

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tese de Doutorado

**Localização de Faltas em Tempo Real Baseada na
Teoria de Ondas Viajantes Usando Dados Não
Sincronizados de Dois Terminais**

Felipe Vigolvino Lopes

Campina Grande - Paraíba - Brasil

© Felipe Vigolvino Lopes, Maio de 2014

Felipe Vigolvino Lopes

**Localização de Falhas em Tempo Real Baseada na Teoria
de Ondas Viajantes Usando Dados Não Sincronizados de
Dois Terminais**

Tese apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências do Programa de Doutorado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.
Orientador

Damásio Fernandes Júnior, D.Sc.
Orientador

Campina Grande - Paraíba - Brasil

Maio de 2014



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCC

L8641

Lopes, Felipe Vigolvino.

Localização de faltas em tempo real baseada na teoria de ondas viajantes usando dados não sincronizados de dois terminais / Felipe Vigolvino Lopes. – Campina Grande, 2014.

163 f.: il. color.

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

"Orientação: Prof. Dr. Washington Luiz Araújo Neves, Prof. Dr. Damásio Fernandes Júnior".

Referências.

1. Faltas em Linhas de Transmissão. 2. Linhas de Transmissão. 3. Ondas Viajantes. 4. Transformada de Park. 5. Transitórios Eletromagnéticos I. Neves, Washington Luiz Araújo. II. Fernandes Júnior, Damásio. III. Título.

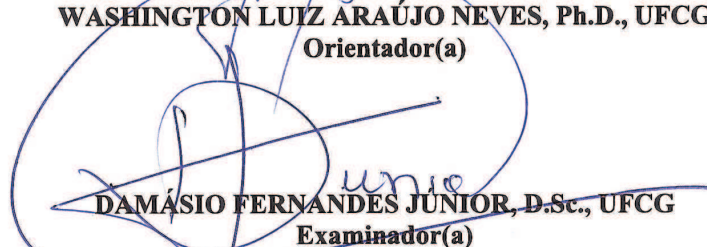
CDU 621.372.2(043)

"LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM TEMPO REAL BASEADA NA TEORIA DE ONDAS VIAJANTES USANDO DADOS NÃO SINCRONIZADOS DE DOIS TERMINAIS"


FELIPE VIGOLVINO LOPES


TESE APROVADA EM 22/05/2014



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


DAMÁSIO FERNANDES JUNIOR, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

MÁRIO OLESKOVICZ, Dr., USP-São Carlos
Examinador(a)


SÉRGIO KUROKAWA, Dr., UNESP-Ilha Solteira
Examinador(a)


FLÁVIO BEZERRA COSTA, D.Sc., UFRN
Examinador(a)


WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Aos meus pais Everaldo e Helenita, às minhas irmãs Raquel e Camila, e à minha noiva Lilian, DEDICO.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus acima de tudo e de todos por sempre estar me abençoando em cada fase da vida, dando-me forças para superar os obstáculos inesperados e concedendo-me a oportunidade de concretizar mais um sonho.

Ao CNPq pelo suporte financeiro desta pesquisa.

À minha noiva Lilian, pelo seu incentivo, paciência, compreensão, companheirismo e carinho, os quais, sem dúvidas, foram essenciais para superar as dificuldades encontradas no decorrer desta pesquisa.

Além de dedicar, agradeço à minha família, especialmente aos meus pais Everaldo e Helênia, e às minhas irmãs Raquel e Camila, que sempre se disponibilizaram a ajudar e sempre acreditaram em mim. Agradeço por toda paciência, incentivo e confiança.

Aos meus sobrinhos Guilherme e João Augusto, que mesmo sem saber, colaboraram diretamente nos momentos difíceis com sua alegria e descontração, ajudando-me a acalmar e encontrar as soluções necessárias.

Aos professores Washington Neves e Damásio Fernandes pela amizade e orientação, e aos professores Benemar, Núbia e Edmar pelos ensinamentos.

Aos funcionários da COPELE, Ângela, Pedro e Felipe.

Aos meus amigos Wellinsílvio, Kleber, Flávio, Célio, Ana Vitória, Daphne, Jamile, Cecília, Huilman, Raphael, Francisco, Karcus, Wilker, Alana, Paulo, Nelson, Eubis, Rômulo e Yonatha pela amizade e inúmeras contribuições.

Aos meus amigos de infância e do ramo musical Daniel, Pollianderson, Mailto, Filipe, Luciano, Marcos, Pedro Henrique, Pedro Medeiros, Bruno, Everlan, Danilo, Carlos Augusto e tantos outros amigos queridos pela colaboração direta ou indireta na concretização deste sonho.

Felipe Vigolwino Lopes

RESUMO

Um novo método de dois terminais para localização de faltas em linhas de transmissão baseado na teoria de ondas viajantes é proposto nesta tese. O algoritmo consiste na detecção em tempo real de transitórios nos sinais de tensão e corrente monitorados e requer a existência de um sistema de comunicação para intercâmbio de informações entre os terminais local e remoto da linha. Para desenvolver esta solução, propõe-se: (i) uma nova técnica de detecção de ondas viajantes baseada na Transformada de Park, a qual é capaz de identificar transitórios de falta em tempo real de forma bastante simples e robusta; (ii) uma nova formulação para localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes a partir de dados de dois terminais, a qual, diferentemente das formulações clássicas, é executada em tempo real considerando os efeitos do atraso dos sistemas de comunicação utilizados, sem requerer a sincronização de dados. A avaliação e validação do método proposto são realizadas por meio de simulações digitais de faltas via *Alternative Transients Program* (ATP) e de análises em tempo real no *Real Time Digital Simulator* (RTDSTM), nas quais são consideradas linhas fictícias e reais, cujos parâmetros são provenientes de sistemas elétricos pertencentes ao Sistema Interligado Nacional (SIN). Os resultados obtidos comprovam a eficiência do método proposto em detectar e localizar faltas em tempo real, fazendo uso de dados não sincronizados de dois terminais.

Palavras-chave: Faltas em linhas de transmissão; linhas de transmissão; localização de faltas; ondas viajantes; transformada de Park; transitórios eletromagnéticos.

ABSTRACT

A new two-terminal traveling wave-based fault location method is proposed in this thesis. It consists on the real-time transient detection on voltage and current monitored signals and requires the existence of a communication system for the exchange of information between local and remote line terminals. To develop this solution, it is proposed: (i) a novel traveling wave detection technique based on Park's transformation, which allows a very simple and robust real-time fault-induced transient identification; (ii) a new two-terminal traveling wave-based fault location formulation, which, unlike the classical ones, is executed in real-time considering the communication system latency effect, without requiring data synchronization. The proposed method evaluation and validation are carried out through digital fault simulations using the Alternative Transients Program (ATP) and the Real Time Digital Simulator (RTDSTM), in which fictitious and actual transmission lines are considered, whose parameters are from electrical power systems belonging to the Brazilian Power System Grid. The obtained results prove the proposed method efficiency to detect and locate faults in real time, using two-terminal unsynchronized data.

Keywords: Faults on transmission lines; transmission lines; fault location; traveling waves; Park's transformation; electromagnetic transients program.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Símbolos	xxi
Glossário	xxvi
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Justificativa e Relevância da Tese	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Contribuições da Tese	5
1.4 Organização do Texto	7
Capítulo 2 – Fundamentação Teórica	9
2.1 Modelos de Linhas de Transmissão	9
2.1.1 Modelo a Parâmetros Concentrados	9
2.1.2 Modelo a Parâmetros Distribuídos	11
2.2 Faltas em Linhas de Transmissão	14
2.3 Localização de Faltas em Linhas de Transmissão	15
2.3.1 Fundamentos da Análise de Componentes de Frequência Fundamental . .	15

2.3.2	Fundamentos da Análise de Transitórios de Falta	17
Capítulo 3 – Revisão Bibliográfica		20
3.1	Métodos Baseados em Componentes Fundamentais	21
3.2	Métodos Baseados em Componentes de Alta Frequência	23
3.3	Métodos Baseados em Inteligência Artificial	24
3.4	Métodos Baseados na Teoria de Ondas Viajantes	25
3.4.1	Técnicas para detecção de transitórios	27
3.5	Tendências Recentes dos Métodos de Localização de Faltas	29
3.6	Síntese da Revisão Bibliográfica e Avaliação das Tendências	30
Capítulo 4 – Análise Comparativa Entre Métodos de Localização de Faltas		33
4.1	Descrição dos Métodos de Localização de Faltas Avaliados	33
4.1.1	Notação Adotada	33
4.1.2	Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993)	34
4.1.3	Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982)	34
4.1.4	Método III (ZIEGLER, 2010)	36
4.1.5	Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990)	36
4.1.6	Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992)	37
4.1.7	Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009)	39
4.2	Avaliação do Desempenho dos Métodos Implementados	40
4.2.1	Análise da Influência de Imprecisões nos Parâmetros da LT	41
4.2.2	Análise da Influência das Características de Falta	44
4.2.3	Análise da Influência da Compensação Série Capacitiva	49
4.3	Síntese do Capítulo	53
Capítulo 5 – Método Proposto		55

5.1	Método Proposto para a Detecção de Transitórios	55
5.1.1	Uso da TDQ para Detecção de Faltas	57
5.1.2	Etapa 1: Processamento das Componentes de Eixo Direto A_d	58
5.1.3	Etapa 2: Calibração dos Limiares Auto-Adaptativos	61
5.1.4	Etapa 3: Detecção do Instante Inicial dos Transitórios	62
5.1.5	Fluxograma do Método Proposto para a Detecção de Transitórios	65
5.2	Método Proposto para Localização de Faltas	65
5.2.1	Eliminação da Necessidade de Dados Sincronizados	68
5.2.2	Correção do Efeito do Atraso dos Canais de Comunicação	71
5.2.3	Adaptação da Formulação Proposta para Atrasos com Alta Variabilidade	75
5.2.4	Fluxograma do Método Proposto para Localização de Faltas	76
5.3	Síntese do Capítulo	77
Capítulo 6 – Avaliação do Método Proposto para Detecção de Transitórios		78
6.1	Aplicação do Método Proposto em Oscilografias Reais	78
6.2	Avaliação do Método de Detecção Proposto via ATP	82
6.2.1	Estudos de Casos	82
6.2.2	Comparação entre Métodos Baseados na TDQ, na TWD e na TWDR	85
6.3	TDQ Aplicada em Métodos de Localização de Faltas	92
6.4	Síntese do Capítulo	95
Capítulo 7 – Avaliação do Método Proposto para Localização de Faltas		96
7.1	Casos Simulados no ATP	96
7.2	Método Proposto <i>versus</i> Método Clássico: Análise via ATP	98
7.3	Influência de Imprecisões no Valor Estimado do Atraso δ	99
7.4	Avaliação do Método Proposto em Tempo Real via RTDS TM	101

7.4.1	Sistema Elétrico Modelado no RTDS TM e Casos Simulados	101
7.4.2	Avaliação do Método Proposto Considerando δ_{ji} com Pequena Variabilidade	103
7.4.3	Avaliação do Método Proposto Considerando δ_{ji} com Alta Variabilidade .	104
7.5	Síntese do Capítulo	107
Capítulo 8 – Conclusões e Propostas para Trabalhos Futuros		108
Referências Bibliográficas		112
Apêndice A – Descrição dos Sistemas Elétricos Avaliados		123
A.1	Linha 230 kV, Recife II-Bongi (LT RCD-BGI)	123
A.2	Linha 230 kV, Milagres-Banabuiú (LT MLG-BNB)	124
Apêndice B – Avaliação de Aproximações Típicas da Velocidade de Propagação		126
B.1	Contextualização do Problema	126
B.1.1	Aproximações Típicas	127
B.1.2	Velocidade de Propagação <i>Versus</i> Frequências Dominantes	128
B.2	Simulações Computacionais Realizadas	131
B.2.1	Algoritmos Implementados	132
B.2.2	Resultados e Análises	133
Apêndice C – Fundamentos do Algoritmo de Estimação de Fasores Implementado		137
C.1	Filtro Digital de Fourier de Um Ciclo	138
C.2	Resposta no Tempo do Algoritmo de Fourier de Um Ciclo	141
C.3	Eliminação da Componente CC de Decaimento Exponencial	142
Apêndice D – Desenvolvimento Matemático da TDQ		145

D.1	Análise do Sistema em Regime Permanente	149
D.1.1	Sistema Balanceado Sem Desvio de Frequência	149
D.1.2	Sistema Desbalanceado Sem Desvio de Frequência	150
D.1.3	Determinação do módulo A_m e da fase θ_v dos Sinais Avaliados	151
D.2	Avaliação de Sinais com Nível CC	152
Apêndice E – Ferramenta de Simulação em Tempo Real		155
E.1	Princípio de Funcionamento do RTDS™	155
E.2	<i>Softwares</i> do RTDS™	156
E.2.1	Módulo <i>Draft</i> ®	157
E.2.2	Módulo <i>Tline</i> ®	158
E.2.3	Módulo <i>Runtime</i> ®	159
E.2.4	Módulo <i>Component Builder (CBuilder)</i> ®	160
E.3	Implementações Realizadas no RTDS™	160

LISTA DE FIGURAS

1.1	Indicadores de continuidade do serviço da rede básica (Fonte: Site ONS, www.ons.org.br , acessado no dia 03/04/2014).	3
2.1	Modelo de LT a parâmetros concentrados: (a) linhas curtas ($\ell < 80$ km); (b) linhas médias ($80 \leq \ell < 250$ km)	10
2.2	Modelo de LT a parâmetros distribuídos.	11
2.3	Ondas progressivas e regressivas.	12
2.4	Modelo de LT a parâmetros distribuídos para a i -ésima componente simétrica.	13
2.5	Registro oscilográfico real de uma falta CT em uma LT de 230 kV: (a) variações nas formas de onda de tensão; (b) variações nas formas de onda da corrente.	14
2.6	Esquema de janelamento aplicado a um sinal de corrente.	17
2.7	Diagrama de reflexões de uma falta no ponto F de uma LT de comprimento ℓ	18
4.1	Diagrama unifilar do SEP de teste avaliado.	34
4.2	Análise da influência de imprecisões nos parâmetros de sequência zero (Z_{L0}) da LT: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	42
4.3	Análise da influência de imprecisões nos parâmetros de sequência positiva (Z_{L1}) da LT: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	43

4.4	Análise da influência do tipo de falta: (a) AT; (b) BT; (c) CT; (d) AB; (e) BC; (f) AC; (g) ABT; (h) BCT; (i) ACT; (j) ABC.	45
4.5	Análise da influência da resistência de falta: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	46
4.6	Análise da influência do ângulo de incidência da falta: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	47
4.7	Análise da compensação série capacitiva instalada em 1 terminal da LT:: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	50
4.8	Análise da compensação série capacitiva instalada em 2 terminais da LT:: (a) Método I (GALE <i>et al.</i> , 1993); (b) Método II (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS <i>et al.</i> , 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC <i>et al.</i> , 2009).	51
5.1	Uso da TDQ: (a) estudo de máquinas elétricas; (b) monitoramento de SEP trifásicos.	57
5.2	Processamento das componentes de eixo direto: (a) sinal trifásico de tensão; (b) componente de eixo direto da tensão (V_d); (c) coeficientes c_{dif} da tensão; (d) energia ξ_{dif} da tensão; (e) sinal trifásico de corrente; (f) componente de eixo direto da corrente (I_d); (g) coeficientes c_{dif} da corrente; (h) energia ξ_{dif} da corrente.	61
5.3	Detecção do instante inicial dos transitórios: (a) Correntes monitoradas; (b) Identificação de crescimentos abruptos da energia ξ_{dif}	63
5.4	Fluxograma do método de detecção de transitórios proposto.	65
5.5	Diagrama de reflexões para uma LT monitorada em dois terminais.	66

5.6	Esquema do sistema de localização de faltas proposto.	68
5.7	Valores assumidos pelo termo $(t_{j1} - t_{i1})$ para faltas ao longo de uma LT.	69
5.8	Esquema do circuito do módulo localizador de faltas.	70
5.9	Cálculo do período $\tau = t_{j1} - t_{i1} $ em tempo real: (a) Tensões na Barra i ; (b) Tensões na Barra j ; (c) Variáveis binárias usadas no cálculo de τ	71
5.10	Efeito do atraso na transmissão de dados para faltas: (a) na primeira metade da LT ($d \leq \frac{\ell}{2}$); (b) na segunda metade da LT ($d > \frac{\ell}{2}$).	73
5.11	Fluxograma do método de localização de faltas proposto.	77
6.1	Registros oscilográficos reais de um RDP (64 amostras/ciclo): (a) Tensão; (b) Corrente.	79
6.2	Registros oscilográficos reais de um RDP (256 amostras/ciclo) e de um relé digital (20 amostras/ciclo): (a) Corrente (RDP); (b) Corrente (relé).	79
6.3	Registros oscilográficos reais de um RDP (96 amostras/ciclo) e de um relé digital (24 amostras/ciclo): (a) Tensão (RDP); (b) Tensão (relé); (c) Corrente (RDP); (d) Corrente (relé).	81
6.4	SEP de 230 kV modelado para avaliação do método de detecção de transitórios proposto.	83
6.5	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	87
6.6	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	87
6.7	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	87
6.8	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	88
6.9	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	88

