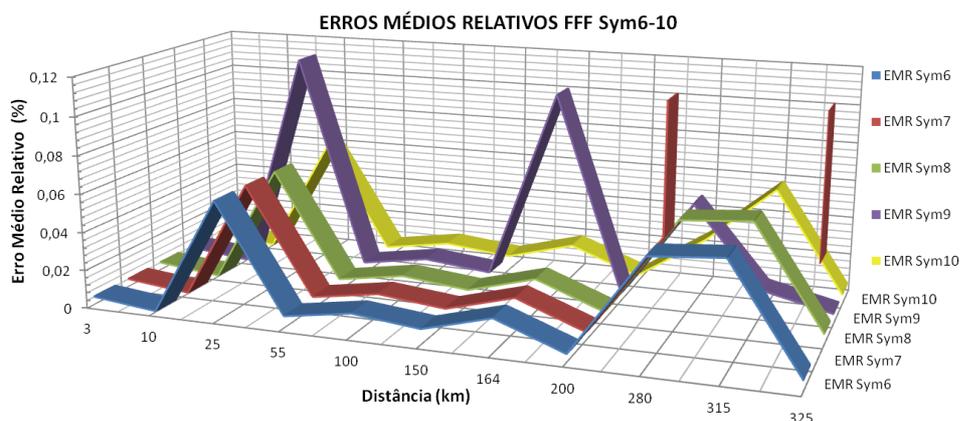


Figura 6.43 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym6-10

As contingências trifásicas, cujos erros estão presentes na Figura 6.43, finalmente condicionam mais três *wavelets*, as Symlets de ordens 6, 8 e 10, como condizentes com a performance do localizador de faltas, atentando-se para o fato de que a Sym10 é superior às duas outras, consoante justificado anteriormente. Ademais, pela análise dos três tipos de falta, essas três ordens produzem o mesmo desempenho para quaisquer dos tipos de defeitos.

6.3.6.3 Sym11 à Sym15

O gráfico da Figura 6.44 proporciona o exame das curvas de desempenho oriundas das Symlets de 11ª a 15ª ordens, ao lidarem com faltas FT.

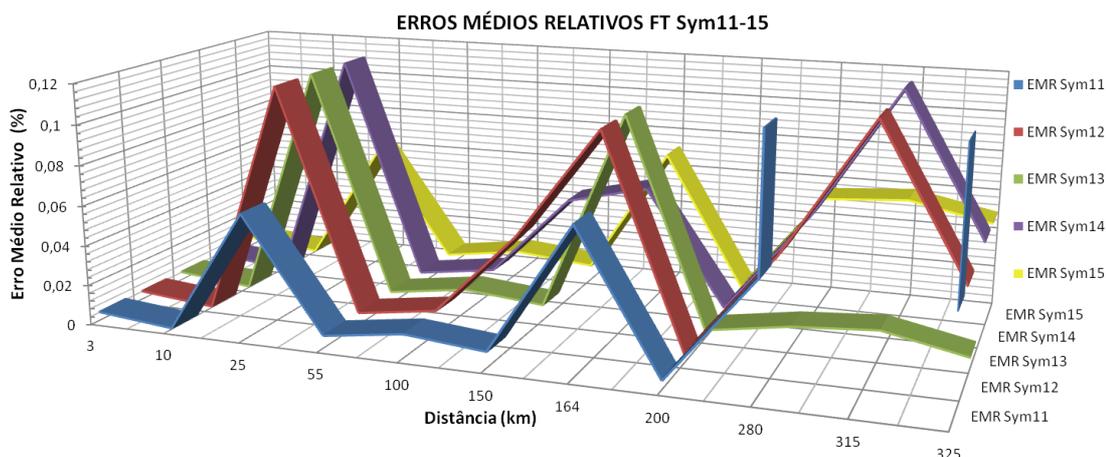


Figura 6.44 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym11-15

Esse exame mostra de imediato que a 11ª ordem não está em consonância com a precisão requerida, por não conseguir localizar contingências a 315 km. Além dela, outras três ultrapassam o limite de exatidão exigido, não em demasia, tendo as ordens 12 e 14 atingido no máximo 394,2 m, e a Sym13 no máximo 382 m, ou em percentuais, 0,12 e 0,11, respectivamente. Ou seja, a Sym15 é a única obediente ao desempenho requerido, ao resultar erros de no máximo 0,071% ou 234,6m, com média 0,03% e desvio padrão 0,027%.

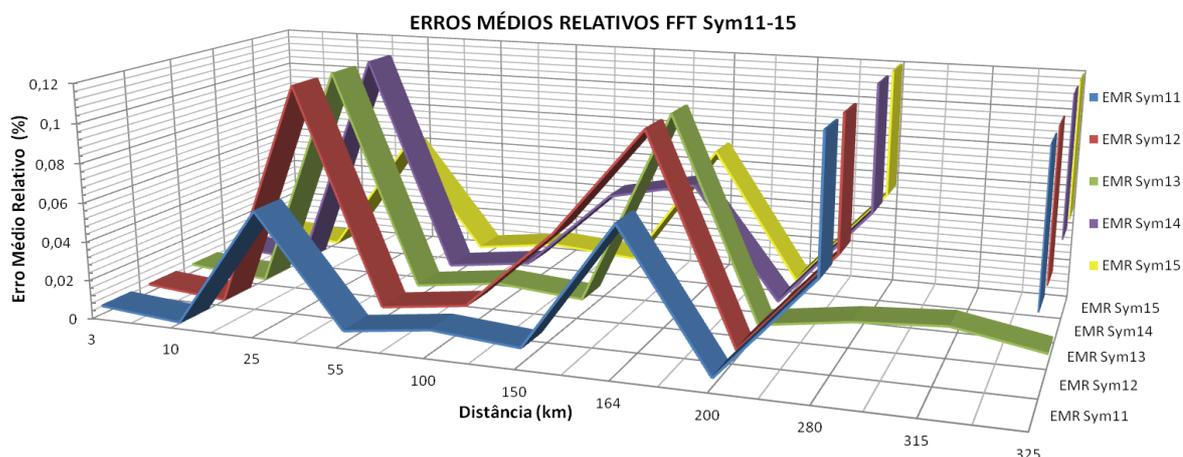


Figura 6.45 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym11-15

As curvas de erros retornadas pelo uso dessas Symlets para defeitos bifásicos ilustram a Figura 6.45. Observa-se que todas as *wavelets* condicionam as curvas de erro a excursionarem foram do intervalo de 0 a 0,08%, explicando o abandono dessas cinco Symlets

para uso dentro do algoritmo de processamento do localizador. Portanto, as curvas para faltas trifásicas, Figura 6.46, são somente de caráter ilustrativo, tanto para mostrar a inadequação da Sym11 a todos os tipos de faltas quanto para enfatizar que, dependendo de a exatidão estipulada ser menor, unicamente a Sym13 conseguiria atendê-la.

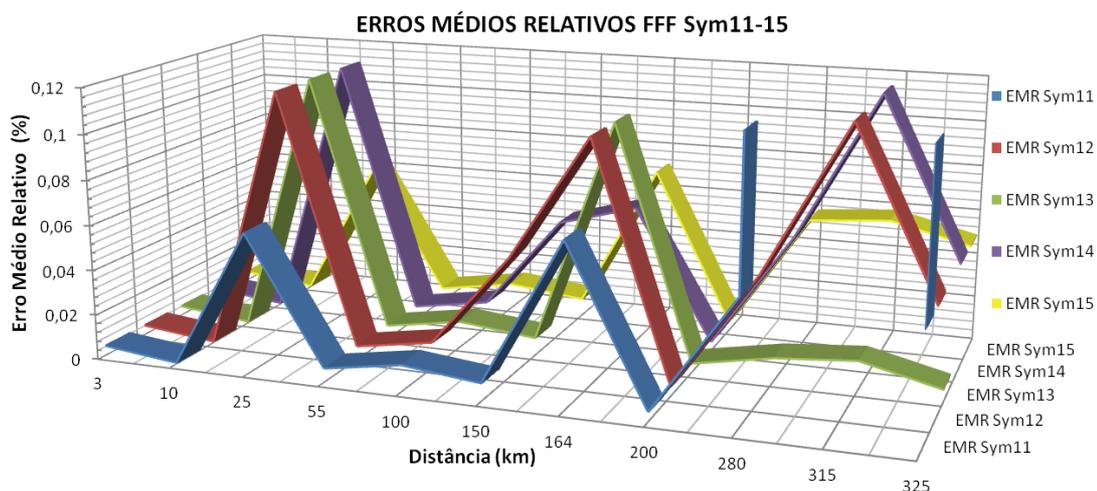


Figura 6.46 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym11-15

6.3.6.4 Sym16 à Sym20

As cinco últimas ordens das Symlets são analisadas para contingências monofásicas através das curvas pertencentes à Figura 6.47.

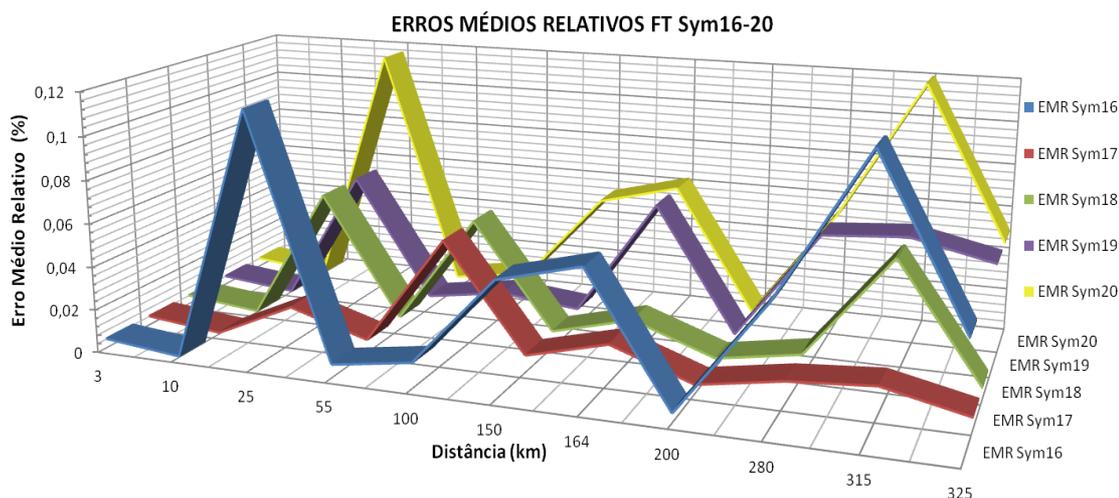


Figura 6.47 – Erros médios relativos para faltas FT ao se usar as Sym16-20

Dessas cinco, a 16ª e a 20ª ordens sobrepujam a limitação imposta aos erros médios, mesmo que não desmedidamente, com ambas tendo curvas idênticas, atingindo patamares máximos de até 0,12% ou 394,2 metros para defeitos a 25 e 315 quilômetros, os quais corroboram a inconformidade delas para com o algoritmo. E as Sym17, 18 e 19 demonstram

levar o localizador a erros em conformidade com as delimitações impostas, não obstante cada *wavelet* origina variações diferentes: a Sym17 é a melhor dentre elas, errando no máximo 184,3 metros ou 0,056%, em média 0,013%, tendo desvio padrão de 0,0146%; após vem a Sym18, com patamar máximo de 202,6m ou 0,0616%, em média 0,021% e desvio padrão 0,0234%; e finalmente a 19ª ordem, alcançando no máximo 203,8 metros, com média e desvio, respectivamente, 0,029 e 0,026%.

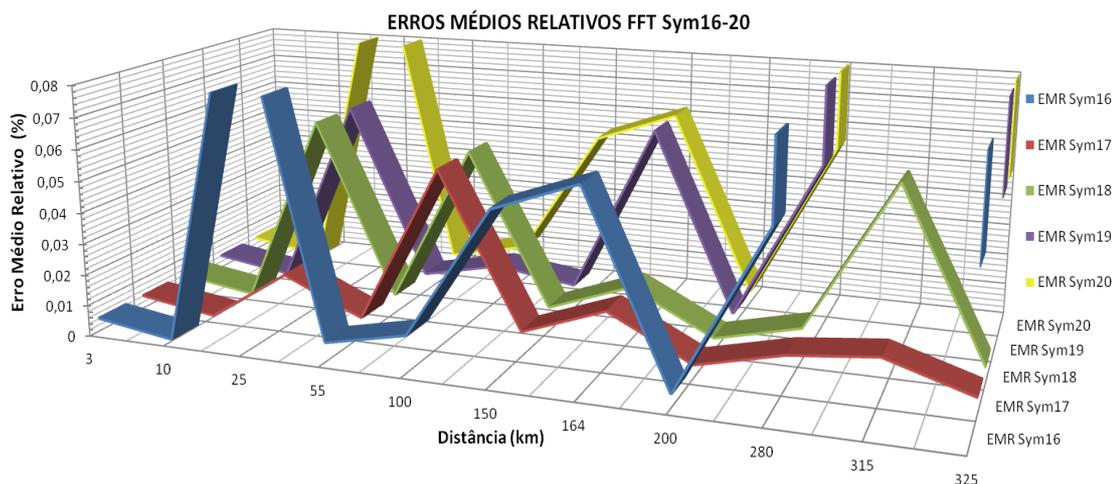


Figura 6.48 – Erros médios relativos para faltas FFT ao se usar as Sym16-20

Os erros para faltas FFT, Figura 6.48, eliminam mais uma *wavelet*-mãe da aplicação, a Sym19, cujo erro máximo atinge até 2022% para faltas a 315 km. Além disso, o erro máximo cometido pelas Sym16 e 20 sai de 0,12%, nas faltas monofásicas, para a magnitude alcançada pela Sym19 nas bifásicas, de modo que somente as ordens 17 e 18 continuam como *wavelets*-mães passíveis de serem usadas no localizador de faltas, mas ainda precisando obedecer ao limite de exatidão para o caso de defeitos trifásicos.

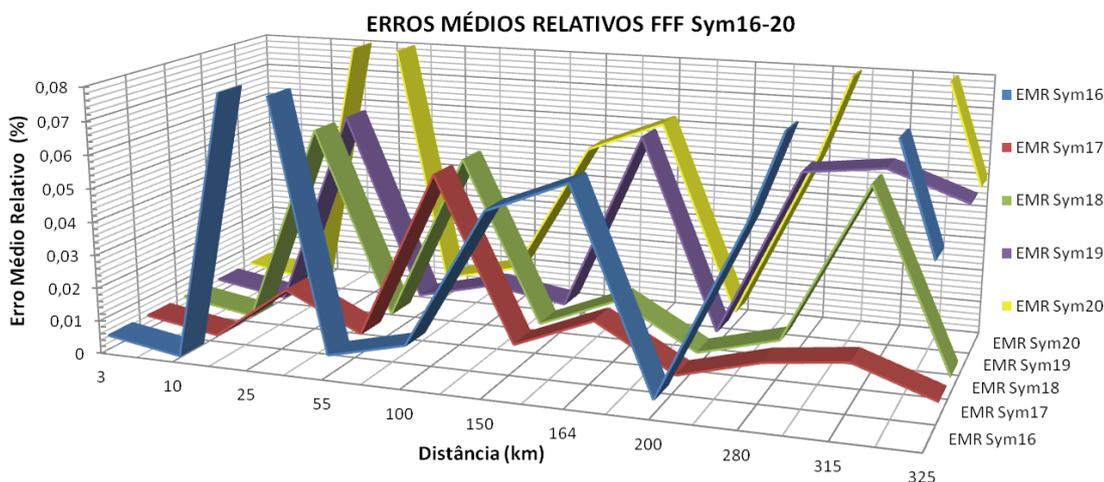


Figura 6.49 – Erros médios relativos para faltas FFF ao se usar as Sym16-20

O gráfico da Figura 6.49 expõe os erros médios para faltas trifásicas. Pode-se observar que as Sym16 e 20 voltam a excursionar no máximo em 0,12% e que a Sym19 retorna ao limite de 0 a 0,08%. Ainda assim, o importante é que as Sym17 e 18 tornam-se aptas a ocuparem o conjunto das *wavelets*-mães, ao atribuírem a precisão buscada para o localizador, além de cada *wavelet* excursionar identicamente para qualquer dos tipos de falta.