6.10	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta. . .	88
6.11	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	89
6.12	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	89
6.13	Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	89
6.14	Gráfico do polígono de frequência acumulada que relaciona o número de faltas simuladas com os erros verificados na detecção de transitórios: (a) LT não transposta; (b) LT transposta.	91
7.1	Diagrama unifilar do SEP no qual se encontra instalada a LT 230 kV 04M2/MLG-BNB.	97
7.2	Desempenho do método proposto e do método clássico quando consideradas medições perfeitamente sincronizadas.	99
7.3	Desempenho do método proposto e do método clássico quando consideradas medições não sincronizadas com erros de sincronismo de: (a) 20° ; (b) 32°	99
7.4	Desempenho do método proposto considerando erros no valor estimado do atraso do canal de comunicação para: (a) $\delta_{21} = 1$ ms; (b) $\delta_{21} = 1,5$ ms.	100
7.5	SEP de 230 kV modelado na interface <i>Draft</i> [®] do RTDS [™]	103
7.6	Análise em tempo real do desempenho do método proposto e de um método clássico baseado na teoria de ondas viajantes usando: (a) Dados sincronizados; (b) Dados não sincronizados com erros de sincronismo de 0,926 ms ($\approx 20^\circ$). . .	104
7.7	Campo de busca estimado pelo método proposto considerando valores de δ_{ji} com alta variabilidade.	105

A.1	SEP modelado para simulação de faltas na LT RCD-BGI.	123
A.2	SEP modelado para simulação de faltas na LT MLG-BNB.	124
B.1	SEP de 230 kV/60 Hz avaliado.	128
B.2	Estrutura da torre da LT modelada.	128
B.3	Frequências dominantes para faltas na LT avaliada.	129
B.4	Velocidade de propagação das ondas viajantes em função da frequência dominante.	130
B.5	Frequências dominantes para faltas nas LT de 150 km, 402 km e 900 km.	131
B.6	Erros das localizações estimadas quando usadas aproximações de v_p que consideram os parâmetros da linha: (a) LT de 150 km; (b) LT de 402 km; (c) LT de 900 km.	134
B.7	Erros das localizações estimadas quando usadas aproximações de v_p que não consideram os parâmetros da linha: (a) LT de 150 km; (b) LT de 402 km; (c) LT de 900 km.	134
C.1	Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo.	140
C.2	Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo convoluídos com a resposta em frequência do filtro <i>anti-aliasing</i>	140
C.3	Resposta no tempo do algoritmo FCDFT: (a) Tensão; (b) Corrente.	141
C.4	Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo convoluídos com a resposta em frequência do filtro <i>anti-aliasing</i> e do filtro mímico.	143
C.5	Resposta no tempo do algoritmo FCDFT com filtro mímico: (a) Tensão; (b) Corrente.	144
E.1	<i>Racks</i> do RTDS TM disponíveis no comércio.	157
E.2	Interface do módulo <i>Draft</i> [®]	158
E.3	Interface do módulo <i>Tline</i> [®]	158
E.4	Interface do módulo <i>Runtime</i> [®]	159
E.5	Interface do módulo <i>CBuilder</i> [®]	160

E.6	Módulos do sistema localizador de faltas proposto implementados no módulo <i>CBuilder</i> [®] : (a) Módulo detector de transitórios; (b) Módulo localizador de faltas.	161
E.7	Sistema localizador de faltas implementado no módulo <i>Draft</i> [®]	162
E.8	Interface do <i>Runtime</i> [®]	163

LISTA DE TABELAS

3.1	Resumo da revisão bibliográfica referente à localização de faltas em LT.	32
3.2	Resumo da revisão bibliográfica referente à detecção de transitórios.	32
4.1	Sinais de entrada dos métodos de um terminal.	35
4.2	Resumo das características dos métodos avaliados.	53
5.1	Tabela da verdade para o circuito do módulo localizador de faltas.	70
6.1	Características das faltas simuladas via ATP na LT IEEE 230 kV.	84
6.2	Configuração das torres de transmissão do SEP IEEE de 230 kV modelado. . . .	85
6.3	Erro médio dos métodos baseados na TDQ, TWD e TWDR.	91
6.4	Comparação entre métodos baseados na TWD, na TWDR e na TDQ.	92
6.5	LT com circuito simples.	94
6.6	LT com circuito duplo sem compensação série.	95
6.7	LT com circuito duplo com compensação série.	95
7.1	Características das faltas simuladas via ATP na LT MLG-BNB, 230 kV, 04M2. . .	97
7.2	Médias e desvios padrão considerando a influência de $\Delta\delta$	100
7.3	Características das faltas simuladas via RTDS TM	103
7.4	Número de casos nos quais a falta se encontra dentro do campo de busca estimado.	106
A.1	Dados do SEP modelado para simulação de faltas na LT RCD-BGI.	123
A.2	Curva de saturação do transformador da SE ICO.	125

A.3	Dados do transformador, reatores e carga da porção avaliada do SIN.	125
A.4	Dados das linhas de transmissão da porção avaliada do SIN.	125
A.5	Dados dos equivalentes de Thévenin da SE MLG e da SE BNB.	125
B.1	Parâmetros das LT modeladas (60 Hz).	129
B.2	Parâmetros dos equivalentes utilizados.	129
B.3	Erro absoluto médio das localizações estimadas.	135

LISTA DE SÍMBOLOS

- A_a - Grandezas elétricas (tensão ou corrente) da fase A.
- A_b - Grandezas elétricas (tensão ou corrente) da fase B.
- A_c - Grandezas elétricas (tensão ou corrente) da fase C.
- A_d - Grandezas elétricas (tensão ou corrente) de eixo direto.
- A_q - Grandezas elétricas (tensão ou corrente) de eixo em quadratura.
- A_n - Amplitude do fasor estimado para a n -ésima harmônica.
- B_{ix} - Bit de detecção de transitórios gerado na Barra i e medido na Barra x , sendo $x = i$ ou j .
- B_{jx} - Bit de detecção de transitórios gerado na Barra j e medido na Barra x , sendo $x = i$ ou j .
- B_{XORx} - Bit de saída da porta lógica XOR instalada no módulo localizador de faltas instalado na Barra x , sendo $x = i$ ou j .
- c - Capacitância em derivação da linha por unidade de comprimento.
- c_{dif} - Coeficientes incrementais de A_d .
- d - Distância de falta.
- d_{SR} - Distância estimada do ponto de falta no sentido da Barra S para a Barra R.
- d_{ij} - Distância estimada do ponto de falta no sentido da Barra i para a Barra j .
- d_{ji} - Distância estimada do ponto de falta no sentido da Barra j para a Barra i .
- d_{ij}^{sup} - Limite superior do campo de busca estimado.
- d_{ij}^{inf} - Limite inferior do campo de busca estimado.
- f - Frequência fundamental (dada em Hz).

- F_s - Frequência de amostragem.
- F_{SE} - Fator de sensibilidade da energia utilizado no detector de transitórios.
- g - Condutância em derivação da linha por unidade de comprimento.
- GC - Grau de compensação da linha.
- \mathbf{h}_{re} - Parte real dos coeficientes dos filtros digitais de Fourier de um ciclo.
- \mathbf{h}_{im} - Parte imaginária dos coeficientes dos filtros digitais de Fourier de um ciclo.
- I_S - Corrente no terminal emissor da linha.
- I_R - Corrente no terminal receptor da linha.
- \widehat{I}_S - Fasor fundamental da corrente no terminal emissor da linha.
- \widehat{I}_R - Fasor fundamental da corrente no terminal receptor da linha.
- I_{PRI} - Corrente primária.
- I_{SEC} - Corrente secundária.
- I_{FILT} - Corrente secundária filtrada pelo filtro *anti-aliasing*.
- K - Ganho do filtro mímico.
- k_{cx} - Saída do contador do módulo localizador de faltas instalado na Barra x , sendo $x = i$ ou j .
- l - Indutância série da linha por unidade de comprimento.
- ℓ - Comprimento da linha.
- N - Número de amostras na janela de dados.
- n - Número de medições do atraso por experimento.
- r - Resistência série da linha por unidade de comprimento.
- R_L - Resistência série da linha.
- R_F - Resistência de falta.
- t_{S1} - Instante de chegada das primeiras ondas incidentes na Barra S.
- t_{R1} - Instante de chegada das primeiras ondas incidentes na Barra R.

- t_{i1} - Instante de chegada das primeiras ondas incidentes na Barra i .
- t_{j1} - Instante de chegada das primeiras ondas incidentes na Barra j .
- t_{CHij} - Latência do canal de comunicação na transmissão de dados da Barra i para a Barra j .
- t_{CHji} - Latência do canal de comunicação na transmissão de dados da Barra j para a Barra i .
- t_{TXx} - Tempo utilizado pelo dispositivo localizador de faltas instalado na Barra x para preparar e enviar dados, sendo $x = i$ ou j .
- t_{falta} - Instante de incidência da falta.
- t_{ref} - Instante esperado para o início dos transitórios de falta no terminal monitorado.
- V_S - Tensão no terminal emissor da linha.
- V_R - Tensão no terminal receptor da linha.
- \widehat{V}_F - Fator fundamental da tensão no ponto de falta.
- \widehat{V}_S - Fator fundamental da tensão no terminal emissor da linha.
- \widehat{V}_R - Fator fundamental da tensão no terminal receptor da linha.
- v_p - Velocidade de propagação das ondas viajantes.
- v_c - Velocidade da luz.
- v_{fund} - Aproximação da velocidade de propagação calculada a partir dos parâmetros na frequência fundamental.
- v_{freq} - Aproximação da velocidade de propagação calculada a partir dos parâmetros na frequência fundamental, mas identificando a frequência dominante dos transitórios.
- $v_{perdas \rightarrow 0}$ - Aproximação da velocidade de propagação calculada a partir dos parâmetros na frequência fundamental, considerando a linha sem perdas.
- $v_{0,97v_c}$ - Aproximação da velocidade de propagação considerando esta como sendo 97% da velocidade da luz.
- $v_{0,98v_c}$ - Aproximação da velocidade de propagação considerando esta como sendo 98% da velocidade da luz.

- $v_{0,99v_c}$ - Aproximação da velocidade de propagação considerando esta como sendo 99% da velocidade da luz.
- v_{1v_c} - Aproximação da velocidade de propagação considerando esta como sendo 100% da velocidade da luz.
- v_S - Velocidade de propagação das ondas viajantes que se propagam na direção da Barra S.
- v_R - Velocidade de propagação das ondas viajantes que se propagam na direção da Barra R.
- V_{PRI} - Tensão primária.
- V_{SEC} - Tensão secundária.
- V_{FILT} - Tensão secundária filtrada pelo filtro *anti-aliasing*.
- X_L - Reatância indutiva série da linha.
- Y_L - Admitância em derivação da linha.
- Z_L - Impedância série da linha.
- Z_c - Impedância característica.
- Z_P - Impedância própria da linha.
- Z_M - Impedância mútua da linha.
- Z_{L0} - Impedância série de sequência zero da linha.
- Z_{L1} - Impedância série de sequência positiva da linha.
- z - Valor de distribuição normal padrão unitária.
- α - Coeficiente de identificação de faltas na primeira e segunda metades da linha.
- γ - Constante de propagação.
- Δt - Período de amostragem.
- $\Delta\theta$ - Defasagem entre as tensões/correntes de eixo direto e da fase A.
- Δk_{EN} - Tamanho da janela utilizada no cálculo de ξ_{dif} .
- ΔF_{SE} - Tamanho da janela utilizada no cálculo do fator de sensibilidade F_{SE} .

- Δk_{DET} - Tamanho da janela utilizada na detecção do instante inicial dos transitórios.
- $\Delta \xi$ - Relação do crescimento das energias ξ_{dif} na janela curta Δk_{DET} .
- δ_{ij} - Atraso na transmissão de dados da Barra i para a Barra j .
- δ_{ji} - Atraso na transmissão de dados da Barra j para a Barra i .
- $\Delta \delta$ - Erro no valor estimado do atraso do canal de comunicação.
- $\bar{\delta}_{ij}^{sup}$ - Limite superior do intervalo de confiança do atraso do canal de comunicação.
- $\bar{\delta}_{ij}^{inf}$ - Limite inferior do intervalo de confiança do atraso do canal de comunicação.
- $\bar{\delta}_{ij}$ - Atraso médio calculado em cada experimento com n medições.
- ϵ_{det} - Erro, em número de amostras, decorrente do atraso na detecção do instante inicial dos transitórios de falta.
- ϵ_r - Erro relativo percentual da localização estimada do ponto de falta.
- η_{MS} - Margem de segurança do detector de transitórios.
- θ_F - Ângulo de incidência da falta.
- θ_v - Ângulo de fase das grandezas elétricas da fase A.
- $\mu_{\delta_{ij}}$ - Media dos atrasos médios calculados em cada experimento.
- ξ_{dif} - Energias janeladas dos coeficientes incrementais c_{dif} .
- $\sigma_{\delta_{ij}}$ - Desvio padrão dos atrasos médios calculados em cada experimento.
- τ_ℓ - Tempo de trânsito da linha.
- τ - Período $|t_{j1} - t_{i1}|$ entre os instantes de chegada das ondas incidentes nas barras i e j .
- τ_x - Período entre os instantes de chegada das ondas incidentes nas barras i e j estimado pelo dispositivo localizador de faltas instalado na Barra x , sendo $x = i$ ou j .
- τ_d - Constante de tempo de projeto do filtro mímico.
- φ_n - Fase do fasor estimado para a n -ésima harmônica.
- ω - Frequência angular fundamental (dada em $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$).

GLOSSÁRIO

- A/D - Analógico/digital.
- AIEE - *American Institute of Electrical Engineers.*
- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica.
- ATP - *Alternative Transients Program.*
- BPA - *Bonneville Power Administration.*
- Chesf - Companhia Hidro Elétrica do São Francisco.
- CIGRE - *International Council on Large Electric Systems.*
- CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.
- DIPC - Duração da interrupção no ponto de controle.
- EMTP - *Electromagnetic Transients Program.*
- FIPC - Frequência da interrupção no ponto de controle.
- GPS - *Global Positioning System.*
- GSE - Grupo de Sistemas Elétricos.
- IED - *Intelligent electronic device.*
- IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*
- LF - Localizador de faltas.
- LT - Linha de transmissão.
- ONS - Operador Nacional do Sistema.
- P&D - Pesquisa e desenvolvimento.
- RDP - Registrador digital de perturbação.
- RTDS - *Real Time Digital Simulator.*

-
- SE - Subestação.
- SEP - Sistema elétrico de potência.
- SIN - Sistema Interligado Nacional.
- TC - Transformador de corrente.
- TNA - *Transient Network Analyser*.
- TPC - Transformador de potencial capacitivo.
- TDQ - Transformada de Park.
- TWD - Transformada *wavelet* discreta.
- TWDR - Transformada *wavelet* discreta redundante.
- UFCG - Universidade Federal de Campina Grande.

1.1 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA DA TESE

Em um sistema elétrico de potência (SEP), as linhas de transmissão (LT) se destacam como uma das partes mais importantes, pois possibilitam o transporte de energia elétrica desde a sua geração até o consumo final. No Sistema Interligado Nacional (SIN), as unidades geradoras se baseiam predominantemente no potencial hidrelétrico da natureza, o qual existe de forma bastante dispersa e, na maioria das vezes, distante dos grandes centros consumidores. Assim, para permitir a transmissão de energia elétrica até os locais mais remotos, é comum a utilização de LT longas, as quais, devido às suas grandes extensões, são mais susceptíveis à queda dos condutores devido a intempéries, problemas de natureza elétrica, mecânica ou térmica.

Segundo dados do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), o sistema de transmissão nacional já soma mais de 100.000 km de extensão¹, comprimento este suficiente para dar duas voltas e meia ao planeta Terra. Só a Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (Chesf) possui mais de 18.000 km de LT operando nas tensões de 500 kV, 230 kV, 138 kV e 69 kV². Já em outros SEP, como o de Itaipu, podem ser encontradas LT com comprimentos da ordem de 900 km interligando a subestação (SE) de Foz do Iguaçu-PR à SE Tijuco Preto-SP³.

Em geral, quanto maiores as LT, maior é a susceptibilidade destas à ocorrência de distúrbios devido a causas naturais, dentre os quais se destacam os curto-circuitos, popularmente denominados de faltas, que são normalmente classificados como o tipo de distúrbio mais preocupante para os SEP. Neste contexto, sabe-se que, após a isolação de faltas, o pronto restabelecimento do sistema é imprescindível para evitar desligamentos prolongados, fato este que tem motivado a busca por meios de localizar rapidamente o ponto da LT a ser reparado.

¹Informação extraída do site www.ons.org.br, no dia 03/04/2014.

²Informação extraída do site www.chesf.gov.br, no dia 03/04/2014.

³Informação extraída do site www.itaipu.gov.br, no dia 03/04/2014.

Ao longo dos anos, a busca por meios de minimizar a duração de desligamentos decorrentes de faltas nos SEP tem motivado o desenvolvimento de diversos métodos de localização de faltas, os quais têm sido cada vez mais utilizados por empresas atuantes na transmissão e distribuição de energia elétrica. Normalmente, após uma primeira estimativa do local do defeito calculada por dispositivos localizadores instalados no SEP, as concessionárias utilizam vias terrestres e/ou helicópteros para identificar o ponto exato da falta, procedimento este que pode ser lento em alguns casos, a depender do comprimento da LT, do relevo da região na qual a LT se encontra instalada, das condições climáticas no momento da inspeção e da precisão dos dispositivos localizadores. Portanto, é nítida a dificuldade de localizar faltas em LT quando não se dispõe de uma estimativa inicial confiável do local do defeito.

Segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e o ONS, os serviços de transmissão e distribuição de energia elétrica no SIN devem satisfazer limites mínimos de qualidade de energia relacionados tanto à disponibilidade quanto à continuidade de serviço. Assim, em casos nos quais a duração de desligamentos (programados ou não) ultrapassem os limites padrões de indisponibilidade estabelecidos pelos órgãos regulamentadores, penalidades em forma de multas ou de compensações financeiras aos consumidores afetados são aplicadas, o que em geral, é muito oneroso para as concessionárias de energia elétrica. Por isso, o uso de dispositivos para localização de faltas tem se tornado prática comum nas concessionárias, o que, conseqüentemente, tem ocasionado melhorias nos índices de continuidade de serviço.

Conforme demonstrado na Figura 1.1 para o sistema elétrico brasileiro em todos os níveis de tensão da rede básica no período de 2000 a 2011, as taxas de continuidade de serviço referentes à *Duração da Interrupção no Ponto de Controle* (DIPC)⁴ e à *Frequência da Interrupção no Ponto de Controle* (FIPC)⁵ têm apresentado melhorias relevantes nos últimos anos. Por exemplo, o indicador DIPC diminuiu bastante no período de 2000 a 2008, mas voltou a crescer entre 2009 e 2011. Este aumento na duração das interrupções associado à contínua expansão do SIN tem motivado pesquisas no sentido de elaborar novas técnicas capazes de localizar faltas de forma rápida, confiável e precisa, o que reduz o tempo de busca do defeito, agilizando o reparo da LT e, conseqüentemente, minimizando o indicador DIPC.

⁴O DIPC é o somatório das durações das interrupções do ponto de controle com duração maior ou igual a 1 minuto, sendo o ponto de controle o conjunto de instalações da rede básica que fazem fronteira com os ativos de conexão dos agentes de geração, de distribuição, consumidores livres e demais instalações de transmissão.

⁵O FIPC é número total de interrupções do ponto de controle com duração igual ou superior a 1 minuto.

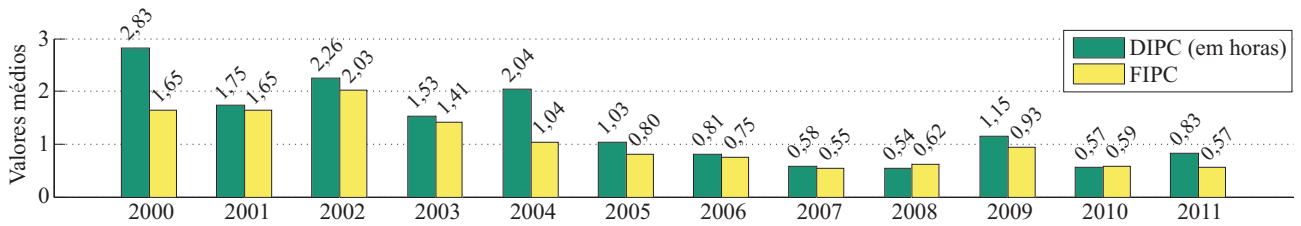


Figura 1.1. Indicadores de continuidade do serviço da rede básica (Fonte: Site ONS, www.ons.org.br, acessado no dia 03/04/2014).

Atualmente, pode ser encontrada na literatura uma vasta gama de técnicas que utilizam diferentes análises e conceitos para localizar o ponto de ocorrência de curtos-circuitos em LT, as quais são geralmente classificadas em quatro grupos principais (SAHA *et al.*, 2010): métodos baseados na teoria de ondas viajantes (GALE *et al.*, 1993; LOPES *et al.*, 2013b), métodos baseados em inteligência artificial (CHEN; MAUN, 2000; DAVOUDI *et al.*, 2012), métodos baseados na análise de componentes de alta frequência (FAYBISOVICH *et al.*, 2010; IURINIC *et al.*, 2013) e métodos baseados na análise de componentes de frequência fundamental (TAKAGI *et al.*, 1982; JOHNS; JAMALI, 1990). A grande maioria destes algoritmos é aplicada de forma *off-line*, requerendo a análise pós-falta de registros oscilográficos gravados por registradores digitais de perturbações (RDP) ou por relés digitais. No entanto, com o advento do conceito de redes inteligentes (*Smart Grids*), tem crescido uma tendência na elaboração de técnicas para aplicações em tempo real. No âmbito de localização de faltas, isto implica no fornecimento de resultados quase que imediatamente após a isolamento do defeito, evitando a necessidade de concentração de registros oscilográficos antes do procedimento de localização da falta e, conseqüentemente, possibilitando o despacho mais rápido das equipes de manutenção.

Da literatura, sabe-se que os métodos baseados em componentes fundamentais são os mais utilizados devido ao baixo custo e fácil implantação (SAHA *et al.*, 2010). No entanto, estas técnicas possuem uma vasta lista de fontes de erros, as quais são relacionadas a fenômenos que provocam distorções na forma de onda da componente fundamental. Além desses métodos, os baseados na teoria das ondas viajantes merecem destaque, pois têm se popularizado bastante nas últimas décadas, em especial os de dois terminais, os quais são normalmente considerados como o tipo com melhor custo-benefício dentre as técnicas desta categoria. Ainda assim, dificuldades na sincronização de dados e na detecção de transitórios atenuados são constantemente relatadas em trabalhos nesta área, problemas estes tratados usualmente como desafios a serem resolvidos.

Diante do exposto, sendo a localização de faltas um procedimento essencial para a minimização da duração de desligamentos não-programados nas LT, justifica-se a busca por um novo algoritmo que apresente vantagens frente às técnicas tradicionalmente utilizadas, no que concerne à disponibilização de estimativas do local do defeito de forma rápida, automática e confiável. Além disto, como motivação adicional, esta tese está relacionada com trabalhos do Grupo de Sistemas Elétricos (GSE) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) inseridos na linha de pesquisa denominada Transitórios Eletromagnéticos em SEP, a exemplo de um projeto de Pesquisa e Desenvolvimento (P&D) em parceria com a Chesf, cujo objetivo é a elaboração de técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes para localização de faltas em sistemas de transmissão.

1.2 OBJETIVOS

O principal objetivo desta tese é propor um método de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes para aplicações em tempo real utilizando dados não sincronizados de dois terminais. Portanto, os objetivos específicos são:

- Desenvolver uma técnica para detecção de ondas viajantes que seja mais robusta à atenuação de transitórios do que as técnicas tradicionalmente utilizadas em métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes.
- Desenvolver uma estratégia para aplicação em tempo real de métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes sem requerer o uso de uma referência de tempo comum para os dispositivos localizadores de faltas utilizados.
- Realizar uma análise comparativa entre métodos de localização de faltas tradicionais, identificando as potencialidades e limitações de cada um e justificando o interesse em elaborar um método de dois terminais baseado na teoria de ondas viajantes capaz de funcionar em tempo real sem utilizar dados sincronizados.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DA TESE

Dentre as contribuições desta tese, as principais são:

- O desenvolvimento de uma nova técnica para detecção em tempo real de ondas viajantes. Esta técnica se baseia na aplicação da transformada de Park aos sinais trifásicos de tensão e corrente, permitindo o monitoramento simultâneo de desbalanceamentos e transitórios de falta e, conseqüentemente, uma identificação mais robusta do instante inicial do distúrbio nos registros sob análise.
- O desenvolvimento de uma nova formulação para a localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes a partir de dados não sincronizados de dois terminais. Ao contrário dos métodos clássicos deste tipo, o algoritmo proposto é executado em tempo real sem requerer a sincronização de dados, a qual é considerada normalmente como uma grande fonte de erros.

Em relação à divulgação dos resultados obtidos nesta tese, enumeram-se a seguir, em ordem cronológica, as principais publicações em periódicos e anais de eventos:

- Artigos publicados em periódicos:

1. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A Traveling-Wave Detection Method Based on Park's Transformation for Fault Locators. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1626-1634, 2013.

- Artigos publicados em anais de conferências internacionais:

1. LOPES, F. V.; MELO, Y. M. P.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Real-time Evaluation of PMU-based Fault Locators. *International Conference on Power System Transients (IPST 2013)*, Vancouver, Canada, 2013.
2. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Um Algoritmo para Localização de Faltas em Tempo Real Sem o Uso do GPS. *Décimo Quinto Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ (ERIAN 2013)*, Foz do Iguaçu, Brazil, 2013.

3. LOPES, F. V.; SANTOS, W. C.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A.; BRITO, N. S. D.; SOUZA, B. A. A Transient Based Approach to Diagnose High Impedance Faults on Smart Distribution Networks. *IEEE/PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT-LA 2013)*, São Paulo, Brazil, 2013.
 4. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Transients Detection in EHV Transmission Lines Using Park's Transformation. *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D 2012)*, Orlando, USA, 2012.
 5. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Fault Location on Transmission Lines Based on Travelling Waves. *International Conference on Power Systems Transients (IPST 2011)*, Delft, Netherlands, 2011.
 6. LOPES, F. V.; SANTOS, W. C.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A.; SOUZA, B. A. An Adaptive Fault Location Method for Smart Distribution and Transmission Grids. *IEEE/PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT-LA 2011)*, Medellin, Colombia, 2011.
- Artigos publicados em anais de conferências nacionais:
 1. LOPES, F. V.; BAINY, R. G.; SILVA, C. A.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Benefícios da Correção da Tensão Secundária de TPCs sobre a Localização de Faltas Baseada em Componentes Fundamentais. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2014)*, Foz do Iguaçu-PR, 2014.
 2. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Localização de Faltas em Linhas de Transmissão: Revisão da Literatura e Tendências Recentes. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2014)*, Foz do Iguaçu-PR, 2014.
 3. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D. ; NEVES, W. L. A. . Influência dos Transformadores de Potencial Capacitivos e Filtros *Anti-aliasing* sobre Algoritmos de Localização de Faltas Baseados em Componentes Transitórias. *Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE 2013)*, Araxá-MG, 2013.
 4. LOPES, F. V.; MELO, Y. M. P.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Detecção de Faltas em Linhas de Transmissão: Uma Abordagem em Tempo Real via DSP. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2012)*, Goiânia-GO, 2012.

5. LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Análise da Influência dos Transformadores de Potencial Capacitivos sobre a Localização de Falhas Baseada na Teoria das Ondas Viajantes. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2012)*, Campina Grande-PB, 2012.
6. MELO, Y. M. P.; LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Localização de Falhas em Linhas de Transmissão: Estudo de Métodos Baseados na Teoria das Ondas Viajantes e na Análise de Componentes de Frequência Fundamental. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2012)*, Campina Grande-PB, 2012.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta tese está organizada de acordo com a seguinte estrutura:

- No Capítulo 2, apresenta-se a fundamentação teórica do tema a ser desenvolvido, abordando alguns dos principais conceitos sobre modelos de LT e sobre as análises requeridas pelos métodos de localização de faltas abordados nesta tese.
- No Capítulo 3, faz-se uma revisão bibliográfica de publicações relevantes no âmbito de localização de faltas em LT e detecção de transitórios.
- No Capítulo 4, realiza-se uma análise comparativa do desempenho de métodos de localização de faltas clássicos baseados na análise de componentes fundamentais e na teoria de ondas viajantes, através da qual são evidenciadas as potencialidades e limitações de cada tipo.
- No Capítulo 5, descreve-se o método proposto para localização de faltas, destacando-se o novo algoritmo para detecção de transitórios de falta e a nova formulação proposta para contornar a necessidade da sincronização de dados.
- No Capítulo 6, realiza-se a avaliação da técnica proposta para detecção de ondas viajantes, destacando-se os resultados obtidos da comparação entre seu desempenho com o de um método baseado nas transformadas *wavelet* discreta e *wavelet* discreta redundante.

- No Capítulo 7, o método de localização de faltas proposto é avaliado sob diversos aspectos e comparado com uma técnica tradicional de dois terminais baseada na teoria de ondas viajantes para casos nos quais se encontram disponíveis dados sincronizados e não sincronizados.
- As conclusões da tese e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 8.
- No Apêndice A são apresentados os parâmetros dos SEP avaliados.
- No Apêndice B, apresenta-se uma avaliação da influência de aproximações típicas da velocidade de propagação das ondas viajantes sobre métodos de localização de faltas que requerem esse parâmetro.
- No Apêndice C são apresentados de forma sucinta os fundamentos do algoritmo de estimação de fasores utilizado para implementar os métodos baseados em componentes fundamentais avaliados no Capítulo 4.
- No Apêndice D, apresenta-se o desenvolvimento matemático tomado como fundamento do método proposto para detecção de transitórios.
- Por fim, no Apêndice E, apresentam-se algumas informações sobre o simulador em tempo real utilizado ao longo dos estudos realizados nesta tese, ilustrando-se algumas das implementações realizadas.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 MODELOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Os modelos de LT possuem relação direta com o processo de desenvolvimento de métodos de localização de faltas. De fato, estes modelos podem representar os fenômenos associados à transmissão de energia elétrica de forma mais completa ou simplificada, de tal maneira que, dependendo do modelo tomado como base para a elaboração do método, o processo de localização de faltas pode apresentar maior ou menor precisão. Neste contexto, sabe-se que os métodos de localização de faltas disponíveis na literatura se baseiam predominantemente em dois modelos de LT: modelo a parâmetros concentrados; e modelo a parâmetros distribuídos (SAHA *et al.*, 2010), cujos fundamentos básicos são descritos a seguir.

2.1.1 Modelo a Parâmetros Concentrados

Quando utilizado o modelo de LT a parâmetros concentrados em sua versão mais simples, a linha é representada apenas por sua impedância série Z_L , a qual é calculada para uma dada frequência que, normalmente, é a frequência fundamental do SEP. Com isso, o efeito capacitivo da LT é desprezado, de forma que este modelo é considerado adequado apenas para representação de LT curtas, com comprimentos menores que 80 km (GLOVER *et al.*, 2009).

Como se sabe, a impedância série da LT é composta por uma resistência R_L e por uma reatância indutiva X_L , conforme ilustrado na Figura 2.1(a), onde V_S e V_R são as tensões nos terminais S e R da LT, I_S e I_R são as correntes nos terminais S e R da LT, r e l são, respectivamente, a resistência e indutância série da LT por unidade de comprimento, ℓ é o comprimento da LT e ω é a frequência angular fundamental do SEP. Para sistemas trifásicos balanceados,

Z_L é geralmente representada por uma matriz 3×3 , dada por (DOMMEL, 1996):

$$Z_L = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_P & Z_M & Z_M \\ Z_M & Z_P & Z_M \\ Z_M & Z_M & Z_P \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde Z_P e Z_M são as impedâncias própria e mútua da LT que, para sistemas perfeitamente balanceados, são dadas por: $Z_M = (Z_{L0} - Z_{L1})/3$, $Z_P = Z_M + Z_{L1}$, sendo Z_{L0} e Z_{L1} as impedâncias de sequência zero e positiva da LT, respectivamente.

Para linhas de comprimento médio (tipicamente entre 80 e 250 km), é comum a inserção de admitâncias em derivação no modelo a parâmetros concentrados da LT. Geralmente, as condutâncias dessas admitâncias são desprezadas, restando apenas as reatâncias capacitivas em derivação para representação do efeito capacitivo dos condutores. Uma prática comum é dividir a admitância em duas parcelas iguais, as quais são postas nas extremidades da LT, conforme ilustrado na Figura 2.1(b), onde Y_L representa a referida admitância, sendo g e c a condutância e a capacitância em derivação, respectivamente, por unidade de comprimento.