Para se ter uma melhor visão das famílias e ordens selecionadas através das análises acima, as Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3 apresentam um resumo, expondo os principais dados estatísticos das *wavelets*-mães que atenderam à precisão exigida pela aplicação.

Tabela 6.1 – Informações estatísticas das *wavelets* de melhor desempenho para defeitos FT

Wavelets	FT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
Db12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02608	0,08574	0,02432	0,07994
Db14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Db15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03282	0,1079	0,02348	0,0772
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01838	0,06043	0,02164	0,07113
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691

Tabela 6.2 – Informações estatísticas das *wavelets* de melhor desempenho para defeitos FFT

Wavelets	FFT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
Db12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02428	0,07981
Db14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Db15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03321	0,1092	0,02337	0,0768
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01704	0,05600	0,02067	0,06795
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691

Tabela 6.3 – Informações estatísticas das *wavelets* de melhor desempenho para defeitos FFF

	FFF							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
Db12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02628	0,08637	0,02432	0,07995
Db14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Db15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03321	0,1092	0,02337	0,0768
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01858	0,06106	0,02177	0,07155
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691

Já os gráficos da Figura 6.50 contêm um comparativo da excursão de duas das variáveis tabeladas acima (EMR e EA) para cada *wavelet*-mãe.

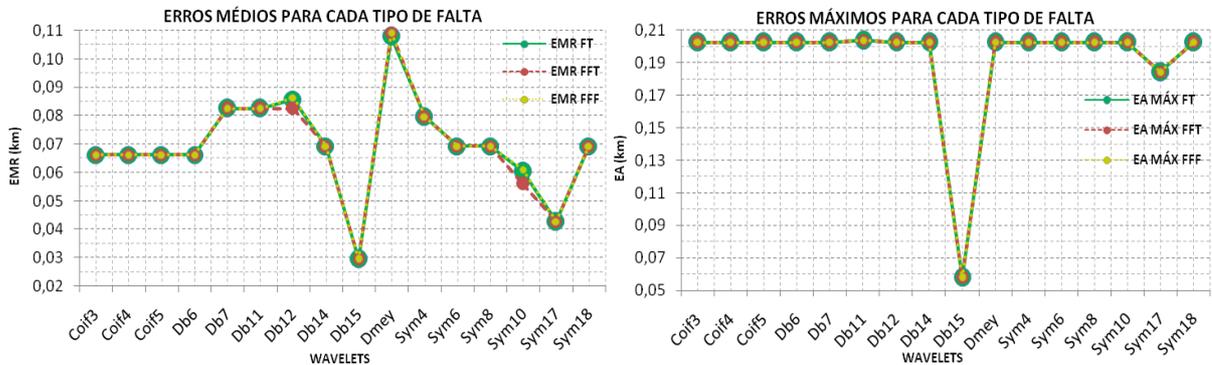


Figura 6.50 – EMR (à esquerda) e EA (à direita) máximo em função das *wavelets*-mães

É importante salientar a independência do algoritmo à variação dos tipos de falta ao fazer uso das *wavelets* Db15 e Sym17, mesmo com o histograma da Figura 6.51 exibindo ligeira superioridade dessas duas *wavelets* sobre os defeitos trifásicos, em virtude de os menores erros relativos serem mais frequentes quando desse tipo de falta, mais de 70% deles são menores que 0,005%.

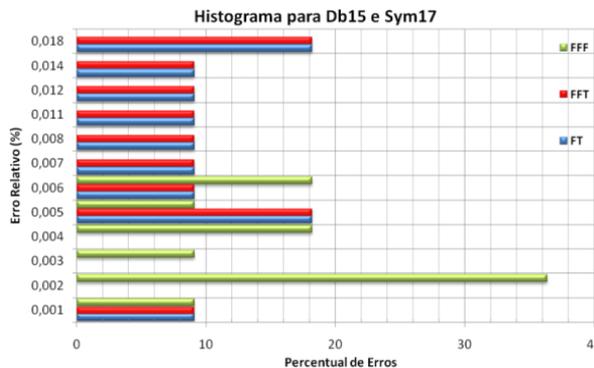


Figura 6.51 – Frequência de erros retornados com a Db15 e a Sym17 para faltas FT, FT e FFF

Elhaffar (2008) mostra erros máximos da ordem de 1 *femto* pela utilização de uma ou outra *wavelet* na reconstrução dos sinais faltosos de suas análises de transitórios. A técnica de escolha de uma *wavelet*-mãe ótima para uso em um localizador de faltas proposta por Elhaffar não foi condizente aqui, posto que a seleção está embasada no quão a reconstrução *wavelet* do sinal aproxima-se do sinal original, enquanto o localizador utiliza a reconstrução de um nível de detalhes para proceder à estimação dos parâmetros temporais. Desta maneira, uma *wavelet* que aproxime melhor o sinal de sua reconstrução, não necessariamente, reportará nível de detalhes com características ótimas de estimação de parâmetros temporais necessários a uma localização. Esse fato foi evidenciado aqui através da análise gráfica da Figura 6.52, mostrando que mesmo a Bior2.2 tendo praticamente a metade do erro de reconstrução praticado pela Db15, esta última localizou os defeitos com melhor precisão, enquanto a primeira, assim como toda a família biortogonal e biortogonal reversa, nem conseguiu estimá-los dentro do comprimento da LT.

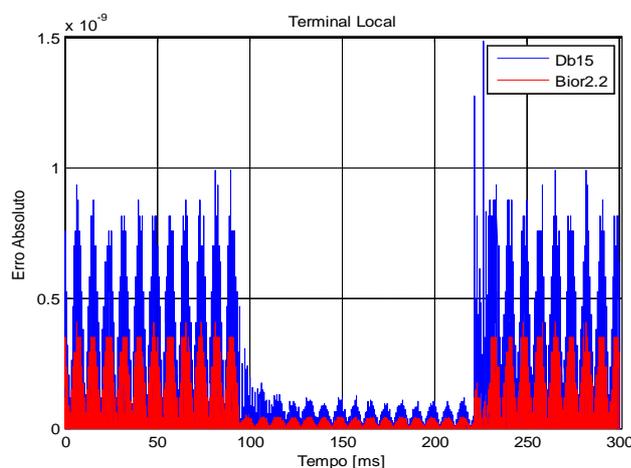


Figura 6.52 – Erros de reconstrução ARM relativos ao sinal original praticados pela Db15 e pela Bior2.2

Através do cálculo da norma euclidiana mínima do vetor de diferença entre o sinal e sua reconstrução *wavelet*, artifício usado por Elhaffar, tomou-se as duas melhores e uma das piores *wavelets*-mães para ao algoritmo dessa dissertação. Logo, a escolha ótima, e equivocada, seria a Bior6.8 com $1,62 \cdot 10^{-7}$, seguida da Db15 e da Sym17, respectivamente com $4,10 \cdot 10^{-7}$ e $4,85 \cdot 10^{-7}$.

6.4 INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA DE FALTA SOBRE OS ERROS

Considerando o desempenho das duas melhores *wavelets*, a Db15 e a Sym17, as Figuras 6.53 e 6.54 apresentam a influência da resistência de falta sobre a variação do erro advindo do algoritmo ao fazer uso das mesmas para faltas FT, mas cujas curvas também são condizentes com as faltas FFT e FFF.

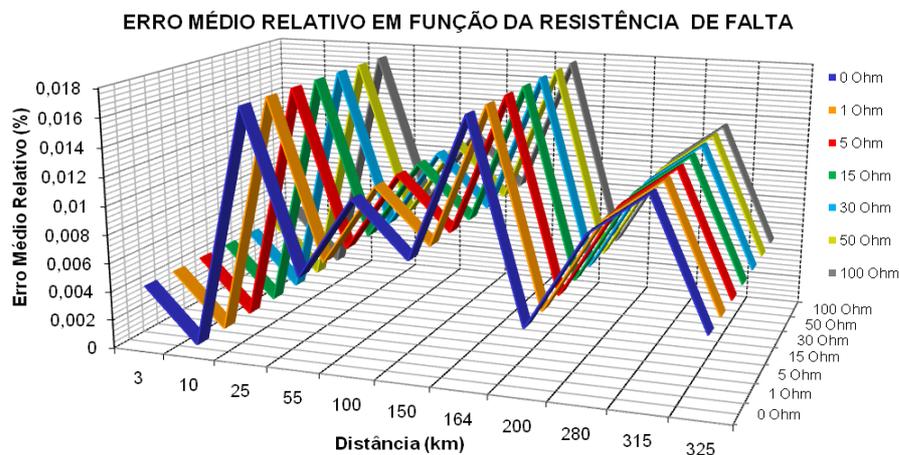


Figura 6.53 – EMR em função da resistência e distância da falta ao se usar Db15

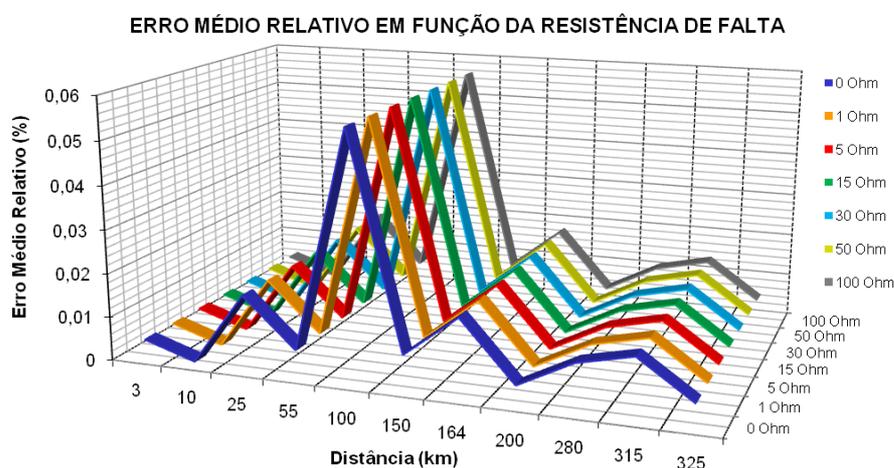


Figura 6.54 – EMR em função da resistência e distância da falta ao se usar Sym17

Dos gráficos das Figuras 6.53 e 6.54 infere-se que para nenhuma das duas *wavelets* houve qualquer alteração do erro médio devido à variação da resistência de falta, uma vez que as curvas permanecem idênticas para todos os valores de resistência, seja utilizando a Db15 ou a Sym17. Esse era um resultado esperado, visto que essa é uma das propriedades de localizadores que lidam com sinais a altas frequências, todavia essa variável não pode ser desprezada na validação de localizadores, em virtude dela infligir variações de erro em estudos de muitas bibliografias em todo o mundo.

6.5 INFLUÊNCIA DO ÂNGULO DE INCIDÊNCIA DA FALTA

Para as duas *wavelets* utilizadas na averiguação da influência da resistência de falta sobre os erros, também será feita uma análise da influência do ângulo de incidência da falta sobre esses erros médios. As Figuras 6.55 e 6.56 trazem as curvas de erro em função da distância e desse ângulo para faltas FT, mas cujo comportamento, vale salientar, também é condizente com as faltas FFT e FFF.

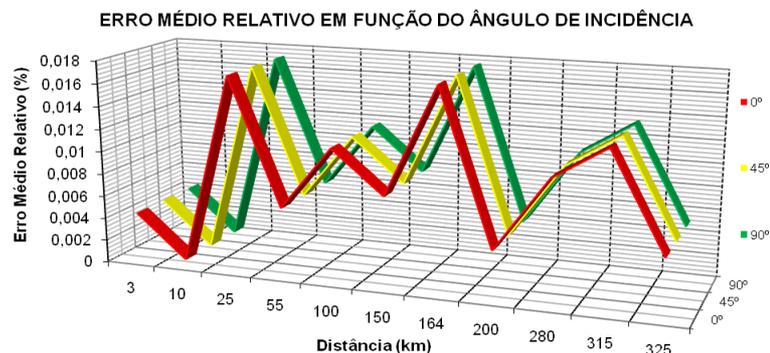


Figura 6.55 – EMR em função do ângulo de incidência e distância da falta ao se usar Db15

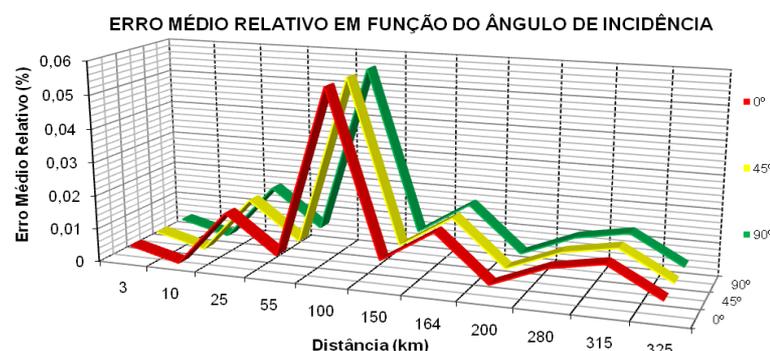


Figura 6.56 – EMR em função do ângulo de incidência e distância da falta ao se usar Sym17

Verifica-se que o ângulo de incidência da falta também não surtiu influência sobre os erros médios cometidos pela Db15 ou pela Sym17, já que as curvas retornadas por elas, referentes aos três ângulos, são idênticas. Mas assim como a resistência de falta, a inserção dessa variável angular também é de fundamental importância para a validação de um localizador, o que pode ser constatado na maioria das pesquisas sobre estes dispositivos, como também na dinâmica dos sinais vista no capítulo IV. Portanto, a verificação de que essas duas grandezas não tiveram forte impacto sobre o desempenho do localizador não as exclui das configurações de contingências para o universo de faltas.

Assim, os dois principais influenciadores dos resultados da pesquisa aqui abordada são primeiramente a distância de falta e secundariamente o tipo dela.

6.6 FAMÍLIAS WAVELETS E O TEMPO MÉDIO DE PROCESSAMENTO

A fim de fazer esse tipo de avaliação, há a necessidade de primeiramente se determinar o número de coeficientes dos filtros *wavelets* de decomposição e de reconstrução passa-baixas e passa-altas para cada família analisada.

Tanto as BiorNr.Nd quanto as RbioNr.Nd têm, em cada um de seus filtros, $2 \cdot (N_r + N_d)$ coeficientes, ou seja, podem apresentar até $2 \cdot (6 + 8)$, 28 coeficientes cada. No caso da família CoifN, cada ordem N terá $6 \cdot N$ coeficientes em cada um dos filtros, e desse

modo até $6 \cdot 5$, 30 coeficientes cada. Já as DbN e SymN de ordem N terão $2 \cdot N$ coeficientes, podendo então apresentar até $2 \cdot 45$, 90 coeficientes cada, mas na análise proposta N está restrito a 20. E finalmente a Dmey, tendo uma única ordem, apresenta 102 coeficientes em cada um de seus filtros.