Vale destacar que neste modelo de LT, por serem considerados parâmetros concentrados, variações no terminal S da linha são instantaneamente percebidos no terminal R, o que não ocorre na prática, visto que as variações nas formas de onda medidas em uma extremidade da LT levam um determinado tempo para se propagarem ao longo dos condutores até que sejam percebidas no terminal oposto. Assim, para linhas com pequena extensão, esse tempo de propagação é muito pequeno, podendo ser na maioria dos casos desconsiderado, conforme realizado no modelo de LT a parâmetros concentrados. No entanto, para LT longas, faz-se necessário o uso de modelos mais precisos que contemplem essas propagações, a exemplo do modelo a parâmetros distribuídos apresentado a seguir.

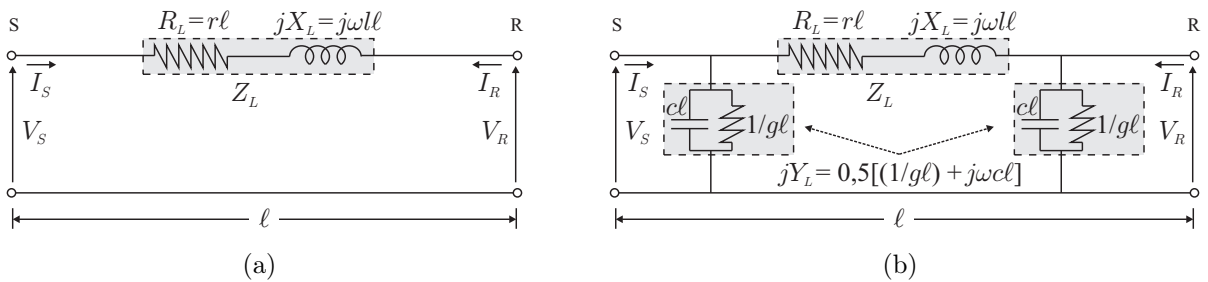


Figura 2.1. Modelo de LT a parâmetros concentrados: (a) linhas curtas ($\ell < 80$ km); (b) linhas médias ($80 \leq \ell < 250$ km)

2.1.2 Modelo a Parâmetros Distribuídos

No modelo a parâmetros distribuídos, a influência do comprimento dos condutores é considerada, incluindo-se, portanto, o efeito do tempo de propagação da LT mencionado anteriormente. Assim, para calcular as tensões e correntes ao longo da LT, deve-se conhecer, além das tensões e correntes em pelo menos uma das extremidades da linha, a distância do ponto para o qual estão sendo calculadas as referidas grandezas elétricas (SAHA *et al.*, 2010).

Para ilustrar este modelo, apresenta-se na Figura 2.2 o circuito equivalente de uma LT longa de comprimento ℓ , composto por vários elementos incrementais de uma LT monofásica de comprimento Δx , onde r , l e c representam, respectivamente, a resistência série, a indutância série e a capacitância em derivação, por unidade de comprimento. Na figura, destaca-se o ponto X de medição a ser analisado, o qual se encontra localizado a uma distância x do terminal S e no qual é verificada uma tensão $v(x, t)$ e uma corrente $i(x, t)$.

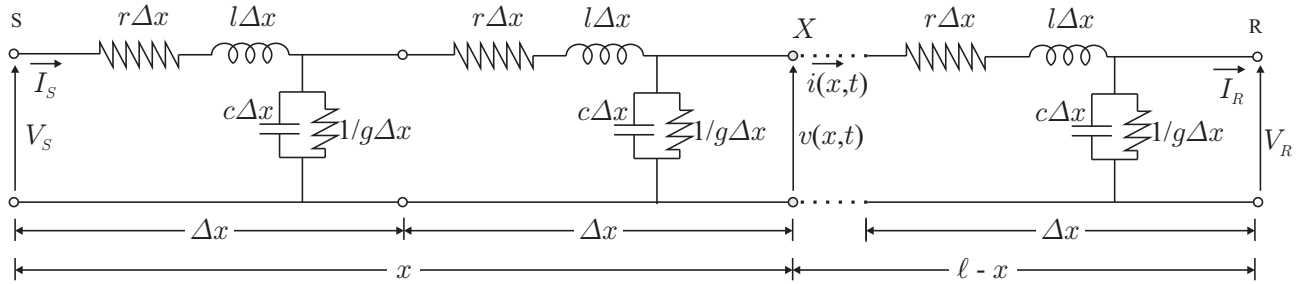


Figura 2.2. Modelo de LT a parâmetros distribuídos.

Para um único elemento incremental da LT, a tensão $v(x, t)$ e a corrente $i(x, t)$ podem ser relacionadas aos parâmetros da LT por meio das expressões a seguir (NAIDU, 1985):

$$-\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = r \cdot i(x, t) + l \cdot \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}, \quad (2.2a)$$

$$-\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = g \cdot v(x, t) + c \cdot \frac{\partial v(x, t)}{\partial t}. \quad (2.2b)$$

A solução das equações (2.2) resulta em um conjunto de expressões equivalentes, popularmente conhecidas como *equações telegráficas*, que ditam as variações de $v(x, t)$ e $i(x, t)$ no espaço e no tempo:

$$\frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial x^2} = rg \cdot v(x, t) + (rc + lg) \cdot \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} + lc \cdot \frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial t^2}, \quad (2.3a)$$

$$\frac{\partial^2 i(x, t)}{\partial x^2} = rg \cdot i(x, t) + (rc + lg) \cdot \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} + lc \cdot \frac{\partial^2 i(x, t)}{\partial t^2}. \quad (2.3b)$$

Para uma LT sem perdas (ou seja, $r = g = 0$), pode-se obter das expressões (2.3):

$$\frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial x^2} = l_c \cdot \frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial t^2}, \quad (2.4a)$$

$$\frac{\partial^2 i(x, t)}{\partial x^2} = l_c \cdot \frac{\partial^2 i(x, t)}{\partial t^2}, \quad (2.4b)$$

as quais são conhecidas como equações de onda das tensões e correntes.

A solução geral do sistema de equações representado pelas expressões (2.4) pode ser representada de forma simplificada por:

$$v(x, t) = f_1 \left(t - \frac{x}{v_p} \right) + f_2 \left(t + \frac{x}{v_p} \right), \quad (2.5a)$$

$$i(x, t) = \frac{1}{Z_c} \left[f_1 \left(t - \frac{x}{v_p} \right) - f_2 \left(t + \frac{x}{v_p} \right) \right], \quad (2.5b)$$

onde $Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}}$ e $v_p = \sqrt{\frac{1}{l_c}}$ são a impedância característica e a velocidade de propagação das ondas, respectivamente, para uma LT sem perdas.

Diante do exposto, percebe-se que as expressões (2.5) representam a superposição de duas ondas, sendo as funções f_1 e f_2 interpretadas como ondas eletromagnéticas que viajam em sentidos opostos ao longo da LT. Considerando então que f_1 se propaga no sentido do terminal S para o R (aqui considerado sentido positivo de x) e f_2 no sentido do terminal R para o S (sentido negativo de x), f_1 e f_2 são denominadas, respectivamente, de ondas progressivas e ondas regressivas, cuja polaridade e sentido de propagação são ilustradas na Figura 2.3.

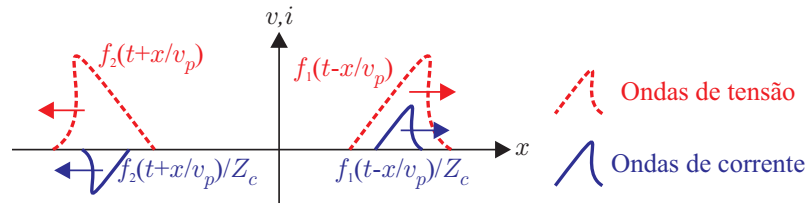


Figura 2.3. Ondas progressivas e regressivas.

As variações nas tensões e correntes no ponto X da LT se propagam em forma de ondas eletromagnéticas ao longo dos condutores, o que explica o fato destas variações não serem percebidas instantaneamente nos terminais da LT monitorada. Conseqüentemente, quando analisadas LT longas, faz-se necessário o uso do modelo de linha a parâmetros distribuídos para contemplar tais características.

Segundo Glover *et al.* (2009), a análise de componentes de frequência fundamental em linhas longas pode ser realizada por meio da avaliação das grandezas desacopladas do sistema

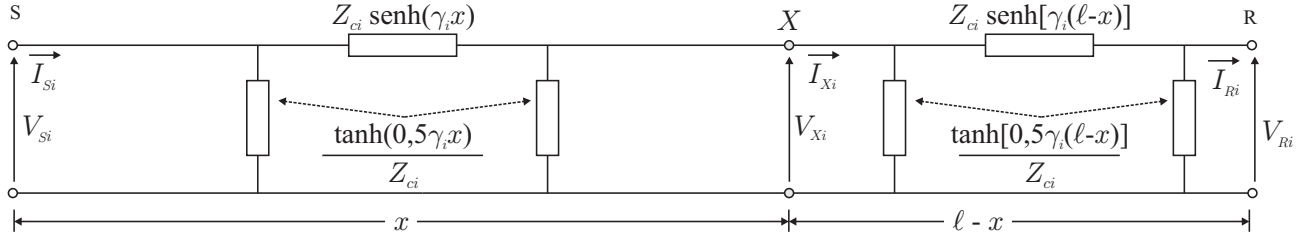


Figura 2.4. Modelo de LT a parâmetros distribuídos para a i -ésima componente simétrica.

em estudo. Para tais análises, o circuito equivalente apresentado na Figura 2.2 é geralmente representado pelo circuito ilustrado na Figura 2.4, no qual é considerada a i -ésima componente simétrica (SAHA *et al.*, 2010), sendo $i = 1$ a sequência positiva, $i = 2$ a sequência negativa, $i = 0$ a sequência zero, γ_i a constante de propagação da LT para a i -ésima componente de sequência:

$$\gamma_i = \sqrt{(r_i + j\omega l_i)(g_i + j\omega c_i)}, \quad (2.6)$$

e Z_{ci} a impedância característica da LT para a i -ésima componente de sequência:

$$Z_{ci} = \sqrt{\frac{r_i + j\omega l_i}{g_i + j\omega c_i}}, \quad (2.7)$$

sendo r_i , l_i , g_i e c_i a resistência série, indutância série, condutância em derivação e capacitância em derivação, respectivamente, por unidade de comprimento, para a i -ésima componente de sequência.

Para uma LT perfeitamente transposta, usando o modelo de linha ilustrado na Figura 2.4, as componentes fundamentais das tensões e correntes no ponto X podem ser calculadas a partir das medições no terminal S usando (GLOVER *et al.*, 2009):

$$\begin{bmatrix} \widehat{V}_{Xi} \\ \widehat{I}_{Xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_i x) & -Z_{ci} \sinh(\gamma_i x) \\ -\frac{1}{Z_{ci}} \sinh(\gamma_i x) & \cosh(\gamma_i x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{V}_{Si} \\ \widehat{I}_{Si} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

sendo \widehat{V}_{Xi} e \widehat{I}_{Xi} os fasores das componentes fundamentais das tensões e correntes, respectivamente, a uma distância x do terminal S (ponto X) para a i -ésima componente de sequência.

Conforme mencionado anteriormente, as tensões e correntes no ponto X dependem da distância x do terminal S. Portanto, por meio deste modelo de LT, é possível avaliar as tensões e correntes do sistema monitorado sem desprezar os efeitos dos parâmetros distribuídos da linha, cuja representação é imprescindível para o estudo de faltas em LT longas. Por isso, os fundamentos apresentados nesta subseção têm sido utilizados, até os dias atuais, como base para a elaboração de diversos métodos de localização de faltas, sendo essenciais para a compreensão do método proposto nesta tese.

2.2 FALTAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Em regime permanente, os parâmetros das LT (r , l , g e c) são bem definidos e praticamente constantes, apresentando apenas pequenas variações decorrentes de fatores relacionados principalmente às condições climáticas e vegetação da região onde a linha se encontra instalada. Assim, quaisquer ocorrências que provoquem modificações relevantes de tais parâmetros podem gerar sobretensões sustentadas, cujas amplitudes dependem das características de operação e de aterramento do SEP em questão (ZANETTA Jr., 2003).

Dentre os possíveis distúrbios que podem ocorrer em um SEP, as faltas são um dos tipos mais preocupantes, visto que ocasionam desligamentos não-programados dos sistemas. Dependendo do número de fases envolvidas no distúrbio, as faltas são geralmente denominadas como monofásicas, bifásicas, bifásicas para a terra ou trifásicas. Os tipos mais comuns são as faltas monofásicas e bifásicas, as quais representam, no sistema Chesf, aproximadamente 68% e 25% das ocorrências, respectivamente (SOUZA *et al.*, 2004).

Além dos transitórios gerados no SEP devido à ocorrência e isolamento de faltas, durante o distúrbio, as amplitudes e ângulos de fase das correntes e tensões do sistema estabilizam em condições diferentes das nominais, atingindo valores que dependem das características do curto-circuito. Na Figura 2.5, apresenta-se um registro oscilográfico real, no qual são destacadas as variações nas formas de onda da tensão e da corrente em uma das fases do SEP monitorado devido à ocorrência e isolamento da falta.

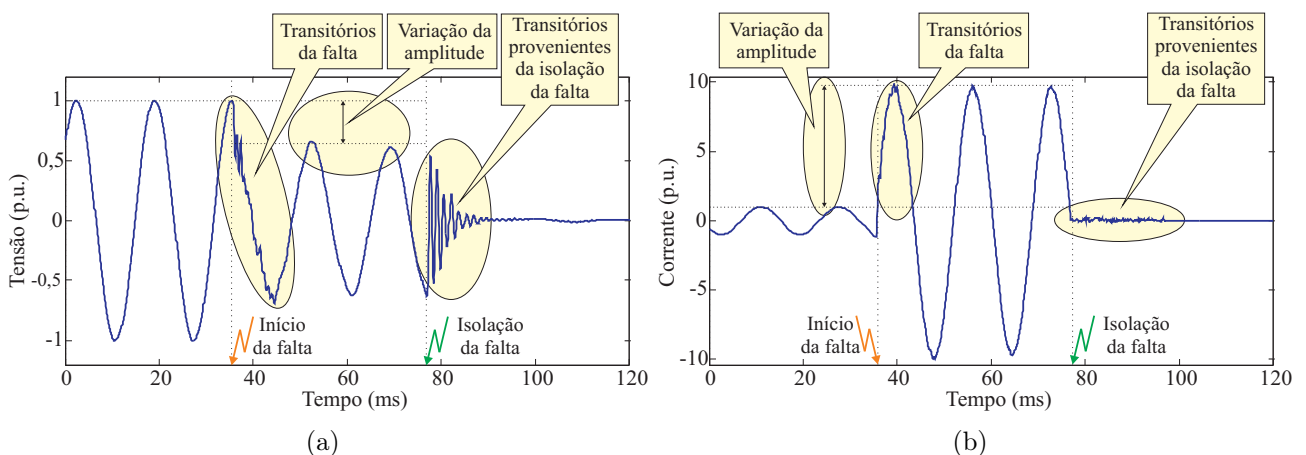


Figura 2.5. Registro oscilográfico real de uma falta CT em uma LT de 230 kV: (a) variações nas formas de onda de tensão; (b) variações nas formas de onda da corrente.

As mudanças no comportamento das grandezas elétricas do SEP durante e após curtos-circuitos possuem informações intrínsecas relacionadas às características do distúrbio. Por exemplo, analisando os transitórios provenientes da isolação da falta é possível estimar o local do defeito (FAYBISOVICH *et al.*, 2010). Por outro lado, analisando as variações nas tensões e correntes no período de falta, podem ser extraídas informações sobre o local do defeito, resistência de falta e, quando analisadas todas as fases de um SEP polifásico, sobre o tipo de falta (SAHA *et al.*, 2010). Portanto, pode-se dizer que a análise das variações nas tensões e correntes de um SEP durante e/ou após curtos-circuitos é a base dos métodos de localização de faltas, os quais são classificados em diferentes grupos de acordo com os procedimentos realizados durante a avaliação das formas de onda monitoradas.

2.3 LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Tipicamente, os algoritmos de localização de faltas são classificados em quatro grupos: métodos baseados em componentes fundamentais; métodos baseados em componentes de alta frequência; métodos baseados em inteligência artificial; e métodos baseados na teoria de ondas viajantes (SAHA *et al.*, 2010). Embora a referida classificação seja bastante difundida na literatura, percebe-se que os grupos listados requerem procedimentos que podem ser enquadrados em duas grandes classes, as quais envolvem a análise de componentes de frequência fundamental e de transitórios provenientes da falta e/ou de sua isolação (SAHA *et al.*, 2010).