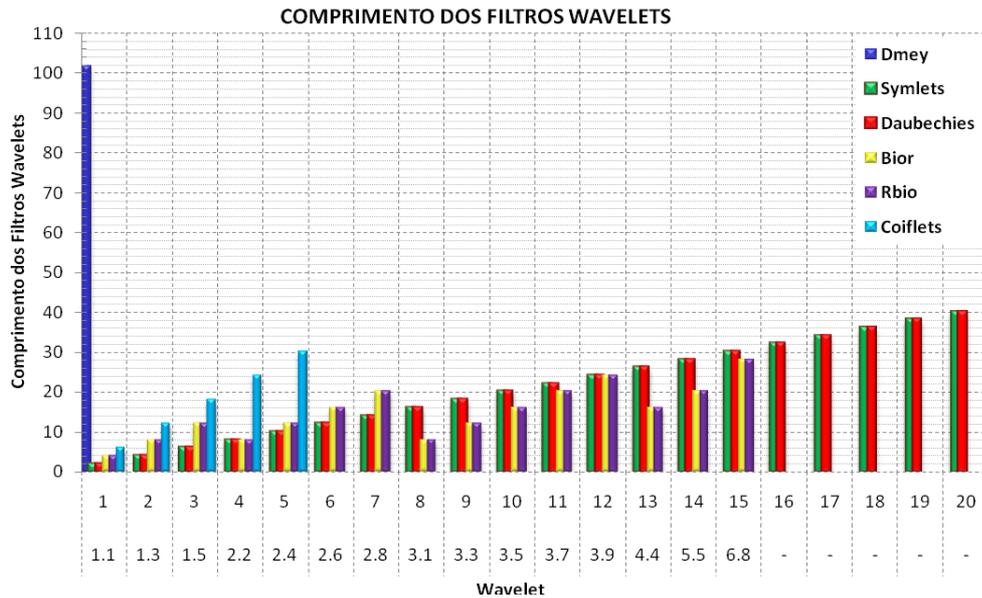


Figura 6.57 – Comprimentos dos filtros *wavelets* para cada ordem das famílias

Dada a modificação da ordem da *wavelet*-mãe usada no processamento de sinais, há uma variação no número de coeficientes dos filtros *wavelets*, como pode ser observado no descrito acima e ilustrado na Figura 6.57, o que conseqüentemente modifica o tempo médio de processamento. A Figura 6.58 evidêcia essas variações temporais em função das famílias e ordens utilizadas na AMR do localizador de faltas (taxa amostral a 1 MHz).

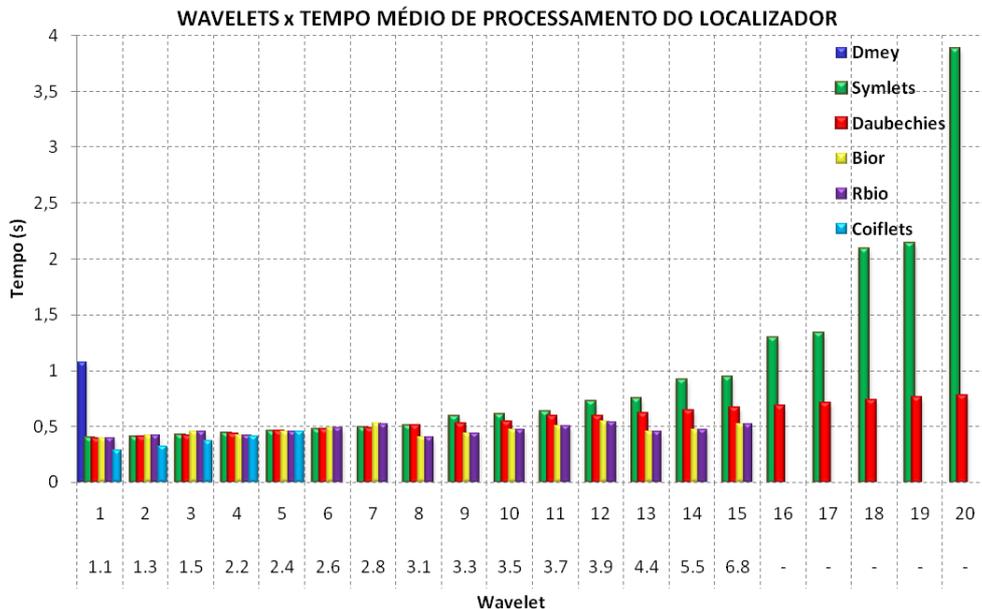


Figura 6.58 – Tempo médio de processamento em função das *wavelets*-mães

Do gráfico da Figura 6.58, para a primeira ordem a Dmey leva a um tempo de processamento que nem as ordens mais elevadas das Biortogonais, das Coiflets e das Daubechies atingem, mais de 1 segundo. Isso é justificado pelo fato de a Dmey ter no mínimo 62 coeficientes a mais que as ordens das outras famílias exploradas.

Para a primeira ordem a Coif1, mesmo tendo mais coeficientes que as outras *wavelets*-mães, à exceção da Dmey, realiza o processamento em menor tempo. Isso também ocorre até a sua última ordem, a 5ª, quando as demais praticamente igualam os tempos. Portanto, a família das Coiflets é estabelecida como a de mais rápido algoritmo de processamento, dentre todas as aqui analisadas.

Nota-se o tempo de processamento das biortogonais praticamente iguais e uma aleatoriedade entre ele e o comprimento do filtro, isso porque são usados coeficientes e comprimentos de filtros distintos na decomposição e reconstrução dos sinais.

Finalmente observa-se para todas as ordens das Daubechies tempos inferiores a 1 segundo, o que não ocorre para as Symlets, as quais elevam esses tempos quase que exponencialmente com o aumento da ordem. Disso se evidencia que não é suficiente a *wavelet*-mãe escolhida ter bom desempenho, mas também que ela não eleve desmedidamente o tempo de processamento dos sinais, importantíssimo para um localizador e especialmente para aplicações em engenharia em tempo real. Portanto, ao invés da escolha, por exemplo, da Sym18 para o localizador proposto, é de muito bom grado substituí-la pela Coif3, que apresenta desempenho praticamente igual em um tempo três vezes menor.

É claro que o tempo de processamento não é função exclusivamente do comprimento dos filtros *wavelets*, mas também da quantidade de amostras dos sinais em questão. Cada um dos 231 conjuntos de sinais simulados durante 0,3 segundos e amostrados a 1 MHz tem 8MB, enquanto os amostrados a 250 kHz têm 2MB.

6.7 APLICAÇÃO DE RUÍDOS ÀS TENSÕES TRIFÁSICAS

A magnitude do ruído presente nos sinais registrados é um fator que também pode influenciar no resultado da localização de faltas usando ondas viajantes, pois a Transformada *Wavelet* é sensível a ruídos não correlacionados (ruído branco), e sua resposta pode ser alterada em função da amplitude desses ruídos, isto porque se o nível deles é elevado, eles se confundem com os transitórios de faltas (PARENTONI, 2006).

Pela aplicação de ruído branco Gaussiano às tensões trifásicas de ambas as pontas da LT, Figura 6.59, pôde-se verificar que o algoritmo de localização de faltas, à exceção dos defeitos FT, não teve modificada sua exatidão, desde que a Relação Sinal Ruído (SNR do

inglês *Signal to Noise Ratio*) não seja inferior 49 dB. Portanto, essa SNR não é uma problemática para o localizador, em virtude de os sinais medidos nos extremos de LTs reais não terem valores baixos para essa razão (menor que 60 dB) (*Ibid.*).

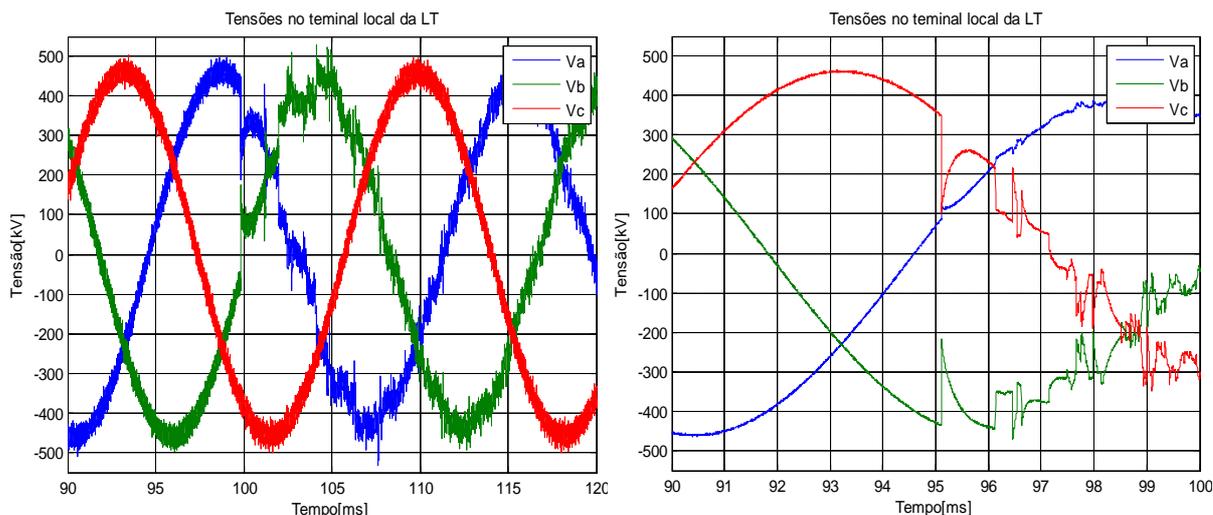


Figura 6.59– Tensões trifásicas com ruído branco Gaussiano (SNR = 28dB, à esquerda, e 49dB à direita)

Alguns testes também foram feitos usando algoritmos com filtros FIR e a técnica de diferença entre amostras em substituição à operação realizada pela Transformada *Wavelet*. Para algumas situações de falta o desempenho foi tão satisfatório quanto o usando as *wavelets* de melhor desempenho, porém para o universo de contingências, o desempenho da técnica usando a AMR foi superior, tendo performances satisfatórias para todas as situações, independentemente de tipo, local, resistência ou ângulo de incidência das faltas. Tais resultados não são apresentados em virtude de não ser o objetivo principal desse trabalho.

6.8 CONCEPÇÃO DE UM SOFTWARE PARA O LOCALIZADOR

Ainda relacionada a resultados, foi desenvolvida uma interface GUIDE (*Graphical User Interface Development Environment*) usando o MATLAB, Figura 6.60, para avaliação do desempenho do localizador frente às *wavelets* e às contingências, e para a análise dos sinais faltosos. A partir dela também se vislumbra um auxiliador didático na explanação a respeito da metodologia de localização abordada nesse trabalho, buscando exaurir abstrações que por ventura acarretem a teoria. Além do mais, o *software* é uma IHM para o localizador, propiciando ao usuário desconhecedor da linguagem do MATLAB fazer análises dos resultados através de formas de onda das tensões trifásicas e de suas componentes modais, além da possibilidade de realizar a AMR *wavelet* destas últimas, obtendo a justificativa do por que a ferramenta Transformada *Wavelet* é tão utilizada na análise de sinais não-estacionários e, especialmente, de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência.

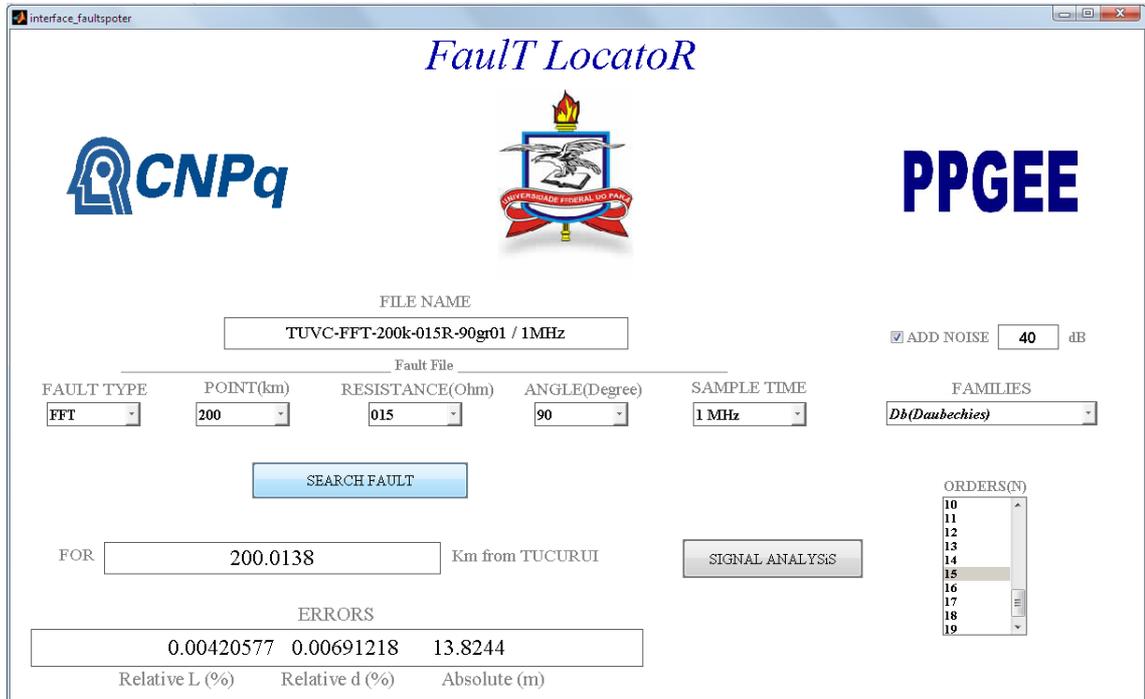


Figura 6.60 – Interface do localizador em MATLAB

A partir do botão “Signal Analysis” na Figura 6.60, o *software* concebe, conforme solicitado pelo usuário, a análise dos sinais faltosos evocados na interface do localizador pelo botão em azul, seja o exame das tensões modais, das decomposições e reconstruções AMR e da detecção de instantes de transitórios via detalhes *wavelets*, conforme as ilustrações dispostas nas Figuras 6.61, 6.62, 6.63 e 6.64, dentre outros aspectos também analisáveis.

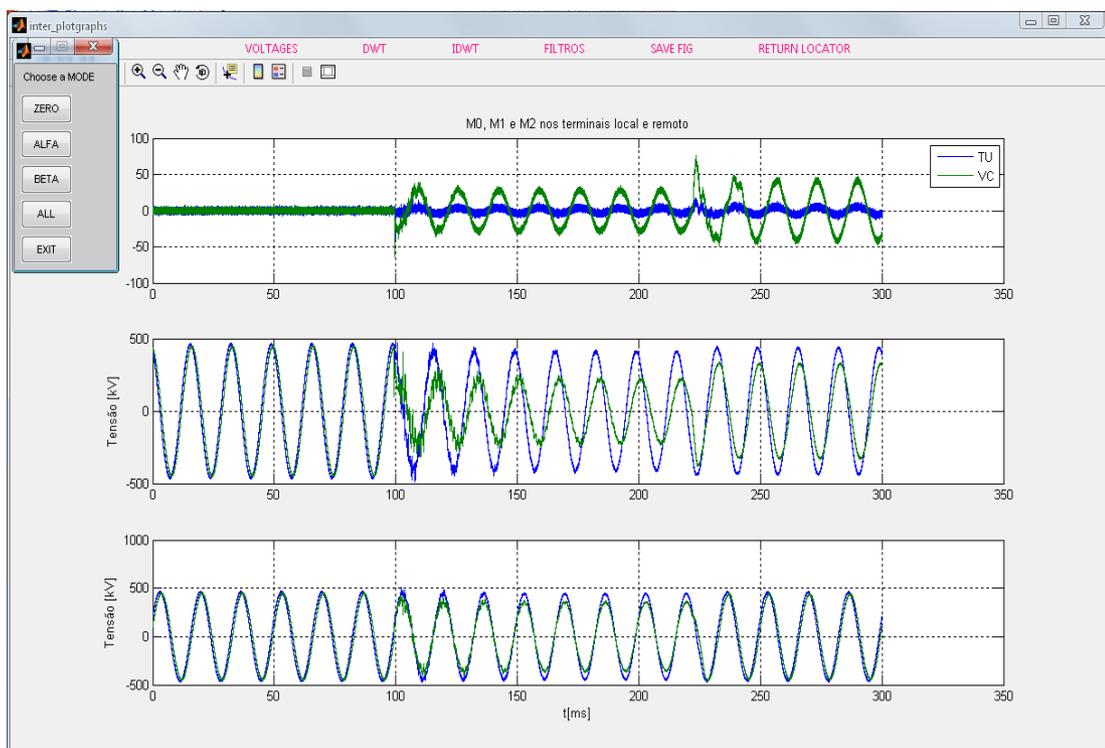


Figura 6.61 – Tensões modais nos terminais local e remoto

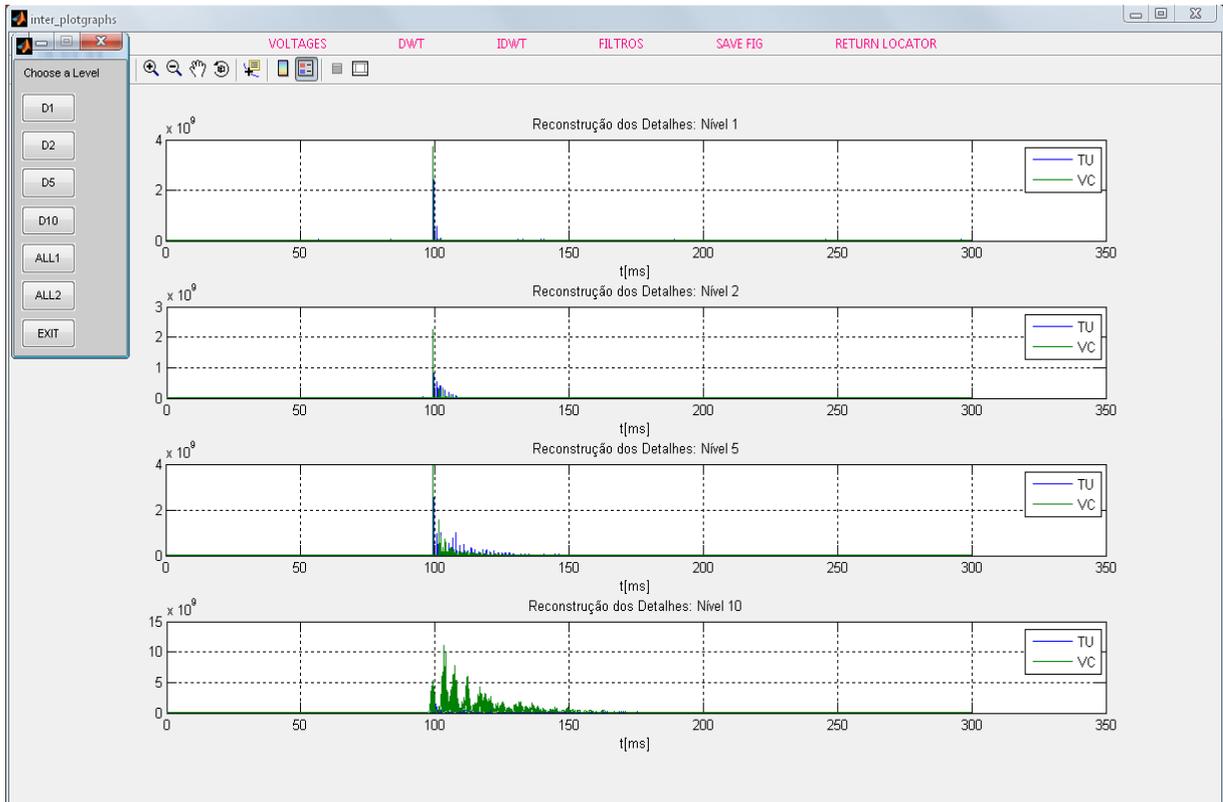


Figura 6.62 – Reconstrução de 4 níveis de detalhes dos modos alfa

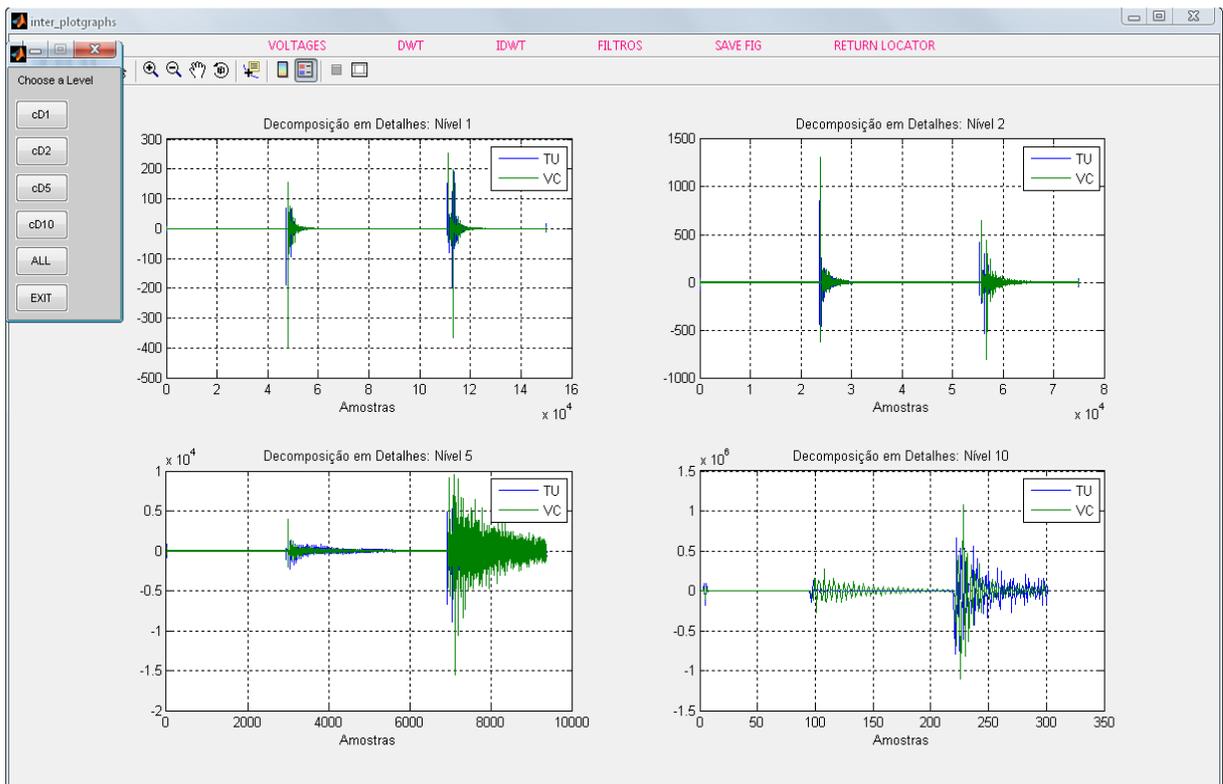


Figura 6.63 – Decomposição do modo alfa local e remoto em 4 níveis de detalhes

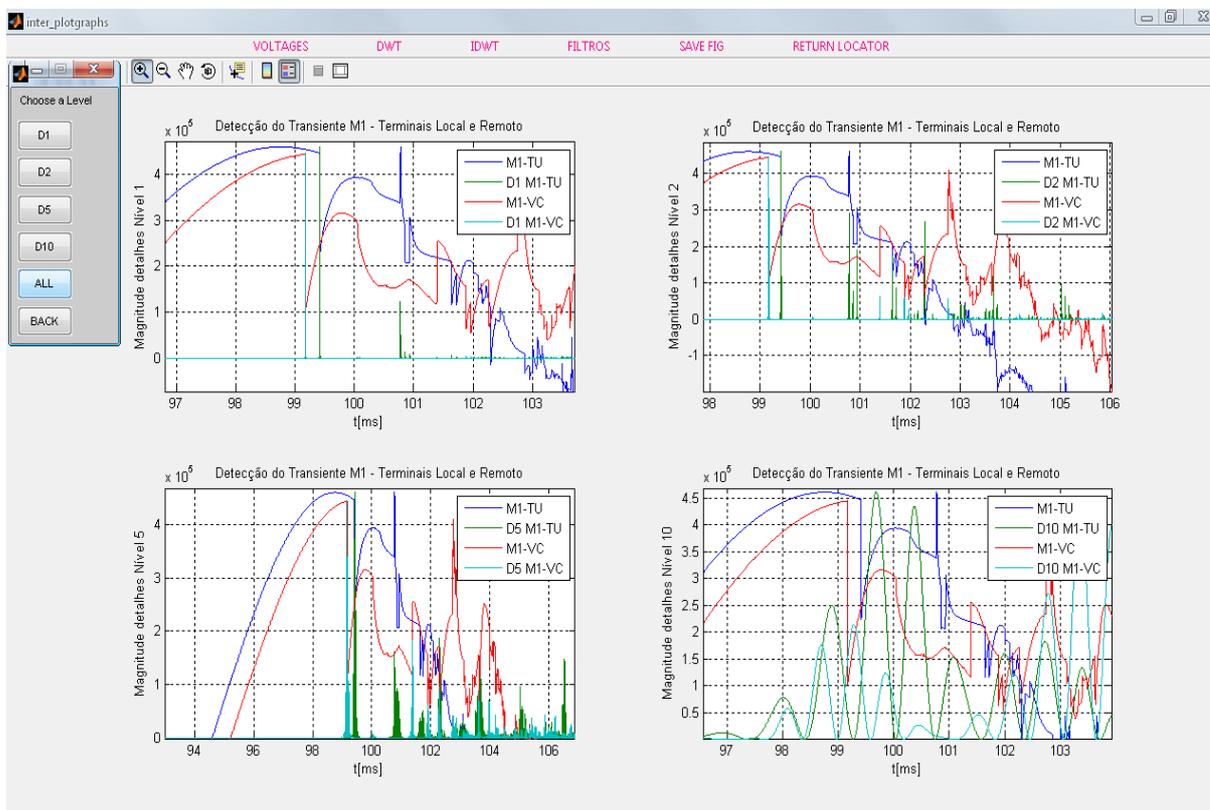


Figura 6.64 – Análise de detecção de instantes de transitórios por meio de 4 níveis de detalhes

6.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou todos os resultados do que foi objetivado para essa pesquisa, devendo-se destacar que a alteração das famílias e ordens das *wavelets* introduz uma grande variabilidade nos erros perpetrados pelo localizador. Das 76 *wavelets*-mães analisadas somente 16 resultaram em desempenhos satisfatórios ao algoritmo, mostrando o quão é importante a escolha de uma *wavelet* que se adéque bem à aplicação proposta, caso contrário, por mais poderosa que seja a ferramenta, como é o caso da AMR, poderá de nada adiantar ao estudo.

Viu-se também ser possível fazer uma otimização dos resultados retornados por um localizador de faltas. Aqui, uma redução de três vezes e meia sobre erros foi conseguida somente dando ênfase a uma escolha mais adequada da *wavelet*-mãe a ser usada no algoritmo, escolha essa que também é capaz de reduzir em muito o tempo utilizado pela Transformada *Wavelet* no processamento dos sinais.

Os resultados conseguidos são muito promissores e norteiam para uma pesquisa de cunho prático no SEP real do aqui analisado através de simulações.

CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO

7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A estimação precisa de locais de faltas em linhas aéreas de transmissão é de extrema importância tanto do ponto de vista da operação e manutenção das mesmas quanto do socioeconômico, auxiliando o rápido restabelecimento do sistema de transmissão e, por conseguinte, devolvendo credibilidade à concessionária administradora do sistema elétrico.

De antemão, o arranjo das diversas condições de defeito aplicadas às simulações de parte de um SEP da Eletrobrás-Eletronorte, modelado com seus parâmetros reais no ATP/EMTP, resultou em uma grande variabilidade da dinâmica transitória dos sinais faltosos e proporcionou um banco de dados consistente para uma validação satisfatória do algoritmo de localização, concedendo um suporte fundamental à obtenção dos resultados principais da pesquisa.

O presente trabalho abordou o emprego de diversas ordens de diversas famílias *wavelets* em um localizador de faltas para LTs aéreas utilizador de ondas viajantes e da análise *wavelet* multiresolução a fim de identificar qual dessas *wavelets* confere-lhe maior exatidão. Das 76 *wavelets* que foram analisadas, conseguiram-se resultados aceitáveis para muitas delas, com erros absolutos máximos inferiores a 203 metros. Porém, as de melhor desempenho foram a Db15 e a Sym17, com erros absolutos máximos de 57,6m e 184m, respectivamente, quando da amostragem dos sinais a 1 MHz. Contrastando com a *wavelet* usada em Souza (2007) – amostragem a 250 kHz – e com as empregadas em Batista & Araujo (2008) – amostragem a 1 MHz –, o uso da DB15 confiou precisão 30,4 e 3,5 vezes maior ao localizador de faltas, respectivamente, relativa ao erro máximo. Em média, essa redução foi de 25,9 vezes para a Db15 e de 17,8 vezes para a Sym17, confrontando com Souza (2007), e 2,25 e 1,55 vezes, respectivamente, frente a Batista & Araujo (2008).

É importante destacar a constatação da independência do algoritmo às variações de resistência, ângulo de incidência e tipos de falta, ao fazer uso das *wavelets* Db15 e Sym17 no processamento AMR das faltas, característica de extrema importância para um localizador de faltas.

Observou-se que *wavelets* muito usadas na análise de sinais transitórios de sistemas de potência, como a Db2 (PARENTONI, 2006; KIM, 2001), Db4 (MACHADO, 2003; SILVA, 2008; POZZEBON, 2009), Db8 (CHANDA, 2002; SOUZA, 2007; BATISTA & ARAUJO, 2008), Haar (BATISTA & ARAUJO, 2008; KIM, 2001), Sym2 (KIM, 2001), Sym3 (SILVA

et al., 2005; SILVA, 2008; VALINS, 2005), Sym14 (SILVA, 2008) e as Bior2.4 e 2.6 (ELHAFFAR, 2008), aqui não atenderam à precisão de localização pré-estabelecida ou até mesmo foram incapazes de uma estimação dentro da extensão da linha de transmissão. Elhaffar (2008) mostra erros máximos da ordem de 1 *femto* pela utilização de uma ou outra *wavelet* na reconstrução dos sinais faltosos de suas análises de transitórios, o que não acontece para esse localizador, salientando-se que o método aqui proposto não foi enfatizado para sinais ruidosos e que ele realiza localização do tipo *off-line*.

Em razão da necessidade de certa homogeneidade no desempenho de um localizador para o universo de contingências, houve a exclusão do uso de 60 *wavelets* no algoritmo de localização, advinda de o erro não-admissível em um único caso de falta resultar na ineficácia do localizador, fato este ocorrido com muitas delas, especialmente com as biortogonais e as biortogonais reversas, a exemplo da Bior6.8, cuja família foi a mais adequada às análises de Elhaffar (2008).

Ressalta-se ainda que a análise proposta por Elhaffar (2008) para escolha de uma *wavelet*-mãe ótima para uso em um localizador de faltas não se sustentou com os sinais utilizados aqui. Isso foi demonstrado confrontando a Db15 com a Bior2.2, que comete praticamente a metade do erro de reconstrução praticado pela primeira, porém esta localizou os defeitos com melhor precisão, enquanto a Bior2.2, assim como toda a família biortogonal e biortogonal reversa, nem conseguiu estimá-los dentro do comprimento da LT.

Ainda tomando o artifício usado por Elhaffar, o cálculo da norma do vetor de diferença entre o sinal e sua reconstrução *wavelet*, as duas melhores e uma das piores *wavelets*-mães para o algoritmo abordado aqui foram avaliadas e a escolha ótima, e equivocada, foi a Bior6.8, seguida da Db15 e da Sym17.

Quanto a tempo médio de processamento dos sinais, verificou-se haver *wavelets* cujas AMR são mais ou menos lentas, porém com mesmo desempenho de localização, caso da Db6, quatro vezes mais veloz que a Sym18, e caso de muitas outras *wavelets*, cujas performances estão dentro da estipulada para o algoritmo. Esse é um critério de escolha também muito relevante, posto que a amostragem de ondas viajantes, sendo a altíssimas frequências, resulta em arquivos muito grandes para o processamento digital. Com a DB15 a localização deu-se em média em 66 centésimos de segundo, enquanto a Sym17 despendeu, em média, o dobro desse tempo, sendo os arquivos de falta constituídos de 8 megabytes.