2.3.1 Fundamentos da Análise de Componentes de Frequência Fundamental

A análise das componentes de frequência fundamental é requerida por vários métodos de localização de faltas e se baseia no cálculo dos fasores fundamentais do SEP, o que viabiliza a avaliação das variações de módulo e fase das tensões e/ou correntes durante um curto-circuito. Para tanto, são utilizados algoritmos de estimação de fasores, já que, a priori, apenas as amostras dos sinais avaliados são conhecidas. Portanto, uma vez calculados, os fasores fundamentais podem ser utilizados como entradas de algoritmos de localização de faltas, cujas formulações, conforme mencionado anteriormente, dependem do modelo da LT considerado (parâmetros concentrados ou distribuídos).

Com a difusão do uso da tecnologia digital na implementação de sistemas de proteção, foram propostos em meados da década de 70 os primeiros algoritmos para estimação de fasores, os quais, a princípio, eram empregados principalmente no âmbito da proteção de SEP que operam em regime de corrente alternada. Basicamente, esses algoritmos são capazes de estimar módulo e fase de sinais periódicos a partir de um conjunto de amostras do sinal avaliado. Dentre os métodos disponíveis na literatura, se destacam os baseados na teoria dos mínimos quadrados (SACHDEV; BARIBEAU, 1979; AJAEI; SANAYE-PASAND, 2008), os filtros de Fourier (SCHWEITZER III; HOU, 1993; JOHNS; SALMAN, 1995; PHADKE; THORP, 2009), o filtro cosseno modificado (HART *et al.*, 2000), os algoritmos baseados na Transformada *Wavelet* (LIANG; JEYASURYA, 2004; SILVA, 2009) e alguns outros desenvolvidos a partir de modificações dos filtros de Fourier (SIDHU *et al.*, 2003; GUO *et al.*, 2003; LEE *et al.*, 2008).

Embora os referidos algoritmos de estimação de fasores apresentem equacionamentos distintos, todos eles requerem a digitalização e posterior janelamento dos sinais analógicos a serem estimados. A primeira etapa do processo de digitalização dos sinais analógicos é a limitação da banda de frequência do sinal avaliado, o que é realizado com o objetivo de evitar erros na conversão analógico-digital (A/D) devido à sobreposição de espectros (PHADKE; THORP, 2009). Para tanto, são normalmente empregados filtros analógicos passa-baixas, denominados filtros *anti-aliasing*, cuja frequência de corte, segundo o teorema de Nyquist, deve ser menor que a metade da frequência de amostragem considerada no processo de conversão A/D dos sinais avaliados.

Uma vez disponíveis as amostras das formas de onda sob análise, inicia-se o processo de janelamento dos sinais. Esta etapa é imprescindível para a estimação do módulo e fase de componentes de frequência fundamental, visto que os algoritmos de estimação fasorial utilizam como entrada um conjunto específico de amostras do sinal a ser estimado, denominado *janela de dados*. Basicamente, a cada instante de amostragem, a janela de dados se desloca em uma posição de tal forma que uma nova amostra é incluída em seu conteúdo e a amostra mais antiga é descartada (PHADKE; THORP, 2009). Este processo é ilustrado na Figura 2.6 para um dado sinal de corrente durante os períodos de pré-falta e de falta.

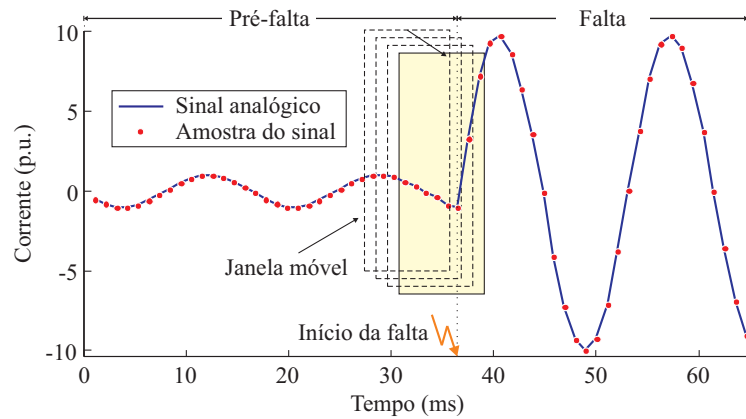


Figura 2.6. Esquema de janelamento aplicado a um sinal de corrente.

A cada atualização da janela de dados, a estimação do módulo e da fase do fasor na frequência fundamental relativo ao sinal avaliado é realizada. Deve-se observar que durante o regime permanente as janelas possuem apenas dados do sinal sem falta, enquanto que após o início do distúrbio, inicia-se uma fase de transição, a qual consiste no período em que as janelas possuem amostras do sinal com e sem falta e cuja duração depende do tamanho da janela utilizada. Neste contexto, sabe-se que os algoritmos de estimação de fasores realizam o cálculo correto das componentes fundamentais quando consideradas janelas que contêm apenas amostras do sinal sem falta ou do sinal com falta (COURY *et al.*, 2007). Assim, os fasores calculados durante o período de transição não devem ser utilizados como entradas dos métodos de localização de faltas baseados na análise de componentes de frequência fundamental, o que tem motivado nas últimas décadas a elaboração de técnicas de estimação de fasores com janelas curtas, para as quais o período de transição das janelas de dados é menor (MANN; MORRISON, 1971; ROCKEFELLER; UDREN, 1972; PHADKE; THORP, 2009).

2.3.2 Fundamentos da Análise de Transitórios de Falta

A análise de transitórios provenientes da incidência e isolação de curtos-circuitos em LT é a base dos localizadores de faltas baseados na teoria de ondas viajantes e na análise de componentes de alta frequência. Conforme mencionado na Seção 2.1.2, os transitórios nas tensões e correntes em um dado ponto de uma LT se propagam como ondas eletromagnéticas a uma velocidade muito próxima à velocidade da luz (≈ 300000 km/s), as quais, por sua vez, são popularmente conhecidas como *ondas viajantes* (BEWLEY, 1931; NAIDU, 1985).

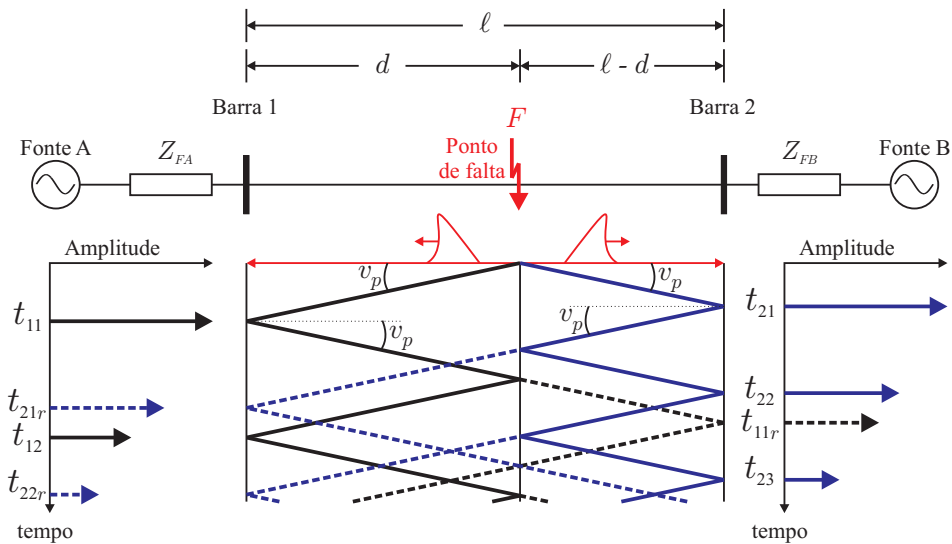


Figura 2.7. Diagrama de reflexões de uma falta no ponto F de uma LT de comprimento ℓ .

Para melhor compreender o princípio das análises requeridas por esses métodos, apresenta-se na Figura 2.7 o diagrama de reflexões das ondas progressivas e regressivas referentes a uma falta ocorrida no ponto F de uma LT de comprimento ℓ , localizada a uma distância d da Barra 1. Nas laterais da própria figura, são ilustrados os instantes de chegada das ondas incidentes (t_{11} e t_{21}), refletidas (t_{12} , t_{22} e t_{23}) e refratadas no ponto de falta (t_{21r} , t_{22r} e t_{11r}) às barras 1 e 2. Para simplificar o entendimento do diagrama, uma mesma velocidade de propagação v_p é considerada para as ondas progressivas e regressivas.

Da literatura, sabe-se que os métodos baseados na teoria de ondas viajantes são elaborados a partir das treliças formadas pelos gráficos que representam a propagação dos transitórios ao longo da LT. De fato, detectando-se os instantes de incidência das ondas viajantes aos terminais monitorados, conhecendo-se o comprimento da linha e sabendo que a velocidade de propagação das ondas é aproximadamente a velocidade da luz, torna-se possível obter expressões matemáticas que permitem relacionar a distância d do ponto de falta aos instantes de chegada das ondas viajantes às extremidades da LT (GALE *et al.*, 1993). Assim, o procedimento crucial para aplicação dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes é a detecção dos transitórios de falta no domínio do tempo, o que faz necessário o uso de dados sincronizados quando monitorados dois ou mais terminais. Neste contexto, sabe-se que quão mais confiável for o valor estimado do instante de incidência das ondas viajantes nos terminais da linha, mais confiável é o método de localização de faltas, o que tem motivado inúmeros trabalhos no sentido de encontrar soluções robustas para detecção rápida de transitórios (LIN *et al.*, 2008; SILVA *et al.*,

2008; COSTA *et al.*, 2008; COSTA, 2014; LOPES *et al.*, 2011b; LOPES *et al.*, 2013b).

Uma outra forma de localizar defeitos em LT por meio da análise de transitórios de falta é identificando as frequências dominantes das ondas viajantes incidentes nos terminais da linha. Este procedimento é utilizado pelos métodos de localização de faltas baseados na análise de componentes de alta frequência e, por não necessitarem de análises no domínio do tempo, não requerem a sincronização de dados.

Para explicar tal procedimento, as propagações ilustradas na Figura 2.7 são utilizadas. Observa-se que quanto mais próxima for a falta do terminal monitorado, maior é o número de reflexões das ondas viajantes entre o ponto de medição e o ponto de falta, resultando em uma maior frequência dominante dos transitórios provenientes do distúrbio e de sua isolação. Este fenômeno permite a elaboração de expressões matemáticas que relacionam a distância d do ponto de falta com as frequências dominantes das ondas viajantes, conforme descrito em Faybisovich *et al.* (2010), Saha *et al.* (2010), Iurinic *et al.* (2013). Neste caso, é nítido o fato de que o procedimento fundamental para a localização da falta por meio dos métodos baseados na análise de componentes de alta frequência é a análise espectral dos transitórios durante e/ou após o distúrbio, o que limita o uso desses métodos em aplicações em tempo real.

Por fim, vale salientar que os métodos de localização de faltas baseados em inteligência artificial têm como procedimento fundamental o reconhecimento de padrões nos sinais de tensão e corrente, sejam eles relacionados aos transitórios ou às componentes fundamentais no período de falta. Desta forma, as análises requeridas por esses métodos são semelhantes às apresentadas ao longo deste capítulo, porém acrescidas de técnicas de inteligência artificial para o reconhecimento dos padrões em questão. Em geral, essas técnicas requerem um grande esforço computacional para determinação da distância d do ponto de falta (SAHA *et al.*, 2010), e por isso, não serão abordadas nesta tese.

No próximo capítulo, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre alguns dos métodos de localização de faltas e detecção de transitórios mais relevantes disponíveis na literatura e, ao final, são destacadas as tendências mais recentes na área de monitoramento e diagnóstico de distúrbios em sistemas de transmissão.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nas últimas décadas, os SEP cresceram bastante em tamanho e complexidade, culminando em um aumento considerável do número e extensão das LT em operação no mundo. Como consequência, os SEP se tornaram mais susceptíveis à ocorrência de faltas devido a fenômenos naturais, tais como: raios, chuvas, neve e ventos fortes. Ao mesmo tempo, o mercado de energia elétrica evoluiu e passou a apresentar exigências mais rigorosas quanto aos índices de continuidade de serviço das concessionárias de energia elétrica, motivando estudos sobre métodos de localização de faltas, os quais são capazes de fornecer estimativas do ponto da LT com defeito, viabilizando, conseqüentemente, uma atuação mais rápida das equipes de manutenção (SAHA *et al.*, 2010).

Em 1955, já existia disponível na literatura um grande número de técnicas para localização de faltas, o que motivou o *American Institute of Electrical Engineers* (AIEE) a apresentar em AIEE Committee Report (1955) uma vasta revisão bibliográfica de algoritmos propostos desde a década de 1930 até o ano de 1955. Passados vários anos, a localização de faltas continuou se destacando como tema de várias pesquisas em âmbito mundial na área de sistemas de potência, o que motivou a publicação de novos artigos, relatórios técnicos e livros, cujo objetivo é voltado para a concentração de informações sobre metodologias empregadas na localização de faltas em SEP (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE, 2005; SAHA *et al.*, 2010).

Da literatura, percebe-se que a maioria das técnicas de localização de faltas é aplicada de forma *off-line* utilizando registros oscilográficos provenientes de RDP e/ou de relés digitais. No entanto, nos últimos anos, com o surgimento das redes inteligentes, conhecidas como *Smart Grids*, novos conceitos na operação dos SEP se popularizaram, a exemplo dos relacionados ao uso de dispositivos dedicados em aplicações automáticas *on-line* ou em tempo real. Isto tem motivado várias pesquisas na área de localização de faltas, as quais buscam soluções confiáveis para diagnóstico de distúrbios que não necessitem da análise *off-line* de oscilografias.

Os algoritmos de localização de faltas podem ser classificados quanto ao número de terminais nos quais são tomadas medições, quanto ao uso de dados de tensão e corrente ou quanto à necessidade de medições sincronizadas, as quais podem utilizar como fonte de referência de tempo comum o *Global Positioning System* (GPS) ou outros dispositivos do SEP. No entanto, em geral, os algoritmos são divididos tipicamente em quatro grupos, os quais fazem alusão às diferentes análises realizadas no processo de localização de faltas: métodos baseados em componentes fundamentais; métodos baseados em componentes de alta frequência; métodos baseados em inteligência artificial; e métodos baseados na teoria de ondas viajantes.

3.1 MÉTODOS BASEADOS EM COMPONENTES FUNDAMENTAIS

Os algoritmos baseados na análise de componentes fundamentais são os mais utilizados pelas concessionárias de energia elétrica e mais difundidos na literatura, visto que são relativamente simples, baratos, requerem taxas de amostragem baixas e, em geral, pouco esforço computacional. Nesta categoria, os métodos de um terminal foram os primeiros a surgir, cuja maior vantagem é a independência de sistemas de comunicação e da sincronização de dados.

Em Takagi *et al.* (1982), apresenta-se um método de um terminal que faz uso de dados de pré-falta para minimizar a influência do fluxo de potência do SEP sob as localizações de falta estimadas. No entanto, este método é desenvolvido assumindo impedâncias de falta puramente resistivas, o que dependendo da natureza do distúrbio, pode consistir em uma fonte de erros. Além disso, o algoritmo é baseado na versão mais simples do modelo de LT a parâmetros concentrados. Assim, o efeito capacitivo dos condutores não é considerado, o que ocasiona maiores erros nas localizações estimadas para faltas distantes do terminal monitorado.

Recentemente, outros algoritmos de um terminal foram propostos visando contornar as limitações acima relatadas. Em Salim *et al.* (2011), por exemplo, apresenta-se um algoritmo que considera o efeito capacitivo da LT. Embora idealizado originalmente para sistemas de distribuição, este algoritmo pode ser aplicado também em LT sem perda de confiabilidade. No entanto, no desenvolvimento matemático apresentado, também são consideradas impedâncias de falta puramente resistivas, o que, conforme mencionado anteriormente, pode consistir em uma fonte de erros. Além disso, esta técnica é mais apropriada para aplicações *off-line*, pois

utiliza processos iterativos, que são, em geral, considerados lentos para aplicações dinâmicas.

Com o passar dos anos, verificou-se a possibilidade de contornar (ou minimizar) o impacto das fontes de erro dos métodos de um terminal fazendo uso de técnicas de dois ou mais terminais, usando medições sincronizadas ou não. Avaliando as técnicas disponíveis na literatura, percebe-se que os métodos de dois terminais se popularizaram mais rapidamente. De fato, estes algoritmos demonstraram ser mais robustos do que os métodos de um terminal e menos onerosos quando comparados às técnicas multi-terminais.

Em 1990, apresentou-se em Johns & Jamali (1990) um algoritmo de dois terminais bastante preciso para localização de faltas, o qual se baseia no modelo de LT a parâmetros distribuídos. Como variáveis de entrada, são utilizados os parâmetros de sequência positiva dos condutores e as medições sincronizadas de tensão e corrente nas extremidades da linha. Esta técnica serve até os dias atuais como base de outros algoritmos localizadores de faltas, no entanto, embora muito precisa, demonstra grande sensibilidade a imprecisões nos parâmetros de sequência positiva da LT. Com isso, na mesma década, Girgis *et al.* (1992) apresentaram novas expressões matemáticas para localização de faltas em LT monitoradas em dois ou três terminais, usando dados sincronizados e não sincronizados. O método é desenvolvido com base no modelo de LT a parâmetros concentrados para linhas curtas, desprezando-se, portanto, o efeito capacitivo das LT. Assim, em casos aproximadamente ideais (parâmetros da LT precisos), o método perde em precisão quando comparado ao método descrito em Johns & Jamali (1990), porém apresenta maior robustez no caso de imprecisões nos parâmetros da LT, conforme demonstrado em Lopes *et al.* (2013d).

Em 2001, Tziouvaras *et al.* (2001) apresentaram técnicas de dois e três terminais, as quais funcionam a partir de dados sincronizados e não sincronizados. Dentre as abordagens apresentadas, o método de dois terminais se destaca pela precisão e simplicidade, o que o fez ser, na última década, muito referenciado na literatura e utilizado em campo por várias concessionárias. A técnica faz uso de componentes simétricas de sequência negativa, evitando problemas com fluxo de potência de pré-falta e com acoplamento mútuo de sequência zero entre fases. Por outro lado, o conhecimento dos parâmetros da LT e das fontes equivalentes conectadas nas extremidades da linha monitorada é requerido, o que limita a aplicação da técnica quando estes dados não se encontram disponíveis ou têm precisão duvidosa.

Visando minimizar a influência de imprecisões nos parâmetros da LT, várias técnicas foram propostas nos últimos anos para fins de localização de faltas sem requerer o conhecimento dos parâmetros do sistema, a exemplo dos algoritmos descritos em Radojevic *et al.* (2009), Preston *et al.* (2011), He *et al.* (2011) e Dawidowski *et al.* (2013). Estes métodos foram desenvolvidos de forma a promover o cancelamento ou o cálculo *on-line* dos parâmetros da LT necessários para localizar a falta, o que os torna bastante robustos. No entanto, embora não necessitem dos parâmetros da LT, estes métodos ainda dependem da sincronização de dados, característica esta que limita a aplicação de tais técnicas em sistemas desprovidos de uma referência de tempo comum ou mesmo em casos nos quais o sinal desta referência é perdido.

Para contornar a necessidade da sincronização de dados, vários algoritmos têm sido propostos para localizar faltas em LT por meio de dados não sincronizados provenientes de dois ou mais terminais (GIRGIS *et al.*, 1992; YU, 2010; IZYKOWSKI *et al.*, 2011; SAHA *et al.*, 2013). A grande maioria destas soluções faz uso de processos iterativos para cálculo dos ângulos de sincronismo entre as medições nos terminais local e remoto. Assim, embora permitam localizar faltas de forma muito precisa usando dados não sincronizados, os algoritmos são mais complexos e lentos, o que limita seu uso em aplicações dinâmicas *on-line*. No entanto, da literatura, sabe-se que já existem soluções não-iterativas para localização de faltas via dados não sincronizados (IZYKOWSKI *et al.*, 2010), as quais são mais simples e requerem menor esforço computacional, sendo passíveis de aplicação em tempo real.

3.2 MÉTODOS BASEADOS EM COMPONENTES DE ALTA FREQUÊNCIA

Os métodos baseados em componentes de alta frequência se baseiam na extração de características do distúrbio por meio da análise espectral dos transitórios no período de falta ou logo após a sua isolação. Outras abordagens deste tipo se baseiam na análise da frequência dominante dos sinais medidos nos terminais da LT após a injeção de pulsos elétricos nos condutores com defeito. De fato, quanto mais próximos forem os terminais monitorados da descontinuidade na LT, menor é o tempo de propagação das ondas viajantes entre o ponto de medição e a falta e, conseqüentemente, maior é a frequência dos sinais medidos. Assim, identificando-se a frequência dominante dos transitórios, torna-se possível estimar a localização da falta.

Em Faybisovich *et al.* (2010) são apresentados algoritmos de um e dois terminais baseados na identificação das frequências dominantes dos transitórios gerados pela isolação do distúrbio. Em Iurinic *et al.* (2013) é apresentado um algoritmo cuja formulação se baseia na identificação da frequência dominante dos transitórios durante o período de falta em apenas um terminal. Já em Shi *et al.* (2010) é proposto um algoritmo que utiliza a injeção de pulsos elétricos na linha sob análise após a isolação do defeito.

Dentre as potencialidades desses métodos, destaca-se a possibilidade do uso de registros não sincronizados. Porém, é fácil perceber que são métodos mais apropriados para aplicações *off-line*, visto que requerem o conhecimento das tensões e correntes durante todo o período de falta. Além disso, são técnicas mais caras, complexas, que necessitam de altas taxas de amostragem para representação confiável das altas frequências e, em geral, grande esforço computacional para a realização da análise espectral dos transitórios. Por isso, o uso desses métodos tem sido limitado em aplicações reais, dificultando bastante a sua popularização e difusão na literatura.

3.3 MÉTODOS BASEADOS EM INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL

Com o objetivo de superar fontes de erro típicas dos métodos clássicos de localização de faltas baseados na análise de componentes fundamentais, vários algoritmos baseados em conceitos de inteligência artificial têm sido apresentados nos últimos anos. Estes algoritmos são também conhecidos como métodos baseados no conhecimento e são fundamentados, basicamente, no reconhecimento de padrões em registros oscilográficos de faltas.

Como exemplo de algoritmos deste tipo, podem ser citados os propostos: em Chen & Maun (2000) e Sadinezhad & Agelidis (2009), os quais se baseiam no uso de redes neurais artificiais; em Reddy & Mohanta (2008), o qual utiliza a lógica nebulosa (lógica *fuzzy*); e em EL-Naggar (2001) e Davoudi *et al.* (2012), os quais se baseiam em algoritmos genéticos. Embora seja relatado na literatura um bom desempenho desses métodos, sabe-se que estes possuem aplicação restrita em campo, principalmente por consistirem em técnicas complexas com alto esforço computacional associado. Além disso, estes métodos são bastante dependentes das características do sistema monitorado e, portanto, requerem, em sua grande maioria, a atualização dos algoritmos sempre que ocorrem alterações na configuração do SEP sob análise.

3.4 MÉTODOS BASEADOS NA TEORIA DE ONDAS VIAJANTES

O uso da teoria de ondas viajantes para fins de diagnóstico de distúrbios elétricos é antigo. Conforme mencionado em AIEE Committee Report (1955), os primeiros trabalhos que fundamentaram métodos deste tipo são da década de 1930, como o de Bewley (1931), o qual motivou inúmeras outras pesquisas nas décadas seguintes. Em 1978, por exemplo, Dommel & Michels (1978) já apresentavam conceitos de proteção associados à análise de transitórios eletromagnéticos em forma de ondas viajantes geradas pela própria falta. No entanto, por necessitarem de altas taxas de amostragem para medição apropriada dos transitórios, estas técnicas se popularizaram apenas em anos recentes após o advento da tecnologia digital, que resultou no aumento das taxas de amostragem dos RDP e relés digitais.

Em Gale *et al.* (1993), os métodos baseados na teoria de ondas viajantes são classificados em grupos, dentre os quais as principais diferenças são relativas à utilização de ondas refletidas no ponto de falta, ao número de terminais monitorados e à utilização de pulsos elétricos para a localização do defeito. Gale *et al.* (1993) afirmam que, embora não necessitem da sincronização de dados, métodos de um terminal são mais susceptíveis a erros, uma vez que dependem da detecção de ondas refletidas no ponto de falta, as quais em alguns casos, podem ser confundidas com ondas refletidas e/ou refratadas em outros pontos do SEP. Portanto, mesmo fazendo necessária a sincronização de dados, os métodos de dois terminais baseados nos transitórios de falta, ou seja, que não requerem o uso de pulsos elétricos, são referenciados como sendo os mais simples, robustos e menos susceptíveis a erros, pois necessitam apenas da detecção do instante de chegada das primeiras ondas eletromagnéticas aos terminais da LT.

Ainda na década de 1990, os métodos baseados na teoria de ondas viajantes se consolidaram e, então, vários trabalhos foram elaborados visando a minimização do impacto de suas fontes de erro. Em Jian *et al.* (1998), por exemplo, propõe-se um novo equacionamento para métodos de dois terminais, no qual são consideradas velocidades de propagação distintas para as ondas viajantes progressivas e regressivas. Basicamente, sugere-se a realização de uma análise espectral dos sinais medidos nos dois terminais da LT, através da qual são identificadas as frequências dominantes das ondas viajantes analisadas. Em seguida, uma vez conhecidos os parâmetros da LT, as velocidades de propagação para os trechos antes e depois do curto-circuito são estimadas separadamente, viabilizando a obtenção de estimativas mais precisas do ponto de falta.

Como limitação do algoritmo, pode-se destacar o uso dos parâmetros da LT no cálculo das velocidades de propagação bem como a realização da análise espectral dos sinais monitorados, o que consiste em um procedimento geralmente lento, que neste caso, torna o algoritmo mais apropriado para aplicações *off-line*.

Em 2007, visando superar as limitações citadas, apresentou-se em Gilany *et al.* (2007) um método de dois terminais capaz de localizar faltas sem requerer o conhecimento da velocidade de propagação das ondas viajantes. Porém, o algoritmo faz necessária a detecção de ondas viajantes refletidas no ponto de falta, o que o torna tão susceptível a erros quanto as técnicas de um terminal. Em 2008, Feng *et al.* (2008) apresentaram um método de três terminais que suprime a utilização da velocidade de propagação no cálculo do local do defeito. Porém, embora apresente essa vantagem, nota-se que a análise de registros oscilográficos provenientes de três pontos distintos do SEP pode tornar o procedimento de localização de faltas mais complexo e lento, visto que os RDP e relés digitais se encontram geralmente em subestações distantes entre si, dificultando a concentração das informações necessárias para a localização da falta. Além disso, para contornar o uso da velocidade de propagação, Feng *et al.* (2008) consideram velocidades de propagação iguais em todos os trechos das LT monitoradas, o que consiste em uma fonte de erros. Assim, a técnica pode não apresentar uma melhoria de desempenho que justifique o monitoramento de três terminais, não sendo, portanto, em alguns casos, vantajosa.

Recentemente, algumas versões dos métodos de dois terminais têm sido analisadas para aplicações em tempo real, a exemplo da apresentada em Costa & Souza (2011), na qual a sincronização de dados é necessária, e em Lopes *et al.* (2013c), cuja formulação não requer a sincronização de dados, sendo, portanto, tema desta tese. No entanto, embora os resultados preliminares apresentados nestes trabalhos sejam satisfatórios, estudos mais minuciosos do desempenho destas técnicas frente a diversas fontes de erro, bem como análises comparativas entre si e com algoritmos tradicionais se faz necessária para sua consolidação. Ainda assim, pode-se dizer que trabalhos como estes são bastante relevantes, visto que, cada vez mais, aplicações automáticas em tempo real têm sido utilizadas nos SEP com o intuito de minimizar o risco de falha humana durante a aplicação dos algoritmos.

Cientes de que a detecção de transitórios é procedimento imprescindível para os métodos baseados na teoria de ondas viajantes, várias pesquisas têm sido desenvolvidas no sentido de

propor algoritmos para este fim. A seguir, apresenta-se uma breve revisão sobre alguns dos métodos mais populares e inovadores nesta área.

3.4.1 Técnicas para detecção de transitórios

Dentre as técnicas existentes para detecção de transitórios, a transformada *wavelet* discreta (TWD) é a mais popular (SAHA *et al.*, 2010), embora exista uma outra versão da TWD, chamada de transformada *wavelet* discreta redundante (TWDR), a qual tem sido também largamente utilizada para detecção de transitórios de falta em SEP (PERCIVAL; WALDEN, 2000).

Costa *et al.* (2010b) apresentaram análises que evidenciam a aplicabilidade da TWD e da TWDR como ferramentas de suporte para o diagnóstico de distúrbios em SEP. Embora a TWD seja mais popular, Costa *et al.* (2010b) sugerem a TWDR como técnica mais adequada para detecção de transitórios, visto que esta não utiliza o processo de subamostragem de 2 (redução do número de coeficientes *wavelet* gerados pela metade) requerido pela TWD, o qual resulta em perdas na resolução dos sinais no tempo. Ainda assim, independentemente das peculiaridades de cada técnica, a TWD e a TWDR superam algumas limitações verificadas em técnicas convencionais como, por exemplo, a transformada de Fourier, pois permitem a análise de sinais digitais em diferentes níveis de resolução no tempo e na frequência (SAHA *et al.*, 2010).

Santoso *et al.* (1996) propuseram a utilização do quadrado dos coeficientes *wavelet*¹ obtidos via TWD para detecção e classificação de distúrbios. Basicamente, a falta é detectada no momento em que tais coeficientes ultrapassam um limiar previamente estabelecido, cujo valor depende do valor máximo assumido pelos coeficientes *wavelet* ao longo do registro oscilográfico analisado (SANTOSO *et al.*, 1997). Apesar de muito simples e eficiente, percebe-se que esta técnica é mais apropriada para aplicações *off-line*, visto que requer o conhecimento completo das oscilografias para calibração dos limiares. Portanto, visando viabilizar o uso da TWD e da TWDR em aplicações em tempo real, Costa *et al.* (2010a) propuseram, com base em recursos estatísticos, uma nova metodologia para cálculo de limiares auto-adaptativos durante o processo de detecção de faltas, cuja eficiência foi comprovada em 2011, quando Costa & Souza (2011) a utilizaram para localizar faltas em tempo real via TWD e TWDR.

¹Neste trabalho, denominamos de coeficientes *wavelet* as saídas da TWD e da TWDR referentes às componentes de alta frequência do sinal avaliado.

Da literatura, sabe-se que a presença de ruídos de natureza elétrica nos sinais avaliados pode ocasionar a detecção errônea de transitórios. Cientes disto, Xiaoli *et al.* (2007) e Costa *et al.* (2008) apresentaram metodologias baseadas na análise das energias janeladas dos coeficientes *wavelet* obtidos via TWD. Estas técnicas permitem detecções de transitórios muito robustas, de forma relativamente simples. No entanto, assim como para outras técnicas baseadas na TWD e na TWDR, estes algoritmos requerem o monitoramento em separado das fases do sistema em estudo e podem apresentar desempenhos distintos quando consideradas diferentes *wavelets* mãe, funções estas que representam os coeficientes dos filtros utilizados durante a aplicação da TWD e da TWDR. Motivado por essa limitação, Costa (2014) propôs uma nova metodologia para cálculo das energias janeladas dos coeficientes *wavelet*, a qual minimiza a influência da *wavelet* mãe sobre o desempenho da TWD e da TWDR. A técnica é bastante robusta e possibilita detecções de transitórios muito precisas. No entanto, requer o monitoramento em separado das fases do sistema e o uso de amostras de tensão e/ou corrente de instantes passados, o que aumenta a complexidade do algoritmo e o esforço computacional associado.

Diante da necessidade de elaborar algoritmos que possibilitem a detecção de transitórios de forma simples, rápida e confiável, apresentou-se em Lopes *et al.* (2011a) uma nova técnica para detecção de transitórios baseada na transformada de Park (TDQ), a qual permite o monitoramento de todas as fases do SEP conjuntamente por meio do processamento apenas dos coeficientes de eixo direto obtidos via TDQ. Como limitação deste método, pode-se destacar o uso de limiares empíricos, o que torna o algoritmo mais susceptível a erros. Com isso, apresentou-se em Lopes *et al.* (2011b) uma versão melhorada do algoritmo proposto em Lopes *et al.* (2011a), na qual os limiares são auto-adaptativos às características do SEP. No entanto, o algoritmo apresenta grande sensibilidade a ruídos elétricos, o que motivou a elaboração do algoritmo apresentado em Lopes *et al.* (2013b), no qual a detecção de transitórios é realizada por meio da análise das energias janeladas dos elementos incrementais dos coeficientes de eixo direto obtidos via TDQ.

Além dos métodos referenciados, encontram-se também na literatura outras soluções para detecção de transitórios, as quais são baseadas: na análise dos coeficientes de correlação entre registros de um, dois ou mais terminais (JAMALI; GHEZELJEH, 2004; LIN *et al.*, 2008); no uso de filtros digitais (ZIMATH *et al.*, 2010); e no uso de técnicas baseadas em inteligência artificial

Fukuyama & Ueki (1993), Kezunovic & Rikalo (1996). Neste contexto, sabe-se que a detecção de transitórios baseada no uso de filtros digitais tem apresentado desempenhos satisfatórios em campo (ZIMATH *et al.*, 2010), porém, além de requerer o monitoramento em separado das fases do sistema, os filtros digitais apresentam atrasos e resposta em frequência com largura de banda limitada, o que pode comprometer, em alguns casos, o desempenho dos localizadores de faltas. Já as demais técnicas são pouco populares e têm apresentado aplicação limitada em campo devido à complexidade e ao alto esforço computacional associado.