As funcionalidades da ferramenta de *software* desenvolvida no MATLAB, a IHM do localizador, prestar-se-ão à análise das contingências reais em futuras aplicações, até mesmo

por indivíduos menos familiarizados com essa linguagem. Ademais, tal ferramenta pode vir a auxiliar disciplinas de sistemas de potência no intuito de sanar possíveis abstrações deixadas pelas metodologias de ensino utilizadas atualmente e promover um maior dinamismo ao explanar os temas abordados no presente trabalho.

Por fim, a abordagem desse trabalho otimizou a performance de um algoritmo de localização de faltas pela escolha da *wavelet* mais adequada à minimização dos erros perpetrados por ele, visto que ainda não há uma metodologia científica de como fazê-la tomando-se apenas as propriedades de cada *wavelet*-mãe e relacioná-las às peculiares da análise proposta para proceder a tal seleção, tal qual vem sendo feito e justificado pela comunidade científica – “Ainda que não exista um critério definido para a seleção das *wavelets*, a melhor escolha é uma *wavelet* que caracterize o fenômeno ou o problema a ser estudado” (VALINS, 2005).

7.2 FUTURAS PESQUISAS ENVOLVENDO A TEMÁTICA ABORDADA

A partir da revisão bibliográfica e da pesquisa realizada no trabalho, propõem-se como futuras pesquisas envolvendo as temáticas aqui abordadas:

- ✓ Empregar o localizador dessa dissertação, de posse da DB15, em subestações que ainda não dispõem desses dispositivos, mas têm os sinais amostrados via RDP, ao menos a 0,5 MHz, para verificar a influência *wavelet* sobre o localizador operando com sinais reais e aplicar possíveis aprimoramentos ao mesmo;
- ✓ Criar funções *wavelets* AMR em outras linguagens e obter um *software free* para o localizador e para as análises de sinais em futuras aplicações reais;
- ✓ Desenvolver uma metodologia científica para seleção da *wavelet* ótima, partido dos resultados e do banco de dados conseguidos;
- ✓ Usar o banco de dados a fim de determinar bases científicas que expliquem a razão da superioridade da Db15 sobre as demais *wavelets* estudadas; e
- ✓ Averiguar técnicas de localização usando AMR e ondas viajantes sem a utilização do parâmetro velocidade de propagação das ondas, justo este é uma fonte de erro, e validá-las usando o banco de dados obtido.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). *Atlas de energia elétrica do Brasil*. 3ª Ed. Brasília: ANEEL, 2008.
- ANCELL, G.B.; PAHALAWATHTHA, N.C. *Maximum likelihood estimation of fault location on transmission lines using travelling waves*. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 9, pages 680-689, Apr 1994.
- ARAUJO, G. J. M. de. *Transformada Wavelet aplicada à detecção de Vazamentos em oleodutos*. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia de Computação). Natal: UFRN, 2009.
- ARAUJO, L. C. de. *Banco de Filtros Wavelets com Fator de Escala Maior que Dois*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Minas Gerais: UFMG, 2007.
- ARRUDA, E. F. de. *Análise de distúrbios relacionados com a qualidade da energia elétrica utilizando a Transformada Wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). São Carlos: USP, 2003.
- Associação Brasileira de Normas Técnicas – ABNT. *Informação e documentação – Trabalhos Acadêmicos – Apresentação (NBR14724)*. 3ª Ed. Rio de Janeiro: ABNT, 2001
- Associação Brasileira de Normas Técnicas – ABNT. *Proteção de estruturas contra descargas atmosféricas (NBR 5419)*. 2ª Ed. Rio de Janeiro: ABNT, 2005.
- BATISTA, D. A. R.; ARAUJO, M. da S. *Avaliação do desempenho de um localizador de faltas baseado em transformada wavelet considerando a variação do tipo e frequência de amostragem*. Trabalho de conclusão de curso (Engenharia Elétrica). Belém: UFPA, 2008.
- BENNEVILLE POWER ADMINISTRATION. *ATPdraw Windows version 4.0*. Noruega, 2003;
- BETTIOL, A. et al. *Localização de faltas em linhas de transmissão usando medição fasorial sincronizada*. SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA - SNPTEE, 2005.
- BEWLEY, Lattice V. *Traveling Waves in Transmission Systems*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1963.
- BO, Z. Q.; JOHNS, A. T.; AGGARWAL, R. K. *A novel fault locator based on the detection of fault generated high frequency transients*. IEEE Developments in Power System Protection, Conference publication, No. 434, pages 197-200, March 1997.
- BRITO, N. S. D.; PIRES, F. A. de C. *Aplicação da Teoria Wavelet na Detecção e Localização de Distúrbios*. Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica - SBQEE, Belém, 2005.
- BRITO, N. S. D.; SOUZA, B. A.; COSTA, F. B. *Automação na análise de ocorrências: a contribuição da CHESF para o desenvolvimento de novas técnicas*. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, 2010.
- BURRUS, C. S.; GOPINATH, R. A.; GUO, H. *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms: A Primer*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 268 p, 1998.
- CHANDA, D.; KISHORE, N. K.; SINHA, A. K. *A wavelet multiresolution Analysis for location of faults on transmission lines*. Electrical Power and Energy Systems, v.25, 2003.
- COSTA, F.B. et al. *Transformada Wavelet Discreta Aplicada ao Diagnóstico de Distúrbios*. SBSE, 2010.
- CROSSLEY, P. A.; MCLAREN, P. G. *Distance protection based on traveling waves*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 9, Sep. 1983.
- DAS, J. C. *Transients in Electrical Systems: Analysis, recognition, and mitigation*. United States: McGraw-Hill, 2010.
- DELMONT, O. F. et al. *Detecção, localização e classificação de distúrbios em sistemas elétricos através da transformada wavelet*. SBQEE, Belém, 2005.

- DELMONT, O. F. *Utilização da Transformada Wavelet para Caracterização de Distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). São Carlos: USP, 2003.
- DÓCUSSE, T. et al. *Utilizando a transformada wavelet para realçar e caracterizar microcalcificações em mamografias digitais*. Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional - CNMAC, Belém, 2007;
- DOMINGUES, M. O.; MENDES, O. J.; COSTA, A. M. *Algumas aplicações wavelet na análise de sinais atmosféricos*. Vol. 2. Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações - DINCON, 2003.
- ELHAFFAR, A. M. *Power transmission line fault location based on current traveling waves*. Doctoral Dissertation. Finland: Helsinki University of Technology, 2008.
- EVRENOSOGLU, C. Y.; ABUR, A. *Travelling Wave Based Fault Location for Teed Circuits*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, April 2005.
- FENG, Z. et al. *A new fault location method avoiding wave speed and based on traveling waves for EHV transmission line*. IEEE, 2008.
- GADELHA, S. R. de B. *Consumo de Eletricidade e Crescimento Econômico no Brasil*. Simpósio Nacional de Probabilidade e Estatística - XIX SINAPE, São Pedro-SP, 2010.
- GALE, P. F. et al. *Traveling wave fault locator experience on Eskom's transmission network*. IEEE Development in Power System Protection, conference Publication n.479, p.327-330, 2001.
- GIRGIS, A. A.; FALLON, C. M. *Fault location techniques for radial and loop transmission systems using digital fault recorded data*. IEEE Transmission Power Delivery, v.7, n.4, pages1396-1945, October 1992.
- GIRGIS, A. A.; HART, D. G.; PETERSON, W. L. *A New Fault Location Technique for Two and Three-Terminal Lines*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1992.
- GRAPS, A. *An introduction to wavelets*. IEEE, 1995.
- GREENWOOD, A. *Electrical Transients in Power Systems*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1991.
- HADDAD, S. A. P.; SERDIJN, W. A. *Ultra low-power biomedical signal processing: An Analog Wavelet Filter Approach for Pacemakers*. Springer Science, 2009.
- HASE, Yoshihide. *Handbook of Power Systems Engeneering*. England: John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- HEDMAN, D. E. *Teoria das linhas de Transmissão II*. Tradução FARRET, F. A., Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 1978.
- JIAN, Q.; XIANGXUN, C.; JIANCHAO, Z. *Travelling Wave Fault Location of Transmission Line Using Wavelet Transform*. Power System Technology, 1998. IEEE POWERCON'98. Vol. 1, pages 533-537, Aug 1998.
- JOHNS, A T.; MOORE, P. J.; WHITTARD, R. *New technique for the accurate location of earth faults on transmission systems*. IEEE Proceeding-Generation, Transmission and Distribution, v.142, n.2, p. 119-127,1995.
- JOHNS, A. T.; JAMALI, S. *Accurate fault location technique for power transmission lines*. IEEE Proceedings, v. 137, Pt. C, n.6, p. 395-402, Nov 1990.
- KANG, Sang-Hee et al. *A fault location algorithm based on circuit analysis for untransposed parallel transmission lines*. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol.24, No. 4, p. 1850-1856, Oct 2009.
- KIM, C. H.; AGGARWAL, R. *Wavelet Transform in Power Systems - Part I: General Introduction to Wavelet Transforms*. Power Engineering Journal, v.14, n. 2, p. 81-87, Apr 2000.
- KIM, Gi-Taek; KIM, Hyuck-Soo; CHOI, Hmg-Yong. *Wavelet transform based power transmission line fault location using GPS for accurate time synchronization*. Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1, p. 495-499, Dec 2001.

- KINDERMANN, Geraldo. *Curto-circuito*. 2ª Ed. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997.
- LAI, L. L. et al. *Fault Location of a Teed-network with Wavelet Transform and Neural Networks*. Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2000 (DRPT 2000). P. 505-509, Apr 2000.
- LAWRENCE, D.J.; WASER, D.L. *Transmission line fault location using digital fault recorders*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 2, Apr 1988.
- LEE, H.; MOUSA, A.M. *GPS travelling wave fault locator systems: investigation into the anomalous measurements related to lightning strikes*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, p. 1214-1223, 1996.
- LI, D.; LUO, H.; SHI, Z. *Redundant DWT Based Translation Invariant Wavelet Feature Extraction for Face Recognition*. IEEE, 2008.
- LIANG, J.; ELANBOVAN, S.; DEVOTTA, J. B. X. *Application of wavelet transform in traveling wave protection*. ELSEVIER Electrical Power and Energy Systems, v.22, p. 537-542, Apr 2000.
- LIGUO, Z. et al. *Power systems faults location with traveling wave based on Hilbert-Huang transform*. International Conference on Energy and Environment Technology, IEEE, p.197-200, 2009.
- LIN, D. et al. *Fault location for transmission line based on traveling waves using correlation analysis method*. IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application, Chongqing, China, November 9-13, 2008.
- LIN, Y. H.; LIU, C. W.; YU, C.S. *A New Fault Locator for Three-Terminal Transmission Lines - Using Two-Terminal Synchronized Voltage and Current Phasors*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 2, April 2002.
- MACHADO, R. N. das M. *Detecção, classificação e quantificação automática de variações de tensão de curta duração para aplicação em análise de pós-operação em sistemas de energia elétrica*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Belém: UFPA, 2006.
- MACHADO, R. N. das M.; BEZERRA, U. H.; PELAES, E. G. *Pré-processamento de sinais usando transformada wavelet para a automação das rotinas de pós-despacho em sistemas de energia elétrica*. VI SBQEE, Belém, 2005.
- MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. *Fault Location Using Wavelets*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, Oct 1998.
- MAGNAGO, F.H. & ABUR, A. *Wavelet-based simulation of transients along transmission lines with frequency dependent parameters*. Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE, Vol. 2, pages 689-694, 2000.
- MAKMIMG, P. et al. *Fault diagnosis in transmission lines using wavelet transform analysis*. Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES, Vol. 3, pages 6-10, Oct. 2002.
- MALLAT, S. G. *A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation*. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. Vol. II, No. 7. Jul 1989.
- MARTI, J. R. *Accurate modeling of frequency dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v. PAS-101, n.1, pp. 147-155, Jan 1982.
- MATHWORKS. *MATLAB®'s Help*. Version 7.1 Service Pack 3. August 2005.
- MEDEIROS JÚNIOR, M. F. de et al. *Caracterização de distúrbios em redes de energia elétrica usando a transformada wavelet: uma experiência com o sistema CHESF*. VI SBQEE, Belém, 2005.
- MISITI, M. et al. *Wavelet Toolbox For Use With Matlab*. London: MathWorks, 2000.
- MOORE, R. K. *A General Course in Traveling Waves*. IEEE, 1960.

- NAIDU, S. R. *Transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência*. Editora Grafset – Co-edição Eletrobrás/ Universidade Federal da Paraíba, 1985.
- OLIVEIRA, Hélio Magalhães de. *Análise de sinais para engenheiros: Uma abordagem via Wavelets*. Rio de Janeiro: Ed. Brasport, 2007.
- PARENTONI, Marcel F. da C. *Localização de faltas por ondas viajantes em linhas de transmissão de três terminais - abordagem baseada em decomposição wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Itajubá, 2006.
- POULARIKAS, A.D. *Transforms and applications handbook*. 3rd Edition. CRC Press, 2010.
- RADUNOVIC, D. P. *Wavelets From Math To Practice*. Belgrade: Academic mind (Springer), 2009.
- RAJENDRA, S.; MCLAREN, P. G. *Travelling-Wave Techniques Applied to the Protection of Teed Circuits: Principle of Travelling-Wave Techniques*. Power Engineering Review, IEEE. Pages 50-51, Dec. 1985.
- REASON TECNOLOGIA S.A. *RPV-310 Registrador Digital de Perturbações Multifunção Modular: Características técnicas*. Datasheet. Revisão 20.2. Pag. 22.
- ROBBA, Ernesto João. *Introdução a Sistemas Elétricos de Potência: componentes simétricas*. São Paulo: Edgard Blücher, 1973.
- SADIKU, Matthew N. O. *Elementos de eletromagnetismo*. 3^a Edição. São Paulo: Bookman, 2004;
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. London: Springer, 2010;
- SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W. M. *Power Quality Assessment Via Wavelet Transform Analysis*. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 11, n.2, p.924-930, Apr 1996.
- SHEHAB-ELDIN, E.H.; MCLAREN, P.G. *Travelling Wave Distance Protection - Problem Areas And Solutions*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 3, July 1988.
- SILVA, M. da. *Implementação de um localizador de faltas híbrido para linhas de transmissão com três terminais baseado na Transformada Wavelet*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). São Carlos: USP, 2008.
- SILVA, M. da. *Localização de faltas em linhas de transmissão utilizando a teoria das ondas viajantes e transformada wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). São Carlos: USP, 2003.
- SILVA, M. da; OLESKOVICZ, M. e COURY, D. V. *Aplicação da transformada wavelet ao problema de localização de faltas em linhas de transmissão com três terminais*. SBQEE, Belém, 2005.
- SILVEIRA, P. M. da; SEARA, R.; ZÜRN, H. H. *Localização de Falta por Ondas Viajantes - Uma Abordagem Baseada em Decomposição Wavelet*. Vol. 1. XVI SNPTEE, Campinas, 2001.
- SLUIS, Lou van der. *Transients in power systems*. England: John Wiley & Sons Ltd, 2001;
- SOARES, F.; PAZOS, R. E. P.; FROZZA, R. *Aplicação da Análise de Multiresolução Wavelet e de Redes Neurais Artificiais no Mercado de Ações*. CNMAC, Belém, 2007.
- SOUZA, T. B. P de. *Análise de ondas viajantes em linhas de Transmissão para localização de faltas: Abordagem via transformada wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Belém: UFPA, 2007.
- TAKAGI, T. et al. *A new algorithm an accurate fault location for EHV/UHV transmission lines: parte I – Fourier analysis*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 3, March 1981.
- TAKAGI, T. et al. *A new algorithm of an accurate fault location for EHV/UHV transmission lines: Part II - Laplace Transform method*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v.PAS-101, n.3, p. 564-573, March 1982a.