3.5 TENDÊNCIAS RECENTES DOS MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Nos últimos anos, os conceitos de *Smart Grids* (redes inteligentes) se popularizaram bastante, motivando o desenvolvimento de novos algoritmos de localização de faltas. Diante dos avanços recentes da tecnologia nos campos da computação, do controle e das comunicações, as *Smart Grids* têm sido a grande tendência dos SEP, em virtude da possibilidade de concentrar informações provenientes de vários pontos do sistema supervisionado. Assim, em um futuro próximo, espera-se realizar o monitoramento dos sistemas de transmissão, distribuição e dos centros consumidores em tempo real, viabilizando o diagnóstico automático de distúrbios e a configuração auto-adaptativa dos sistemas de proteção e controle (AMIN; WOLLENBERG, 2005).

Dentre as principais características das redes inteligentes, se destaca a detecção e localização automática de faltas, a qual permite a redistribuição do fluxo de potência nos SEP a partir da realização em tempo real de diagnósticos do distúrbio ocorrido e de manobras automáticas de chaveamento. Tal procedimento, minimiza substancialmente o tempo de recomposição do SEP, melhorando os índices de continuidade de serviço. No âmbito da localização de faltas em LT, constata-se que uma tendência recente é o desenvolvimento de técnicas aplicáveis em tempo real, capazes de aliar simplicidade computacional e eficiência, que sejam auto-adaptáveis a diferentes configurações dos SEP e independentes dos parâmetros do sistema monitorado. Além disso, por existirem vários pontos de monitoramento nas *Smart Grids*, percebe-se que outra tendência é o desenvolvimento de soluções independentes da sincronização de dados, a qual, conforme mencionado anteriormente, é fonte de erros relevante para boa parte dos métodos de localização de faltas.

3.6 SÍNTESE DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E AVALIAÇÃO DAS TENDÊNCIAS

Nas Tabelas 3.1 e 3.2, são apresentados os resumos de alguns dos principais métodos de localização de faltas e detecção de transitórios analisados nesta revisão bibliográfica, destacando-se as características mais relevantes de cada um. Em relação aos métodos de localização de faltas, observa-se que os baseados em componentes de alta frequência e em inteligência artificial, embora funcionem muito bem utilizando registros não sincronizados, apresentam características gerais que vão de encontro com a filosofia do monitoramento em tempo real das redes inteligentes. Já os métodos baseados em componentes fundamentais se mostram adequados para aplicações em tempo real, muito embora sejam, em sua maioria, dependentes dos parâmetros das LT monitoradas. Da mesma forma, os métodos baseados na teoria de ondas viajantes também se destacam como apropriados para aplicações nas *Smart Grids*, embora não existam soluções de dois ou mais terminais consolidadas que utilizem dados não sincronizados. Vale destacar que a maioria dos algoritmos analisados que se baseiam na teoria de ondas viajantes é classificada como independente dos parâmetros da LT, visto que a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas, embora seja função dos parâmetros da LT, pode ser aproximada por valores entre 96% e 100% da velocidade da luz, sem comprometer a precisão e confiabilidade dos métodos (ZIMATH *et al.*, 2010; LOPES *et al.*, 2013b). Neste caso, apenas o algoritmo apresentado em Jian *et al.* (1998) é classificado como dependente dos parâmetros da LT, visto que realiza o cálculo das velocidades de propagação usando os parâmetros da linha e as frequências dominantes identificadas no processo de análise espectral dos transitórios de falta.

Correlacionando as características das *Smart Grids* com os dados da Tabela 3.1, conclui-se que a tendência atual é a elaboração de métodos aplicáveis em tempo real, independentes dos parâmetros do SEP e da sincronização de dados. Neste contexto, nota-se que os métodos baseados em componentes de alta frequência e em inteligência artificial pouco se enquadram nesse formato. Por outro lado, dentre as técnicas baseadas em componentes fundamentais, se destaca o método apresentado em Izykowski *et al.* (2010), e, dentre os métodos baseados na teoria de ondas viajantes, se destacam os algoritmos reportados em Gale *et al.* (1993), Costa & Souza (2011) e Lopes *et al.* (2013c). Já para a detecção de transitórios, as técnicas apresentadas em Costa *et al.* (2008), Costa *et al.* (2010a), Costa (2014) e Lopes *et al.* (2013b) são consideradas como as mais adequadas para aplicações em tempo real, dentre as referenciadas neste capítulo.

Por fim, tomando-se como base os trabalhos citados nesta revisão bibliográfica, percebe-se que, embora já existam técnicas baseadas na análise de componentes fundamentais capazes de localizar faltas em LT utilizando dados não sincronizados de dois ou mais terminais, sabe-se que este tipo de método possui fontes de erro mais impactantes sobre a precisão das localizações estimadas do que as fontes de erro tradicionais dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes (MOUTINHO *et al.*, 2010). No entanto, mesmo apresentando maior robustez, não se tem conhecimento de soluções deste último tipo de algoritmo que funcionem de forma independente da sincronização de dados, com exceção dos métodos de um terminal, os quais são muito susceptíveis a erros devido à necessidade de detecção de transitórios refletidos no ponto de falta. Portanto, é evidente a necessidade do desenvolvimento de métodos que aliem os benefícios dos métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes ao uso de dados não sincronizados de dois ou mais terminais.

Visando preencher as lacunas citadas, propõe-se nesta tese um método de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes, o qual funciona a partir de dados não sincronizados de dois terminais. Para tornar a solução mais robusta, também é proposto um algoritmo para detecção de transitórios, o qual viabiliza a detecção e localização de faltas em tempo real em conformidade com as tendências mais recentes relacionadas às redes inteligentes. No próximo capítulo, as vantagens citadas dos métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes são comprovadas por meio de uma análise comparativa de seu desempenho com o de métodos clássicos baseados na análise de componentes de frequência fundamental, justificando o direcionamento dado para os estudos realizados neste trabalho.

Tabela 3.1. Resumo da revisão bibliográfica referente à localização de faltas em LT.

Referência	Classificação do método	NTM			Requer parâm. da LT	Procedimento utilizado				Aplicação possível	
		1	2	3		PI	DT	AE	RP	RÑS	TR
Takagi <i>et al.</i> (1982)	CF	✓	-	-	✓	-	-	-	-	✓	✓
Salim <i>et al.</i> (2011)	CF	✓	-	-	✓	✓	-	-	-	✓	-
Johns & Jamali (1990)	CF	-	✓	-	✓	-	-	-	-	-	✓
Girgis <i>et al.</i> (1992)	CF	-	✓	-	✓	-	-	-	-	-	✓
Tziouvaras <i>et al.</i> (2001)	CF	-	✓	-	✓	-	-	-	-	✓	✓
Yu (2010)	CF	-	✓	-	✓	✓	-	-	-	✓	-
Izykowski <i>et al.</i> (2010)	CF	-	✓	-	✓	-	-	-	-	✓	✓
Preston <i>et al.</i> (2011)	CF	-	✓	-	-	-	-	-	-	-	✓
He <i>et al.</i> (2011)	CF	-	✓	-	-	-	-	-	-	-	✓
Izykowski <i>et al.</i> (2011)	CF	-	✓	-	✓	✓	-	-	-	✓	-
Dawidowski <i>et al.</i> (2013)	CF	-	✓	-	-	-	-	-	-	-	✓
Saha <i>et al.</i> (2013)	CF	-	✓	-	✓	✓	-	-	-	✓	-
Gale <i>et al.</i> (1993)	OV	-	✓	-	-	-	✓	-	-	-	-
Jian <i>et al.</i> (1998)	OV	-	✓	-	✓	-	✓	✓	-	-	-
Gilany <i>et al.</i> (2007)	OV	-	✓	-	-	-	✓	-	-	-	-
Feng <i>et al.</i> (2008)	OV	-	-	✓	-	-	✓	-	-	-	-
Costa & Souza (2011)	OV	-	✓	-	-	-	✓	-	-	-	✓
Lopes <i>et al.</i> (2013c)	OV	-	✓	-	-	-	✓	-	-	✓	✓
Faybisovich <i>et al.</i> (2010)	AF	✓	✓	-	-	-	-	✓	-	✓	-
Shi <i>et al.</i> (2010)	AF	✓	-	-	-	-	-	✓	-	✓	-
Iurinic <i>et al.</i> (2013)	AF	✓	-	-	-	-	-	✓	-	✓	-
Chen & Maun (2000)	IA	✓	-	-	✓	-	-	-	✓	✓	-
EL-Naggar (2001)	IA	✓	-	-	✓	-	-	-	✓	✓	-
Reddy & Mohanta (2008)	IA	✓	-	-	✓	-	-	-	✓	✓	-
Sadinezhad & Agelidis (2009)	IA	✓	-	-	✓	-	-	-	✓	✓	-
Davoudi <i>et al.</i> (2012)	IA	-	✓	-	✓	-	-	-	✓	✓	-

Legenda:

CF =	Métodos baseados em componentes fundamentais;	OV =	Métodos baseados na teoria de ondas viajantes;
AF =	Métodos baseados em componentes de alta frequência;	IA =	Métodos baseados em inteligência artificial;
NTM =	Número de terminais monitorados;	PI =	Processos iterativos;
DT =	Deteção de Transitórios;	AE =	Análise espectral de sinais;
RP =	Reconhecimento de padrões;	RÑS =	Registros oscilográficos não sincronizados;
TR =	Tempo real;		

Tabela 3.2. Resumo da revisão bibliográfica referente à detecção de transitórios.

Referência	Técnica empregada
Santoso <i>et al.</i> (1996)	TWD
Costa <i>et al.</i> (2010a)	TWD e TWDR
Xiaoli <i>et al.</i> (2007)	TWD + Energias Janeladas
Costa <i>et al.</i> (2008)	TWD + Energias Janeladas
Costa (2014)	(TWD e TWDR) + Energias Janeladas
Lopes <i>et al.</i> (2011a)	TDQ
Lopes <i>et al.</i> (2011b)	TDQ
Lopes <i>et al.</i> (2013b)	TDQ + Energias Janeladas
Jamali & Ghezjeljeh (2004)	Coefficientes de correlação
Lin <i>et al.</i> (2008)	Coefficientes de correlação
Zimath <i>et al.</i> (2010)	Filtros digitais
Fukuyama & Ueki (1993)	Inteligência Artificial
Kezunovic & Rikalo (1996)	Inteligência Artificial

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Realiza-se neste capítulo uma análise do desempenho de métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes e na análise de componentes fundamentais, os quais consistem nos tipos que mais se enquadram nas tendências relacionadas às *Smart Grids*, que foram descritas no capítulo anterior. O objetivo é comprovar as vantagens dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, justificando o desenvolvimento do método proposto nesta tese.

4.1 DESCRIÇÃO DOS MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS AVALIADOS

No total, seis métodos foram implementados e avaliados sob o ponto de vista da influência das características de falta, de imprecisões nos parâmetros da LT e da compensação série capacitiva de linhas. Dentre os métodos avaliados, cinco são baseados na análise de componentes fundamentais e apenas um baseado na teoria de ondas viajantes.

4.1.1 Notação Adotada

Para realizar as análises ora propostas, foram simuladas faltas em um SEP de 230 kV modelado usando parâmetros reais da LT Recife II-Bongi da Chesf, o qual é ilustrado na Figura 4.1 em conjunto com a notação adotada para representação das grandezas elétricas do sistema. O SEP consiste basicamente em uma LT de comprimento ℓ que conecta o terminal emissor (Barra S) ao terminal receptor (Barra R). \hat{V}_F é o fasor fundamental da tensão no ponto de falta F , o qual se encontra a uma distância d da Barra S. \hat{V}_S e \hat{I}_S são os fasores fundamentais de tensão e corrente na Barra S, \hat{V}_R e \hat{I}_R são os fasores de tensão e corrente na Barra R e, por fim, S1 e S2 são circuitos equivalentes de Thévenin que representam os sistemas conectados aos terminais da LT. Os parâmetros deste sistema são apresentados no Apêndice A.

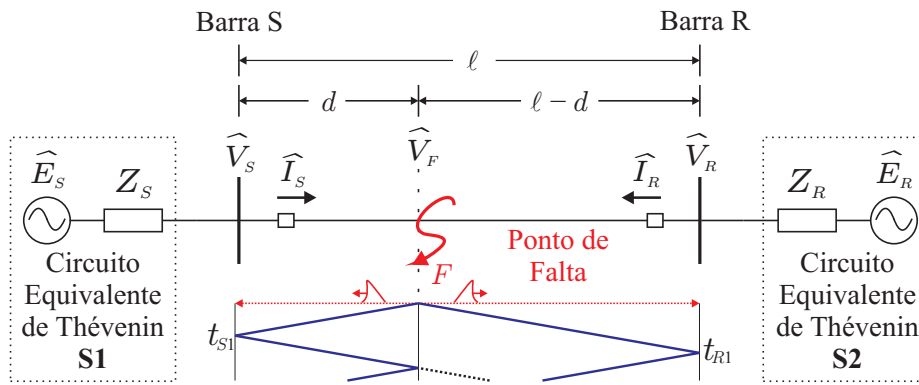


Figura 4.1. Diagrama unifilar do SEP de teste avaliado.

4.1.2 Método I (GALE *et al.*, 1993)

O método proposto em Gale *et al.* (1993) é baseado na teoria de ondas viajantes e utiliza dados sincronizados de dois terminais. Sua formulação é bastante simples e requer apenas a detecção dos instantes t_{S1} e t_{R1} referentes à chegada das primeiras ondas viajantes induzidas pelo distúrbio nos terminais da LT (ver Figura 4.1), sendo a distância de falta estimada por:

$$d_{SR} = \frac{\ell - (t_{R1} - t_{S1})v_p}{2}, \quad (4.1)$$

onde d_{SR} é a distância de falta estimada no sentido da Barra S para a Barra R e v_p é a velocidade de propagação das ondas viajantes.

Neste método, os instantes t_{S1} e t_{R1} são detectados individualmente, de forma que a sincronização de dados é imprescindível para garantir estimativas confiáveis do ponto de falta. Uma vez que Gale *et al.* (1993) não informam a velocidade de propagação a ser considerada, adotou-se, neste capítulo, v_p igual a 98% da velocidade da luz v_c , conforme sugerido em Zimath *et al.* (2010). Mesmo sabendo que esta aproximação é bastante utilizada em dispositivos localizadores reais, apresenta-se no Apêndice B uma análise mais minuciosa da influência de aproximações típicas de v_p sobre a localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes.

4.1.3 Método II (TAKAGI *et al.*, 1982)

Apresenta-se em Takagi *et al.* (1982) um método de um terminal para localização de faltas baseado na análise de fasores fundamentais. Este método tem sido largamente utilizado por concessionárias devido a sua simplicidade, baixo custo e, principalmente, por não requerer sincronização de dados nem canais de comunicação entre os terminais da LT.

No Método II, os sinais de entrada são selecionados de acordo com o tipo de falta, ou seja, a classificação da falta é necessária. No entanto, uma vez que o foco desta tese é a localização de faltas, assume-se neste capítulo que técnicas para identificação das fases do SEP com defeito se encontram disponíveis e funcionando perfeitamente. Assim, torna-se possível selecionar sem erros, como sinais de entrada do sistema localizador, um conjunto de medições dentre seis possíveis, os quais são provenientes de seis unidades operacionais denominadas de $Z_{AT}, Z_{BT}, Z_{CT}, Z_{AB}, Z_{BC}, Z_{CA}$. Estas unidades são tipicamente utilizadas em relés de distância e realizam o processamento dos sinais descritos na Tabela 4.1 (ZIEGLER, 2010), onde \widehat{I}_0 é a corrente de sequência zero dada pela soma dos fasores das correntes de fase ($\widehat{I}_0 = \widehat{I}_S^a + \widehat{I}_S^b + \widehat{I}_S^c$) e K_0 é o fator de compensação de sequência zero calculado por:

$$K_0 = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}}, \quad (4.2)$$

onde Z_{L0} e Z_{L1} são as impedâncias série de sequência zero e positiva da LT, respectivamente.

Tabela 4.1. Sinais de entrada dos métodos de um terminal.

Unidade de Medição	Sinal de Tensão* \widehat{V}_S	Sinal de Corrente* \widehat{I}_S
Z_{AT}	\widehat{V}_S^a	$\widehat{I}_S^a + K_0 \widehat{I}_0$
Z_{BT}	\widehat{V}_S^b	$\widehat{I}_S^b + K_0 \widehat{I}_0$
Z_{CT}	\widehat{V}_S^c	$\widehat{I}_S^c + K_0 \widehat{I}_0$
Z_{AB}	$\widehat{V}_S^a - \widehat{V}_S^b$	$\widehat{I}_S^a - \widehat{I}_S^b$
Z_{BC}	$\widehat{V}_S^b - \widehat{V}_S^c$	$\widehat{I}_S^b - \widehat{I}_S^c$
Z_{CA}	$\widehat{V}_S^c - \widehat{V}_S^a$	$\widehat{I}_S^c - \widehat{I}_S^a$

*Os índices a, b e c representam as fases da LT.