TAKAGI, T. et al. *Development of a new type fault locator using the one-terminal voltage and current data*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v.PAS-101, n.8, p. 2892-2898, August 1982b.

TLEIS, Nasser D. *Power Systems Modelling and Fault Analysis: Theory and Practice*. Oxford-UK: Elsevier Ltd, 2008.

TOLEDO, L. F. R. B. et al. *Classificação de problemas de qualidade de energia utilizando a transformada wavelet discreta*. VI SBQEE, Belém, 2005.

TORRENCE, C.; COMPO, G. P. *A practical guide to wavelet analysis*. Bulletin of the American Meteorological Society. Vol. 79, No. 1, Jan 1998.

UHE TUCURUÍ WIKIPEDIA. Disponível em: http://pt.wikipedia.org/wiki/Usina_Hidrel%C3%A9trica_de_Tucuru%C3%AD. Acesso em: 27 de agosto de 2011.

VALENS, C. *A really friendly guide to wavelets*. 1999.

VALINS, T. F. *Relé digital de distância baseado na teoria de ondas viajantes e transformada wavelet*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). São Carlos: Universidade de São Paulo, 2005.

VELOSO, G. F. C. et al. *Detecção de descargas parciais em transformadores de potência utilizando transformada wavelet*. VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON. Agosto de 2008.

VITINS, M. *A correlation method for transmission line protection*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v.PAS-97, n.5, p. 1607-1615, Sept/Oct 1978.

XIANGJUN, Z. et al. *The sensor of traveling-wave for fault location in power systems*. International Conference on Power System Technology – POWERCON 2004. Singapore, 21-24 November 2004, IEEE; pg. 1518-1521.

YIBIN, X.; WAI, D. C. T.; KEERTHIPALA, W. W. L. *A new technique using wavelet analysis for fault location*. IEEE Developments in Power System Protection, Conference Publication, n.434, p. 231 -234, 1997.

YIN, H.; FAN, L. *PMU data-based fault location techniques*. North American Power Symposium (NAPS). IEEE, 2010.

YOUNG, R. K. *Wavelet theory and its applications*. Kluwer Academic Publishers, 1995.

YU, Chi-Shan; LIU, Chih-Wen; LIN, Ying-Hong. *A Fault Location Algorithm for Transmission Lines with Tapped Leg - PMU Based Approach*. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2001. Vol. 2, p. 915-920, 2001.

ZANETTA JR., L. C. *Transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência*. São Paulo: EDUSP - Editora da Universidade de São Paulo, 2003.

ZHIHUA, W. et al. *A novel double terminal traveling wave fault location method not influenced by wave speed*. IEEE T&D Asia, 2009.

ZIMATH, S. L. et al. *Comparação de algoritmos de localização de uma e duas pontas por impedância com o método de ondas viajantes em registros reais*. XX SNPTEE, Recife, 2009.

APÊNDICE A – ESTATÍSTICAS DO LOCALIZADOR FRENTE ÀS WAVELETS-MÃES

As tabelas a seguir mostram os resultados estatísticos gerais conseguidos para cada um dos três tipos de faltas ao se aplicar as *wavelets* a AMR do localizador de faltas.

Wavelets	FT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior1.1	0,00050	159,13042	0,0016	523,0617	34,80448	114,4023	49,12217	161,4646
Bior1.3	0,00050	127,98410	0,0016	420,6837	34,54673	113,5551	48,61768	159,8063
Bior1.5	0,00050	159,13042	0,0016	523,0617	35,23688	115,8236	49,25244	161,8928
Bior2.2	0,00050	0,06164	0,0016	0,202619	0,02227	0,0732	0,02132	0,0701
Bior2.4	0,00050	0,06164	0,0016	0,202619	0,02227	0,0732	0,02132	0,0701
Wavelets	FFT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior1.1	0,00050	177,88577	0,001645	584,71053	37,76519	124,1342	53,59480	176,1661
Bior1.3	0,00050	177,88577	0,001645	584,71053	38,26318	125,7711	54,36069	178,6836
Bior1.5	0,00050	177,88577	0,001645	584,71053	38,26453	125,7755	54,36292	178,6909
Bior2.2	0,00050	0,06164	0,001645	0,2026194	0,02227	0,0732	0,02132	0,0701
Bior2.4	-0,20262	0,06164	-0,6660099	0,2026194	0,02227	0,0732	0,02132	0,0701
Wavelets	FFF							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior1.1	0,00050	127,98410	0,001645	420,68374	35,39631	116,3477	48,86832	160,6302
Bior1.3	0,00050	127,98410	0,001645	420,68374	35,40035	116,3610	48,87069	160,6380
Bior1.5	0,00050	128,02857	0,001645	420,8299	35,40151	116,3647	48,87289	160,6452
Bior2.2	0,00050	5856,30697	0,001645	19249,681	25,37423	83,4051	385,31524	1266,5312
Bior2.4	-19249,68100	5856,30697	-63273,701	19249,681	25,37423	83,4051	385,31524	1266,5312

Wavelets	FT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior2.6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Bior2.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Bior3.1	0,00050	0,08388	0,00165	0,27570	0,03244	0,10664	0,03074	0,10103
Bior3.3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02127	0,06992	0,02344	0,07705
Bior3.5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02127	0,06992	0,02344	0,07705
Wavelets	FFT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior2.6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,06164	0,20262	0,02132	0,07007
Bior2.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,06164	0,20262	0,02132	0,07007
Bior3.1	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	2022,57061	6648,18960	133,07326	437,41181
Bior3.3	0,00050	2022,61506	0,00165	6648,33570	2022,61506	6648,33570	133,07693	437,42386
Bior3.5	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	2022,57061	6648,18960	133,07400	437,41424
Wavelets	FFF							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior2.6	0,00050	5856,30697	0,00165	19249,68100	5856,30697	19249,68100	385,31524	1266,53119
Bior2.8	0,00050	5856,30697	0,00165	19249,68100	5856,30697	19249,68100	385,31524	1266,53119
Bior3.1	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,06164	0,20262	0,02340	0,07691
Bior3.3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,06164	0,20262	0,02340	0,07691
Bior3.5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,06164	0,20262	0,02340	0,07691

Wavelets	FT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior3.7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02127	0,06992	0,02344	0,07705
Bior3.9	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02127	0,06992	0,02344	0,07705
Bior4.4	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Bior5.5	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84804	19,22249	18,42973	60,57852
Bior6.8	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Wavelets	FFT							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior3.7	0,00050	2022,61506	0,00165	6648,33570	8,77674	28,84914	133,07693	437,42386
Bior3.9	0,00050	2022,61506	0,00165	6648,33570	8,77674	28,84914	133,07693	437,42386
Bior4.4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Bior5.5	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	14,32669	47,09183	133,92572	440,21384
Bior6.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Wavelets	FFF							
	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Bior3.7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Bior3.9	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Bior4.4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Bior5.5	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84804	19,22249	18,42973	60,57852
Bior6.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif1	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Coif2	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif1	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Coif2	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Coif1	0,00050	5856,30697	0,00165	19249,68100	25,37423	83,40510	385,31524	1266,53119
Coif2	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Coif3	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Coif5	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db1	0,00050	159,13042	0,00165	523,06169	34,80448	114,40233	49,12217	161,46457
Db2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Db3	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Db4	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02531	0,08321	0,02556	0,08402
Db5	0,00050	5719,26346	0,00165	18799,21900	24,79311	81,49496	376,29764	1236,89033

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db1	0,00050	177,88577	0,00165	584,71053	37,76519	124,13418	53,59480	176,16611
Db2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Db3	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	28,15013	92,52948	139,50697	458,55941
Db4	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,78059	28,86179	133,07374	437,41337
Db5	0,00050	0,10055	0,00165	0,33051	0,03440	0,11307	0,03008	0,09887

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db1	0,00050	127,98410	0,00165	420,68374	35,39631	116,34766	48,86832	160,63016
Db2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Db3	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Db4	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
Db5	0,00050	5822,60116	0,00165	19138,89000	25,24045	82,96535	383,09676	1259,23905

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db8	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03413	0,11217	0,04051	0,13316
Db9	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,03976	0,13070	0,04284	0,14083
Db10	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84307	19,20618	18,43129	60,58363

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db8	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03413	0,11217	0,04051	0,13316
Db9	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,79496	28,90903	133,07279	437,41026
Db10	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	14,32173	47,07552	133,92625	440,21559

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02016	0,06627	0,02122	0,06974
Db7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02395	0,07871
Db8	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03413	0,11217	0,04051	0,13316
Db9	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,03976	0,13070	0,04284	0,14083
Db10	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84307	19,20618	18,43129	60,58363

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
DB11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
DB12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02608	0,08574	0,02432	0,07994
DB13	0,00050	5673,85884	0,00165	18649,97400	48,78959	160,37138	522,96916	1718,99964
DB14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
DB15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
DB11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
DB12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02512	0,08258	0,02428	0,07981
DB13	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02334	0,07673
DB14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
DB15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
DB11	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02512	0,08258	0,02555	0,08398
DB12	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02628	0,08637	0,02432	0,07995
DB13	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02316	0,07613	0,02341	0,07694
DB14	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
DB15	0,00050	0,01755	0,00165	0,05767	0,00895	0,02943	0,00534	0,01754

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db16	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Db17	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03413	0,11217	0,03467	0,11395
Db18	0,00050	5719,31275	0,00165	18799,38100	24,78808	81,47840	376,30123	1236,90213
Db19	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01299	0,04271	0,01610	0,05294
Db20	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,23826	79,67117	367,87134	1209,19309

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db16	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,79900	28,92232	133,07252	437,40938
Db17	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,78979	28,89202	133,07313	437,41138
Db18	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,78463	28,87508	133,07347	437,41249
Db19	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01299	0,04271	0,01610	0,05294
Db20	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,03321	0,10915	0,02337	0,07682

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Db16	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Db17	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03413	0,11217	0,03467	0,11395
Db18	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02916	0,09586	0,02644	0,08691
Db19	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01299	0,04271	0,01610	0,05294
Db20	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,03455	0,11358	0,02272	0,07467

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio1.1	0,00050	159,13042	0,00165	523,06169	34,80448	114,40233	49,12217	161,46457
Rbio1.3	0,00050	5719,25951	0,00165	18799,20600	49,34060	162,18255	528,90714	1738,51778
Rbio1.5	0,00050	5719,25951	0,00165	18799,20600	24,77823	81,44604	376,29836	1236,89270
Rbio2.2	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Rbio2.4	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio1.1	0,00050	177,88577	0,00165	584,71053	37,76519	124,13418	53,59480	176,16611
Rbio1.3	0,00050	0,05508	0,00165	0,18106	0,01955	0,06426	0,01805	0,05932
Rbio1.5	0,00050	0,05508	0,00165	0,18106	0,01955	0,06426	0,01805	0,05932
Rbio2.2	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Rbio2.4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio1.1	0,00050	127,98410	0,00165	420,68374	35,39631	116,34766	48,86832	160,63016
Rbio1.3	0,00050	0,05508	0,00165	0,18106	0,01955	0,06426	0,01805	0,05932
Rbio1.5	0,00050	0,05508	0,00165	0,18106	0,01955	0,06426	0,01805	0,05932
Rbio2.2	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Rbio2.4	0,00050	5791,29997	0,00165	19036,00300	25,09476	82,48649	381,03796	1252,47179
Rbio2.4	0,00050	5856,30697	0,00165	19249,68100	25,37423	83,40510	385,31524	1266,53119

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio2.6	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Rbio2.8	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Rbio3.1	0,00050	0,04397	0,00165	0,14452	0,00999	0,03285	0,00743	0,02441
Rbio3.3	0,00050	128,11009	0,00165	421,09787	8,60936	28,29895	25,60847	84,17504
Rbio3.5	0,00050	0,07176	0,00165	0,23587	0,04033	0,13256	0,02044	0,06717

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio2.6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Rbio2.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Rbio3.1	0,00050	0,02692	0,00165	0,08849	0,00980	0,03223	0,00710	0,02335
Rbio3.3	0,00050	2022,61506	0,00165	6648,33570	14,59343	47,96859	133,96418	440,34025
Rbio3.5	0,00791	2022,61506	0,02600	6648,33570	8,79695	28,91558	133,07559	437,41946

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio2.6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Rbio2.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Rbio3.1	0,00050	5827,62945	0,00165	19155,41800	77,23113	253,85872	659,99970	2169,41900
Rbio3.3	0,00050	5825,40736	0,00165	19148,11400	33,48881	110,07771	383,59348	1260,87177
Rbio3.5	0,00050	211,71197	0,00165	695,89726	0,95662	3,14441	13,92699	45,77801

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio3.7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02127	0,06992	0,02344	0,07705
Rbio3.9	0,00050	5591,24764	0,00165	18378,43100	24,22579	79,63017	367,87568	1209,20737
Rbio4.4	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564
Rbio5.5	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Rbio6.8	0,00050	5591,19440	0,00165	18378,25600	24,22656	79,63270	367,87211	1209,19564

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio3.7	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,77655	28,84851	133,07400	437,41424
Rbio3.9	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Rbio4.4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007
Rbio5.5	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	28,15013	92,52948	139,50697	458,55941
Rbio6.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Rbio3.7	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Rbio3.9	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Rbio4.4	0,00050	5856,30697	0,00165	19249,68100	25,37423	83,40510	385,31524	1266,53119
Rbio5.5	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Rbio6.8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02227	0,07321	0,02132	0,07007

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym1	0,00050	159,13042	0,00165	523,06169	34,80448	114,40233	49,12217	161,46457
Sym2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Sym3	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym5	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,04221	0,13875	0,04352	0,14305

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym1	0,00050	177,88577	0,00165	584,71053	37,76519	124,13418	53,59480	176,16611
Sym2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Sym3	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	28,15013	92,52948	139,50697	458,55941
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym5	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,04221	0,13875	0,04352	0,14305

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Mín	Máx	Mín	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym1	0,00050	127,98410	0,00165	420,68374	35,39631	116,34766	48,86832	160,63016
Sym2	0,00050	152,13897	0,00165	500,08081	29,62082	97,36364	51,98689	170,88092
Sym3	0,00050	152,22791	0,00165	500,37314	19,67148	64,66014	45,83861	150,67152
Sym4	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02420	0,07955	0,02317	0,07615
Sym5	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,04221	0,13875	0,04352	0,14305

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym7	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,83818	19,19010	18,43283	60,58872
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym9	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03008	0,09889	0,04099	0,13474
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01838	0,06043	0,02164	0,07113

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym7	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,83818	19,19010	18,43283	60,58872
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym9	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03008	0,09889	0,04099	0,13474
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01704	0,05600	0,02067	0,06795

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym6	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym7	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,83818	19,19010	18,43283	60,58872
Sym8	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02322	0,07634
Sym9	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,03008	0,09889	0,04099	0,13474
Sym10	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,01858	0,06106	0,02177	0,07155

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym11	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84307	19,20618	18,43129	60,58363
Sym12	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04785	0,15728	0,04531	0,14893
Sym13	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,02604	0,08560	0,04051	0,13317
Sym14	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Sym15	0,00050	0,07139	0,00165	0,23465	0,03002	0,09867	0,02719	0,08939

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym11	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	14,32173	47,07552	133,92625	440,21559
Sym12	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	8,80305	28,93561	133,07226	437,40851
Sym13	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,02604	0,08560	0,04051	0,13317
Sym14	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,79900	28,92232	133,07252	437,40938
Sym15	0,00050	0,07139	0,00165	0,23465	8,78548	28,87788	133,07341	437,41231

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym11	0,00050	64,00156	0,00165	210,37314	5,84307	19,20618	18,43129	60,58363
Sym12	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04785	0,15728	0,04531	0,14893
Sym13	0,00050	0,11623	0,00165	0,38203	0,02604	0,08560	0,04051	0,13317
Sym14	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Sym15	0,00050	0,07139	0,00165	0,23465	0,03002	0,09867	0,02719	0,08939

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym16	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Sym19	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02916	0,09586	0,02600	0,08546
Sym20	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym16	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,79900	28,92232	133,07252	437,40938
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Sym19	0,00050	2022,57061	0,00165	6648,18960	8,78328	28,87065	133,07356	437,41278
Sym20	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	8,79900	28,92232	133,07252	437,40938

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Sym16	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715
Sym17	0,00050	0,05608	0,00165	0,18435	0,01299	0,04271	0,01464	0,04811
Sym18	0,00050	0,06164	0,00165	0,20262	0,02108	0,06929	0,02340	0,07691
Sym19	0,00050	0,06201	0,00165	0,20384	0,02916	0,09586	0,02600	0,08546
Sym20	0,00050	0,11993	0,00165	0,39422	0,04381	0,14399	0,04173	0,13715

FT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03282	0,1079	0,02348	0,0772

FFT								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03321	0,1092	0,02337	0,0768

FFF								
Wavelets	ER (%)		EA(km)		EMR(%)	EMR(km)	DPR(%)	DPR(km)
	Min	Máx	Min	Máx	Total	Total	Total	Total
Dmey	0,00050	0,06164	0,0016	0,2026	0,03321	0,1092	0,02337	0,0768

APÊNDICE B – FUNÇÕES WAVELETS AMR NO MATLAB

B.1 A função *dwt*

A função *dwt* (*discrete wavelet transform*) realiza a Transformada *Wavelet* Discreta, decompondo um sinal unidimensional discretizado, $x(n)$, nos coeficientes de aproximação e detalhe de primeira escala (cA e cD , respectivamente), a partir de uma das *wavelets*-mães discretas “wname” contempladas pelo MATLAB. Essa estruturação é conforme a seguir.

$$[cA, cD] = dwt(x(n), 'wname');$$

Os vetores retornados cA e cD são relativos à *wavelet*-mãe escolhida e com cada um deles contendo a metade do número de amostras do sinal original, já que se trata da primeira escala. Depois de explanada a função *wavedec*, a seguir, poderá ser constatada que a função *dwt* é um caso particular daquela quando se utiliza o número de níveis igual a um ($N = 1$).

B.2 A função *wavedec*

Dado um sinal $x(n)$ discreto, a TWD em multiescalas é realizada pela função *wavedec* (decomposição *wavelet*). Ela realiza a decomposição *wavelet* em N escalas de um sinal unidimensional $x(n)$ através da *wavelet*-mãe discreta “wname”. A estrutura de programação dessa função é como a exibida abaixo.

$$[C, L] = wavedec(x(n), N, 'wname')$$

Observa-se que os parâmetros C e L retornados pela função são a representação do sinal no domínio *wavelet* discreto, isto é, de uma forma análoga, a $TWDx(C, L)$.

Os vetores C e L contêm toda a informação da decomposição *wavelet* do sinal, permitindo a análise do mesmo via AMR. Tal esquema de decomposição AMR executada pelo MATLAB é mostrado na Figura B.1.

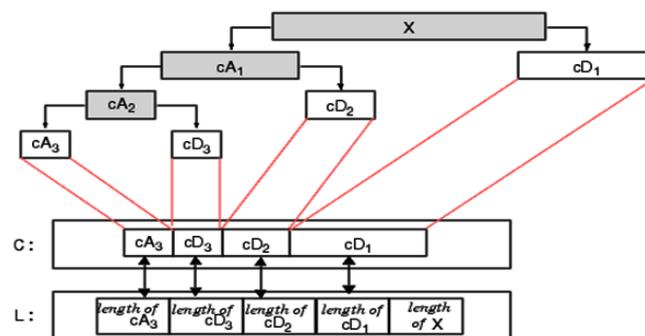


Figura B.1 – AMR realizada pelo MATLAB [MATHWORKS, 2005]

Da Figura B.1 verifica-se que a decomposição retorna um vetor C , contendo sequencialmente os coeficientes de detalhe de cada um dos N níveis, e os coeficientes de aproximação da enésima escala N . Tal decomposição também retorna um vetor L , que remete o valor do número de amostras contidas no sinal original e os valores de quantas contém os sub-vetores, as escalas, do vetor C . Os gráficos de um sinal e de sua decomposição presente no vetor C são exemplificados na Figura B.2, a operação realizada pela já referida função usando três escalas.

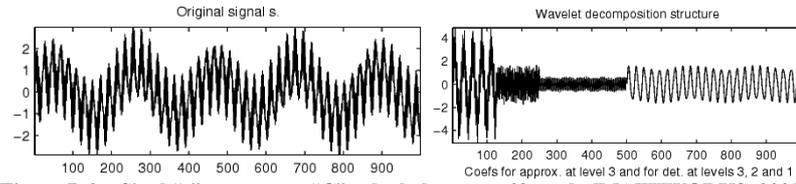


Figura B.2 – Sinal “s” e seu vetor “C” calculado para a 3ª escala [MATHWORKS, 2005]

B.3 A função *wfilters*

Essa função retorna os coeficientes dos filtros *wavelets* $F1$ e $F2$, passa-baixas e passa-altas, respectivamente, conseguidos a partir da *wavelet*-mãe “wname” e de um parâmetro “type”. Substituindo-se ‘type’ por ‘d’, esses filtros são calculados como sendo os de decomposição, enquanto que trocando por ‘r’, $F1$ e $F2$ são retornados como os filtros de reconstrução. A estruturação é como a abaixo.

$$[F1, F2] = wfilters('wname', 'type')$$

Admite-se ainda a estrutura a seguir, na qual BD , BR , AD e AR são, respectivamente, filtros passa-baixas e passa-altas de decomposição e de reconstrução.

$$[BD, AD, BR, AR] = wfilters('wname')$$

Os vetores retornados podem ser usados em funções *wavelets* como *wavedec*, *dwt*, *appcoef*, *detcoef*, entre outras, em substituição ao parâmetro “wname” de que necessitam.

A função *wfilters* pode trabalhar com as *wavelets* discretas das famílias: Biortogonal, Biortogonal reversa, Coiflets, Daubechies, Meyer e Symlets.

B.4 A função *detcoef*

A função *detcoef* realiza uma análise *wavelet* unidimensional que extrai os coeficientes de detalhe de um nível N desejado de um sinal que esteja em uma estrutura de decomposição *wavelet* $[C, L]$, onde o valor do nível deve limitar-se a $1 \leq N \leq \text{length}(L) - 2$, necessitando ter como máximo valor o do número inteiro de níveis usado na parametrização da função de obtenção de $[C, L]$. Portanto, *detcoef* tem que se utilizar dos parâmetros da decomposição *wavelet* calculados pela função *wavedec*.

$$cD = detcoef(C, L, N)$$

Então, essa função retornará os coeficientes de detalhe do sinal em uma dada escala, ou seja, retornará uma banda de altas frequências dele. A Figura B.3 ilustra tal operação.

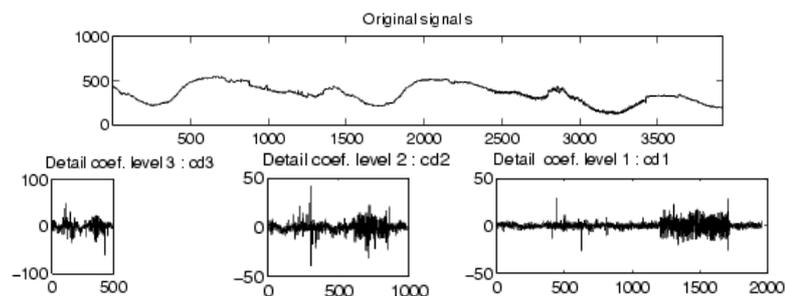


Figura B.3 – Coeficientes de detalhe de escala 1, 2 e 3 de um sinal “s” [MATHWORKS, 2005]

Assim como foram obtidos os coeficientes de detalhes, similarmente são podem ser obtidos os coeficientes de aproximação, isto é, espectro de baixas frequências para um dado nível, através do uso da função *appcoef*.

B.5 A função *appcoef*

Essa também é uma função *wavelet* de análise unidimensional, análoga à função *detcoef*, exceto por calcular os coeficientes de aproximação de um dado sinal, o espectro de baixa frequência, e por usar um parâmetro a mais, “wname”, ou equivalentemente, os vetores de coeficientes dos filtros *wavelets*. A notação é a apresentada na linha a seguir.

$$cA = \text{appcoef}(C, L, 'wname', N)$$

Novamente, o valor inteiro do nível de aproximação desejado, que parametriza essa função, deve ser menor ou igual ao valor utilizado na função *wavedec*, podendo ser zero, ao contrário da função *detcoef*, quando os coeficientes de aproximação serão o próprio sinal original.

Nas subseções anteriores mostrou-se como proceder a AMR realizando operações e análises relativas à decomposição de um sinal. Como estamos tratando de uma transformada, é evidente a necessidade de voltar ao domínio de origem, ou seja, é necessário reconstruir o sinal, assim como também os níveis de detalhe e de aproximação, contendo as bandas espectrais do mesmo. Nas seções subseqüentes são apresentadas algumas das funções *wavelets* que possibilitam essas operações.

B.6 A função *idwt*

A função *inverse discrete wavelet transform (idwt)*, a inversa da *dwt*, a partir dos coeficientes *wavelets* de aproximação e de detalhe da primeira escala e de uma *wavelet*-mãe ou, equivalentemente, de seus filtros *wavelets* de reconstrução, realiza a síntese, a reconstrução unidimensional de um sinal $x(n)$ que foi decomposto nesses coeficientes *wavelets*. A estruturação dos comandos pode ser uma das expressas a seguir.

$$x(n) = \text{idwt}(cA, cD, 'wname')$$

$$x(n) = \text{idwt}(cA, cD, BR, AR)$$

Nos comandos acima, fazendo-se *cA* um vetor vazio, isto é, $cA = []$, a função retorna a reconstrução dos coeficientes de detalhes de primeira escala do sinal $x(n)$. Analogamente, se *cD* é um vetor vazio, obtém-se a reconstrução dos coeficientes de aproximação de primeira escala do referido sinal. Deve-se atentar para o caso de utilização de uma *wavelet* diferente da usada para decomposição, quando o sinal reconstruído não será garantidamente o original, até mesmo pela possível diferença entre o número de amostras dos mesmos.

Com os coeficientes de aproximação e de detalhe em uma dada escala j (cA_j e cD_j), a *idwt* reconstrói cA_{j-1} e cD_{j-1} pela inversão da decomposição, inserindo zeros e convoluindo o resultado com os filtros de reconstrução, conforme diagrama esquemático mostrado abaixo.

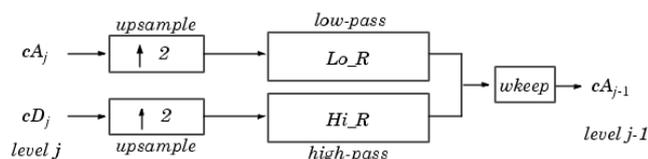


Figura B.4 – Esquemático da síntese *wavelet* em uma dada escala [MISITI, 2000]

B.7 A função *waverec*

Bem como a função anterior, essa função também realiza a síntese de um sinal unidimensional, porém não a partir dos coeficientes de aproximação e detalhes, mas da estrutura de decomposição *wavelet* dele $[C, L]$, e usando uma *wavelet* específica “wname” ou, igualmente, filtros *wavelets* de reconstrução. Ela é a função inversa da função *wavedec* e possibilita obter tanto o sinal discreto $x(n)$, quando $N = 0$, quanto um nível N dos coeficientes de aproximação.

$$xN(n) = \text{waverec}(C, L, \text{'wname'}, N)$$

O interesse na AMR para esse trabalho reside na análise dos transitórios contidos nos sinais das ondas viajantes, portanto, utiliza-se a função *wrcoef*, que faz a reconstituição dos coeficientes de detalhes superamostrados conforme o nível de detalhe desejado, com número de amostras igual ao do sinal original, realizando assim a operação da localização temporal de uma banda espectral de interesse. Essa mesma função também promove a reconstituição dos coeficientes de aproximação consoante o nível desejado, porém os níveis de aproximação não foram alvo do interesse prático aqui.

B.8 A função *wrcoef*

Ela reconstrói um vetor com os coeficientes de um sinal unidimensional, dada uma estrutura de decomposição *wavelet*. O parâmetro “type” novamente define se será reconstruída a escala N dos coeficientes de aproximação (‘a’) ou os de detalhe (‘d’). Na reconstrução de um nível de aproximação atribui-se $0 \leq N \leq \text{length}(L) - 2$ e na síntese de um nível de detalhe faz-se $1 \leq N \leq \text{length}(L) - 2$. A função também admite o uso dos vetores de filtros *wavelets* de reconstrução ao invés da *wavelet*-mãe.

$$xN(n) = \text{wrcoef}(\text{'type'}, C, L, \text{'wname'}, N)$$

Abaixo há uma linha de comando para exemplificação dessa função, onde foi solicitada, usando a Symlet de ordem 4, a reconstrução do quinto nível de aproximação do sinal (à esquerda da Figura B.5). Essa escala de aproximação é apresentada nessa mesma figura, à direita.

$$A5 = \text{wrcoef}(\text{'a'}, C, L, \text{'sym4'}, 5)$$

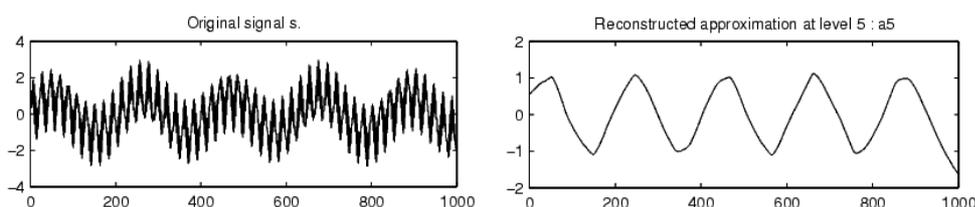


Figura B.5 – Sinal “s” e a reconstrução da aproximação do 5º nível dele [MATHWORKS, 2005]

APÊNDICE C – DADOS DE ENTRADA DOS COMPONENTES DO ATPDraw

C.1 Gerador SM59_NC:

- *Volt*: Magnitude da tensão em regime permanente nos terminais da máquina, em [V];
- *Freq*: Freqüência elétrica da máquina em regime permanente, em [Hz];
- *Angle*: Ângulo do fasor de tensão da fase *A* em regime permanente, em [°];
- *Poles*: Número de pólos;
- *SMOVTP*: Fator de proporcionalidade para divisão de potência ativa entre as máquinas em paralelo durante a inicialização. Na inexistência do paralelismo atribui-se valor 1;
- *SMOVTQ*: Análogo ao parâmetro SMOVTP para potência reativa;
- *RMVA*: Potência trifásica aparente da máquina, em [MVA];
- *RkV*: Tensão de linha da máquina, em [kV];
- *AGLINE*: Valor da corrente de campo, em [A];
- *RA* e *RN*: Resistências de armadura e neutro-terra, respectivamente, em [pu];
- *XL*, *X0*, *XN*, *X_d*, *X'_d*, *X''_d* e *X_q*, *X'_q*, *X''_q*: Reatância mútua de armadura, reatância de seqüência zero, reatância neutro-terra, reatâncias nos eixos “d” e “q” (síncrona, transitória e sub-transitória, respectivamente), todas em [pu];
- *XCAN*: Reatância característica de Canay, em [pu]. Usa-se o valor de *XL*;
- *Tdo'_d*, *Tdo''_d* e *Tqo'_q*, *Tqo''_q*: Constantes de tempo dos eixos “d” e “q” (transitória e sub-transitória, respectivamente), todas em [s];
- *HICO*: Momento de inércia da massa;
- *DSR*: coeficiente de desvio de velocidade;
- *DSD*: velocidade absoluta da massa girante;
- *FM*: constante de tempo, medida a partir das medições de circuito aberto ou fechado;
- *MECHUN*: definição das unidades das grandezas utilizadas, sendo valor 0 para as inglesas;

C.2 Transformador SATTRAFO:

- *I₀*: Corrente de magnetização em regime permanente, em [A];
- *F₀*: Fluxo em regime permanente através do ramo de magnetização, em [Wb-espira];
- *R₀*: Relutância de seqüência zero;
- *R_p*, *R_s*, *R_t* e *R_m*: Resistência do enrolamento primário, secundário e terciário e do ramo de magnetização, respectivamente, em [Ω];
- *L_p*, *L_s* e *L_t*: Indutância ou reatância do enrolamento primário, secundário e terciário, em [mH];
- *V_{rp}*, *V_{rs}* e *V_{rt}*: Tensão de linha no enrolamento primário, secundário e terciário, em [V];
- *Coupling*: Tipo de acoplamento;
- *Phase shift*: Avanço de fase em [°];
- *RMS*: Seleção da saturação, relacionando corrente e fluxo ou corrente e tensão.

C.3 Linha de Transmissão LT LINEZT_3:

- *R/l+* e *R/l0*: Resistências de seqüência positiva e zero, respectivamente, em [Ω/m];
- *A+* e *A0*: Indutâncias ou reatâncias indutivas de seqüência positiva e zero, respectivamente, em [mH/m] e [Ω/m];

- $B+$ e $B0$: Capacitâncias ou reatâncias capacitivas de sequência positiva e zero, em $[\mu F/m]$ e $[\mu Mho/m]$;
- l : Comprimento da linha, em [km];
- $ILINE$: Parametrizado com valores inteiros de 0 a 2;
- $IPUNCH$: Consideração da LT sem perdas (valor 0) e sem distorção (valor 1);

C.4 Banco de capacitores e reator - CAP_SHQV e REAT_SHQ:

- R_1, R_2 e R_3 : Resistência nas fases A, B e C , em $[\Omega]$;
- L_1, L_2 e L_3 : Reatância indutiva nas fases A, B e C , em $[\Omega]$;
- C_1, C_2 e C_3 : Reatância capacitiva nas fases A, B e C , em $[\mu Mho]$.

C.5 Chave controlada:

- $T - cl_1, T - cl_2, T - cl_3$: Instantes de fechamento das fases A, B e C , em [s];
- $T - op_1, T - op_2, T - op_3$: Instantes de abertura das fases A, B e C , em [s];
- $Imar$: Margem de corrente elétrica para abertura, em [A].

APÊNDICE D – ATPDRAW: SIMULAÇÃO DO SEP E OBTENÇÃO DAS OV_s

Cada um dos arquivos de falta modelado no ATP, obtidos da permutação das características de falta mostradas no capítulo V, foi simulado. Essa simulação é conseguida via comando ilustrado na Figura D.1.

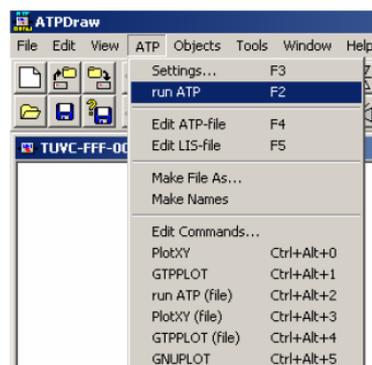


Figura D.1 – Exemplo de simulação de um arquivo no ATP

Tal comando compila o arquivo do ATPDraw ao ser selecionada primeira a opção “ATP” na barra de menu do *software* e depois a opção “run ATP”, ou simplesmente pelo atalho “F2”, como também mostra a Figura D.1. Instantaneamente aparecerá a janela da Figura D.2 mostrando valores e variáveis sendo processados.

The image shows a window titled 'C:\Arquivos de programas\ATP\tools\runATP.exe'. The window contains a list of numerical data for various components. The data is organized into columns, with some components having multiple rows of data. The components listed include X0146C, TUEQ1C, TERRA, TUE1B, and X0146C. The data values are in scientific notation, representing various simulation parameters and results.

Component	Value 1	Value 2	Value 3	Value 4	Value 5	Value 6
X0146C	75.292500255	-.277197122677E9	0.0	0.0	48962.591343773	
X0146C	45.7322736	-.28437473852E9				
TUEQ1C	72.417848698	-.384845108709E9	-.64028427005E-9	11616.	-18529.93177365	683
TUEQ1C	105.7246576	.979194261999E8	22953206.7353621		65813.593967666	
X0146C	72.417848698	-.38484510871E9	18241.715820377	116.7475962	-65813.59396767	
X0146C	-74.2753424	-.74966219465E8				
TERRA	0.5666113606	0.0	-.66206837368E9	0.0	824.42734522759	304
TERRA	-74.2677264	0.0	0.0	29333364.7041360	-2926.664461561	
TUE1B	0.5666113606	-.27118.20923464	460876.45105091		-824.4273452276	304
TUE1B	105.7322736	.229333364704E9	-460077.9345515	-93.3732618	2926.6644615606	
X0146C						
X0146C						

Figura D.2 – Janela de execução da simulação no ATP

D.1 Exportando as variáveis do ATP para arquivos de dados do MATLAB

Compilado o arquivo, utiliza-se um dos subprogramas do ATPDraw, o GTPPLOT, para exportar os valores das variáveis de interesse do usuário do ATP para um arquivo de dados do MATLAB, de extensão “.mat”. O GTPPLOT também está disponível no menu “ATP” do programa principal, conforme Figura D.1.

Como se observa na Figura D.1, o GTPPLOT é executado clicando em “ATP”, na barra menu do ATPDraw, ou pelo atalho “Ctrl+Alt+1”, e então a janela do GTPPLOT abrir-se-á análoga a Figura D.3.

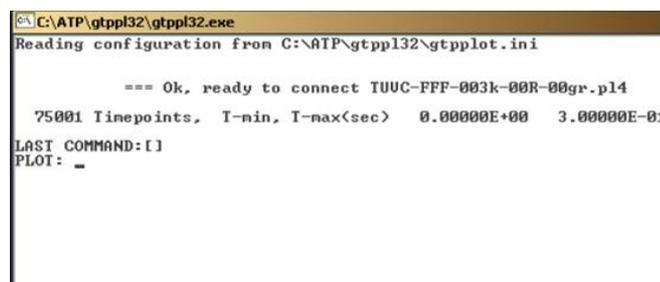


Figura D.3 – Janela de operação do programa GTPPLOT

O comando “choice” é o primeiro a ser inserido, que anteposto a um “enter”, lista todas as variáveis atreladas ao arquivo simulado, consoante mostrado na Figura D.4.

```

C:\ATP\gtpp32\gtpp32.exe
LAST COMMAND:[ ]
PLOT: choice
Data file [ TUUC-FFF-003k-00R-00gr.p14 ]
Type-4 entries (node voltages):
 1 TU500A  2 TU500B  3 TU500C  4 UC500A  5 UC500B  6 UC500C  7 UC230A
 8 UC230B  9 UC230C 10 GU230A 11 GU230B 12 GU230C 13 UT230A 14 UT230B
15 UT230C 16 SM230A 17 SM230B 18 SM230C
Type-8 entries (branch voltages, * branch power):
Type-7 entries (branch currents, * branch energy):
19 IUS11A-IUS01A 20 IUS11B-IUS01B 21 IUS11C-IUS01C 22 UC501A-UC511A
23 UC501B-UC511B 24 UC501C-UC511C 25 MACH 1-ID 26 MACH 1-IQ
27 MACH 1-IB 28 MACH 1-IF 29 MACH 1-IR 30 MACH 1-IG
31 MACH 1-IRQ 32 MACH 1-IA 33 MACH 1-IB 34 MACH 1-IC
35 MACH 1-EFD 36 MACH 1-MFORCE 37 MACH 1-MANG 38 MACH 1-TQ GEN
39 MACH 1-ANG 1 40 MACH 1-UEL 1 41 MACH 2-ID 42 MACH 2-IQ
43 MACH 2-IB 44 MACH 2-IF 45 MACH 2-IR 46 MACH 2-IG
47 MACH 2-IRQ 48 MACH 2-IA 49 MACH 2-IB 50 MACH 2-IC
51 MACH 2-EFD 52 MACH 2-MFORCE 53 MACH 2-MANG 54 MACH 2-TQ GEN
55 MACH 2-ANG 1 56 MACH 2-UEL 1 57 MACH 3-ID 58 MACH 3-IQ
59 MACH 3-IB 60 MACH 3-IF 61 MACH 3-IR 62 MACH 3-IG
63 MACH 3-IRQ 64 MACH 3-IA 65 MACH 3-IB 66 MACH 3-IC
67 MACH 3-EFD 68 MACH 3-MFORCE 69 MACH 3-MANG 70 MACH 3-TQ GEN
71 MACH 3-ANG 1 72 MACH 3-UEL 1 73 MACH 4-ID 74 MACH 4-IQ
75 MACH 4-IB 76 MACH 4-IF 77 MACH 4-IR 78 MACH 4-IG
LAST COMMAND:[choice]
PLOT:

```

Figura D.4 – Lista de variáveis retornadas pelo ATP

Dessas variáveis, escolhem-se as aqui desejadas para fazerem parte do arquivo de dados do MATLAB. O comando para tal escolha é realizado usando-se um travessão (ou igualmente válido, um asterisco) anteposto aos números correspondentes aos nomes das variáveis (vide figura anterior) que se deseja escolher. Feito isso as variáveis escolhidas apresentam-se na tela, demonstrando as que foram selecionadas, aguardando o próximo comando, como na Figura D.5.

```

C:\ATP\gtpp32\gtpp32.exe
Reading configuration from C:\ATP\gtpp32\gtpp32plot.ini

=== Ok, ready to connect TUUC-FFF-003k-00R-00gr.p14

75001 Timepoints. T-min, T-max(sec)  0.00000E+00  3.00000E-01

LAST COMMAND:[ ]
PLOT: /1 2 3 4 5 6

Request  Type  Curve  Name-1  Name-2
 1      4      1      TU500A
 2      4      2      TU500B
 3      4      3      TU500C
 4      4      4      UC500A
 5      4      5      UC500B
 6      4      6      UC500C

LAST COMMAND:[/1 2 3 4 5 6]
PLOT:

```

Figura D.5 – Janela do GTPPLOT com as variáveis escolhidas (à esquerda)

O próximo comando, “matlab”, envia todas as variáveis escolhidas anteriormente do arquivo do ATP para um arquivo de dados do MATLAB. Uma mensagem advierte que o próximo comando a ser digitado, “go”, ao invés de plotar e mostrar graficamente as variáveis, irá transportá-las para um arquivo de extensão “.mat”, como ilustrado na Figura D.6.

```

C:\ATP\gtpp32\gtpp32.exe

=== Ok, ready to connect TUUC-FFF-003k-00R-00gr.p14

75001 Timepoints. T-min, T-max(sec)  0.00000E+00  3.00000E-01

LAST COMMAND:[ ]
PLOT: /1 2 3 4 5 6

Request  Type  Curve  Name-1  Name-2
 1      4      1      TU500A
 2      4      2      TU500B
 3      4      3      TU500C
 4      4      4      UC500A
 5      4      5      UC500B
 6      4      6      UC500C

LAST COMMAND:[/1 2 3 4 5 6]
PLOT: matlab

--- Instead of plot, the next plot will be sent
to a disk file in MATLAB format.

LAST COMMAND:[matlab]
PLOT:

```

Figura D.6 – Janela do GTPPLOT exportando seis variáveis do ATP para o MATLAB

Após a mensagem alertando que as variáveis do arquivo simulado foram exportadas para um arquivo de dados do MATLAB, finaliza-se o procedimento de exportação digitando-se novamente o comando “go”, que plota as variáveis selecionadas e apresenta a mensagem de fim de processamento do GTPPLOT.

APÊNDICE E – SCRIPT DO ALGORITMO DO LOCALIZADOR

```

clear, %close all
% IMPORTANTANDO ARQUIVO DO ATP
arquivos = 'TUVC-FT-150k-000R-45gr01';
narqs = size(arquivos); narqs = narqs(1); nd=5;
for n = 1:15
    wm = ['db' num2str(n)]; disp(wm)
for arq = 1:1
    nomearq = arquivos(arq,:); disp(nomearq)
if arquivos(arq,6:7)=='FT' %obtenção do valor real da distância
    d = str2num(arquivos(arq,9:11));
    falta = 'FT';
else
    d = str2num(arquivos(arq,10:12));
    falta = arquivos(6:8);
end
tuvc = open(['D:\UFPA\MESTRADO\PESQUISAS\WAVELETS\arquivos faltas .MAT\Mat.Falta ' falta '_1MHz' \'
nomearq '.mat']);
snr = 1e5;
if snr<1e3 % APLICAÇÃO DE RUÍDO GAUSSIANO
VaTU = awgn(tuvc.vTU500A,snr,'measured'); VaVC = awgn(tuvc.vVC500A,snr,'measured');%adição ruído
Gaussiano relativo à potência do sinal
VbTU = awgn(tuvc.vTU500B,snr,'measured'); VbVC = awgn(tuvc.vVC500B,snr,'measured');
VcTU = awgn(tuvc.vTU500C,snr,'measured'); VcVC = awgn(tuvc.vVC500C,snr,'measured');
else
VaTU = tuvc.vTU500A; VaVC = tuvc.vVC500A;
VbTU = tuvc.vTU500B; VbVC = tuvc.vVC500B;
VcTU = tuvc.vTU500C; VcVC = tuvc.vVC500C;
end
tms = tuvc.t*1000; Ts = tuvc.t(2) - tuvc.t(1); clear t tuvc %tempo de us p/ ms e taxa de amostragem.
% TRANSFORMAÇÃO MODAL DE CLARKE DAS TENSÕES
Vm0TU = (VaTU+VbTU+VcTU)./3; %modo 0
Vm1TU = (2*VaTU-VbTU-VcTU)./3; %modo alfa
Vm2TU = (3^.5*VbTU-3^.5*VcTU)./3; %modo beta
Vm0VC = (VaVC+VbVC+VcVC)./3;
Vm1VC = (2*VaVC-VbVC-VcVC)./3;
Vm2VC = (3^.5*VbVC-3^.5*VcVC)./3;
% PARÂMETROS DA LT P/ CÁLCULO DA VELOCIDADE DAS OVs
l = 328.7; %km
v1 = 2.923264298630612e5; %km/s
% DECOMPOSIÇÃO WAVELET DOS MODOS DA TENSÃO
[C_Vm1TU,L_Vm1TU] = wavedec(Vm1TU,nd,wm);
[C_Vm1VC,L_Vm1VC] = wavedec(Vm1VC,nd,wm);
% RECONSTRUÇÃO DOS DETALHES WAVELETS DOS MODOS DAS TESÕES
DVm1TU = wrcoef('d',C_Vm1TU,L_Vm1TU,wm,1);
DVm1TU = DVm1TU.^2; %Obtenção dos coeficientes quadráticos
DVm1VC = wrcoef('d',C_Vm1VC,L_Vm1VC,wm,1);
DVm1VC = DVm1VC.^2;
% LOCALIZAÇÃO
im1TU = find(DVm1TU == max(DVm1TU),1);
im1VC = find(DVm1VC == max(DVm1VC),1);
tdm1 = (im1VC-im1TU)*Ts;
dcalc = (l-v1*tdm1)/2;
erroabs = abs(d-dcalc);
errorel = (abs(dcalc-d)/l)*100;
ea(arq,1) = erroabs; er(arq,1) = errorel; dr(arq,1) = d;
end
disp(['real absoluto relativo'])
erros = [dr ea er];
disp(erros)
save(['wm '_ falta '.txt'],'erros','-ASCII') %salva resultados em txt
clear erros
end

```