Para minimizar a influência do carregamento do sistema sobre a precisão dos pontos de falta estimados, Takagi *et al.* (1982) propõem o uso de dados de corrente de pré-falta medidos pelas unidades operacionais descritas na Tabela 4.1. Basicamente, calculam-se correntes incrementais $\Delta \widehat{I}_S$ a partir da subtração dos fasores fundamentais de corrente medidos no período de pré-falta (\widehat{I}_p) dos medidos no período de falta (\widehat{I}_S) e, em seguida, calcula-se a estimativa d_{SR} da distância do defeito, em quilômetros, usando:

$$d_{SR} = \frac{\text{Im} \{ \widehat{V}_S \Delta \widehat{I}_S^* \}}{\text{Im} \{ Z_{L1} \widehat{I}_S \Delta \widehat{I}_S^* \}} \ell, \quad (4.3)$$

onde $\Delta \widehat{I}_S$ é a corrente incremental ($\Delta \widehat{I}_S = \widehat{I}_S - \widehat{I}_p$) e (*) é o operador que retorna o conjugado de números complexos.

4.1.4 Método III (ZIEGLER, 2010)

Em Ziegler (2010), apresentam-se diversos conceitos relacionados à proteção de distância de LT, a qual consiste no tipo de proteção mais empregado em sistemas de transmissão de energia elétrica. Basicamente, essa proteção consiste na medição indireta da distância da falta por meio do cálculo da impedância de sequência positiva do trecho da LT entre o relé e o local de ocorrência do distúrbio. Portanto, em muitos relés de distância, a localização do defeito é estimada, em quilômetros, a partir da impedância vista pelo relé usando:

$$d_{SR} = \operatorname{Re} \left[\frac{\left(\frac{\widehat{V}_S}{\widehat{I}_S} \right)}{Z_{L1}} \right] \ell, \quad (4.4)$$

onde \widehat{V}_S e \widehat{I}_S são as tensões e correntes medidas pelas unidades operacionais dos relés no terminal emissor S, conforme descrito na Tabela 4.1, e $\operatorname{Re}()$ é uma função que retorna a parte real de números complexos. Esta forma de localização de defeitos também requer a classificação de faltas para seleção correta da unidade operacional a ser considerada. Portanto, assim como para o Método II, assume-se durante as avaliações que o tipo de falta sob análise é conhecido.

4.1.5 Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990)

O algoritmo proposto em Johns & Jamali (1990) é considerado um dos mais precisos dentre os disponíveis na literatura. Isto se deve ao fato desta técnica considerar o efeito capacitivo da LT, viabilizando estimativas do ponto de falta mais precisas que as obtidas utilizando métodos baseados no modelo de linha curta. Em resumo, Johns & Jamali (1990) propõem que, conhecendo-se os fasores das componentes modais aéreas de tensão e corrente na Barra S, é possível obter a partir da teoria dos quadripólos uma expressão para calcular o fasor de tensão em qualquer ponto da LT localizado a uma distância x do terminal emissor (Barra S), assim como demonstrado em (2.8). Desta forma, obtém-se:

$$\widehat{V}(x) = \widehat{V}_S \cosh(\gamma x) - \widehat{I}_S Z_c \sinh(\gamma x), \quad (4.5)$$

onde γ e Z_c são a constante de propagação e impedância característica da linha, respectivamente, as quais podem ser calculadas usando (2.6) e (2.7).

Segundo Johns & Jamali (1990), a mesma análise pode ser realizada considerando dados provenientes da Barra R, resultando em uma expressão para cálculo do fasor de tensão em qualquer ponto da LT localizado a uma distância y do terminal receptor (Barra R). Esta expressão é dada por:

$$\widehat{V}(y) = \widehat{V}_R \cosh(\gamma y) - \widehat{I}_R Z_C \sinh(\gamma y) . \quad (4.6)$$

Usando (4.5) e (4.6) para calcular o fasor de tensão \widehat{V}_F no ponto de falta F , ou seja, fazendo $x = d$ e $y = \ell - d$, obtém-se:

$$\widehat{V}_F = \widehat{V}(x) \Big|_{x=d} = \widehat{V}(y) \Big|_{y=\ell-d} . \quad (4.7)$$

Substituindo (4.5) e (4.6) em (4.7) e substituindo a variável d pela localização estimada d_{SR} , obtém-se:

$$d_{SR} = \frac{\operatorname{tgh}^{-1}(-B/A)}{\gamma} , \quad (4.8)$$

sendo

$$A = Z_c \widehat{I}_S - \widehat{V}_R \sinh(\gamma \ell) + Z_c \widehat{I}_R \cosh(\gamma \ell), \quad (4.9)$$

e

$$B = \widehat{V}_R \cosh(\gamma \ell) - Z_c \widehat{I}_R \sinh(\gamma \ell) - \widehat{V}_S . \quad (4.10)$$

Conforme mencionado anteriormente, o Método IV se baseia na análise de fasores fundamentais das componentes modais aéreas, de forma que, para uma dada falta, duas localizações são estimadas. Para alguns tipos de falta, apenas um dos modos é excitado, tornando necessária a classificação da falta para selecionar corretamente o resultado de interesse. Portanto, assim como considerado para os métodos II e III, assume-se que o tipo de falta é conhecido, evitando erros na seleção da estimativa correta do ponto de ocorrência do defeito.

4.1.6 Método V (GIRGIS *et al.*, 1992)

Propõe-se em Girgis *et al.* (1992) um método de localização de faltas para LT monitoradas em dois ou três terminais, usando dados sincronizados e não-sincronizados. Nesta tese, apenas a versão que considera dados sincronizados de dois terminais será avaliada, visto que é a mais difundida na literatura.

O Método V é fundamentado no cálculo do fasor de tensão \widehat{V}_F no ponto de falta F , considerando apenas a impedância série da LT. Segundo Girgis *et al.* (1992), conhecendo-se os fasores \widehat{V}_S , \widehat{I}_S , \widehat{V}_R e \widehat{I}_R das grandezas de fase, pode-se obter que:

$$V_F^{abc} = V_S^{abc} - dZ_{abc}I_S^{abc} , \quad (4.11)$$

$$V_F^{abc} = V_R^{abc} - (\ell - d)Z_{abc}I_R^{abc} , \quad (4.12)$$

onde Z_{abc} é a matriz da impedância série da LT por unidade de comprimento, V_F^{abc} é o vetor com os fasores das tensões de fase no ponto de falta e V_S^{abc} , V_R^{abc} , I_S^{abc} e I_R^{abc} são os vetores dos fasores de tensão e corrente medidos nas barras S e R.

A partir de (4.11) e (4.12), obtém-se:

$$V_S^{abc} - V_R^{abc} + \ell Z_{abc}I_R^{abc} = dZ_{abc}(I_S^{abc} + I_R^{abc}) , \quad (4.13)$$

expressão esta que pode ser reescrita como:

$$Y = M \cdot d \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \\ Y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_a \\ M_b \\ M_c \end{bmatrix} \cdot d, \quad (4.14)$$

sendo

$$M_j = \sum_{i=a,b,c} Z_{ji}(\widehat{I}_S^i + \widehat{I}_R^i), \quad \text{para } j = a, b, c , \quad (4.15)$$

$$Y_j = \widehat{V}_S^j - \widehat{V}_R^j + \ell \sum_{i=a,b,c} (Z_{ji}\widehat{I}_R^i), \quad \text{para } j = a, b, c . \quad (4.16)$$

Segundo Girgis *et al.* (1992), (4.14) pode ser resolvida por meio do método dos mínimos quadrados e, portanto, substituindo d pela localização estimada do ponto de falta d_{SR} , pode-se obter que:

$$d_{SR} = (M^+M)^{-1}M^+Y , \quad (4.17)$$

onde M^+ é a matriz transposta conjugada de M .

Nesta tese, a matriz de impedância série Z_{abc} é calculada a partir dos parâmetros de sequência zero e positiva da LT (Z_{L0} e Z_{L1} , respectivamente) conforme descrito no Capítulo 2 e novamente demonstrado a seguir (DOMMEL, 1996):

$$Z_{abc} = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_S & Z_M & Z_M \\ Z_M & Z_S & Z_M \\ Z_M & Z_M & Z_S \end{bmatrix} , \quad (4.18)$$

onde $Z_M = (Z_{L0} - Z_{L1})/3$, $Z_S = Z_M + Z_{L1}$, Z_S é a impedância própria da LT e Z_M é a impedância mútua.

4.1.7 Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009)

Este método também é baseado em medições sincronizadas de dois terminais e, diferentemente das demais técnicas apresentadas até o momento, não requer o conhecimento dos parâmetros série ou em derivação da LT monitorada. Esta característica garante ao método uma grande robustez em casos reais, nos quais os parâmetros de sequência das LT considerados nos dispositivos localizadores podem apresentar imprecisões em relação aos valores reais (SAHA *et al.*, 2010).

De acordo com a formulação matemática apresentada em Radojevic *et al.* (2009), a distância de falta pode ser calculada a partir da análise dos fasores das tensões e correntes de sequência positiva e negativa em ambos os terminais da LT. Portanto, sendo ‘ p ’ e ‘ n ’ índices relacionados, respectivamente, às componentes de sequência positiva e negativa, pode-se obter a partir do modelo de linha curta:

$$\widehat{V}_S^p - Z_{L1} d \widehat{I}_S^p = \widehat{V}_R^p - Z_{L1} (\ell - d) \widehat{I}_R^p, \quad (4.19)$$

$$\widehat{V}_S^n - Z_{L1} d \widehat{I}_S^n = \widehat{V}_R^n - Z_{L1} (\ell - d) \widehat{I}_R^n. \quad (4.20)$$

Para viabilizar a eliminação dos parâmetros da LT nas expressões do algoritmo, Radojevic *et al.* (2009) propõem o cálculo dos termos dZ_{L1} e $(\ell - d)Z_{L1}$. Portanto, sendo:

$$dZ_{L1} = \frac{(\widehat{V}_S^p - \widehat{V}_R^p) \widehat{I}_R^n - (\widehat{V}_S^n - \widehat{V}_R^n) \widehat{I}_R^p}{\widehat{I}_S^p \widehat{I}_R^n - \widehat{I}_S^n \widehat{I}_R^p}, \quad (4.21)$$

$$(\ell - d)Z_{L1} = \frac{(\widehat{V}_S^p - \widehat{V}_R^p) \widehat{I}_S^n - (\widehat{V}_S^n - \widehat{V}_R^n) \widehat{I}_S^p}{\widehat{I}_S^p \widehat{I}_R^n - \widehat{I}_S^n \widehat{I}_R^p}, \quad (4.22)$$

a distância do ponto de falta em relação à Barra S, pode ser calculado, em quilômetros, por:

$$d_{SR} = \frac{(\widehat{V}_S^p - \widehat{V}_R^p) \widehat{I}_R^n - (\widehat{V}_S^n - \widehat{V}_R^n) \widehat{I}_R^p}{(\widehat{V}_S^p - \widehat{V}_R^p)(\widehat{I}_S^n + \widehat{I}_R^n) - (\widehat{V}_S^n - \widehat{V}_R^n)(\widehat{I}_S^p + \widehat{I}_R^p)} \ell. \quad (4.23)$$

É importante destacar que em um caso hipotético no qual os parâmetros da LT são conhecidos sem erros, a distância de falta estimada d_{SR} é um valor real puro (JOHNS; JAMALI, 1990). No entanto, na prática, para métodos que utilizam os parâmetros da LT, d_{SR} apresenta uma parte imaginária com valores baixos decorrentes de imprecisões que normalmente existem nos dados da linha. Portanto, para todos os métodos avaliados neste capítulo, considerou-se a localização estimada do ponto de falta como sendo a parte real de d_{SR} , assim como sugerido em (JOHNS; JAMALI, 1990).

4.2 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DOS MÉTODOS IMPLEMENTADOS

Os desempenhos dos métodos descritos neste capítulo foram avaliados por meio de simulações digitais de faltas no ATP, através do qual, utilizando a linguagem MODELS, foram gerados os registros oscilográficos de cada caso avaliado. Os métodos em estudo foram implementados no ambiente Matlab[®], permitindo a avaliação *off-line* dos registros simulados.

Para estimar os fasores fundamentais, implementou-se o algoritmo de Fourier de ciclo completo (PHADKE; THORP, 2009) associado ao filtro mímico digital proposto em Benmouyal (1995), o qual é capaz de minimizar os efeitos da componente CC de decaimento exponencial. Os fundamentos do algoritmo de estimação de fasores implementado são descritos no Apêndice C. Já o Método I, que requer a detecção de ondas viajantes nos terminais da LT, foi implementado utilizando o algoritmo de detecção de transitórios proposto em Lopes *et al.* (2013b), o qual é tema dessa tese e será apresentado no capítulo seguinte.

Conforme mencionado inicialmente, o SEP simulado é o mesmo da Figura 4.1, o qual possui uma LT com tensão nominal de 230 kV e comprimento de 400 km, assim como descrito no Apêndice A. As simulações no ATP foram realizadas considerando um passo de integração igual a 1 μ s e os registros oscilográficos avaliados foram gerados de forma a simular períodos de amostragem de 50 μ s (334 amostras/ciclo), para o método baseado na teoria de ondas viajantes, e 1,041 ms (16 amostras/ciclo), para os métodos baseados na análise de componentes fundamentais. Assim, foram utilizados filtros *anti-aliasing* com frequências de corte em 7 kHz, para o Método I, e em 180 Hz, para os demais métodos.

Após cada simulação foi calculado o erro percentual das localizações estimadas usando:

$$\epsilon_r(\%) = \frac{|d - d_{SR}|}{\ell} \times 100. \quad (4.24)$$

Da literatura, sabe-se que existem inúmeras fontes de erro que podem comprometer os resultados obtidos através dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes e na análise de fasores fundamentais. Neste contexto, destacam-se as características de falta, imprecisões nos parâmetros do SEP e a compensação série capacitiva (MOUTINHO *et al.*, 2010), a qual é largamente utilizada em sistemas de transmissão (ANDERSON, 1999; ZANETTA Jr., 2003). Desta forma, para viabilizar uma melhor compreensão dos resultados obtidos, a análise comparativa dos métodos implementados é apresentada em três etapas, as quais são descritas a seguir.

4.2.1 Análise da Influência de Imprecisões nos Parâmetros da LT

Em geral, as concessionárias de energia elétrica dispõem dos parâmetros de sequência positiva e zero das LT pertencentes aos seus respectivos SEP. No entanto, estes dados nem sempre apresentam boa precisão, visto que são provenientes de medições em campo (sujeitas a erros) ou de aproximações por valores adotados como padrão. Além disso, ao longo do dia, as condições climáticas podem ocasionar variações nos parâmetros de sequência positiva e zero da LT, de forma que passam a ser verificadas imprecisões nos dados disponibilizados aos dispositivos de proteção e monitoração do sistema, a exemplo dos relés digitais, RDP e localizadores de faltas. Isto pode causar, portanto, erros na atuação de algoritmos de proteção e controle, bem como desvios imprevisíveis nos resultados obtidos nos procedimentos de localização de faltas.

Diante deste cenário, realiza-se nesta etapa a avaliação da influência de possíveis imprecisões nos parâmetros de sequência positiva e zero das LT sobre o desempenho dos algoritmos de localização de faltas descritos na seção anterior. Para tanto, foram analisadas situações de parâmetros perfeitamente calculados (ou seja, com erro de 0%) e com variações de $\pm 10\%$, $\pm 30\%$ e $\pm 50\%$ dos valores reais utilizados na modelagem da LT no ATP.

Nas Figuras 4.2 e 4.3 são apresentados os erros percentuais obtidos para faltas AT na linha modelada, com resistências de falta iguais a 1Ω e ângulos de incidência de 90° , variando-se apenas os pontos de falta simulados e as imprecisões nos parâmetros de sequência positiva e sequência zero da linha. Neste contexto, deve-se frisar que estas características de falta foram escolhidas por implicarem na melhor condição de operação para dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, minimizando a influência das características da falta ao longo desta etapa e, conseqüentemente, permitindo uma avaliação mais confiável da influência das imprecisões dos parâmetros da LT sobre os métodos de localização de faltas implementados. Além disso, para uma melhor visualização dos resultados obtidos para cada caso, os eixos verticais das figuras foram ajustados de acordo com os erros máximos obtidos para cada método, evitando que erros elevados de métodos menos robustos camuflassem variações no desempenho dos demais algoritmos decorrentes da variação dos valores dos parâmetros da LT.

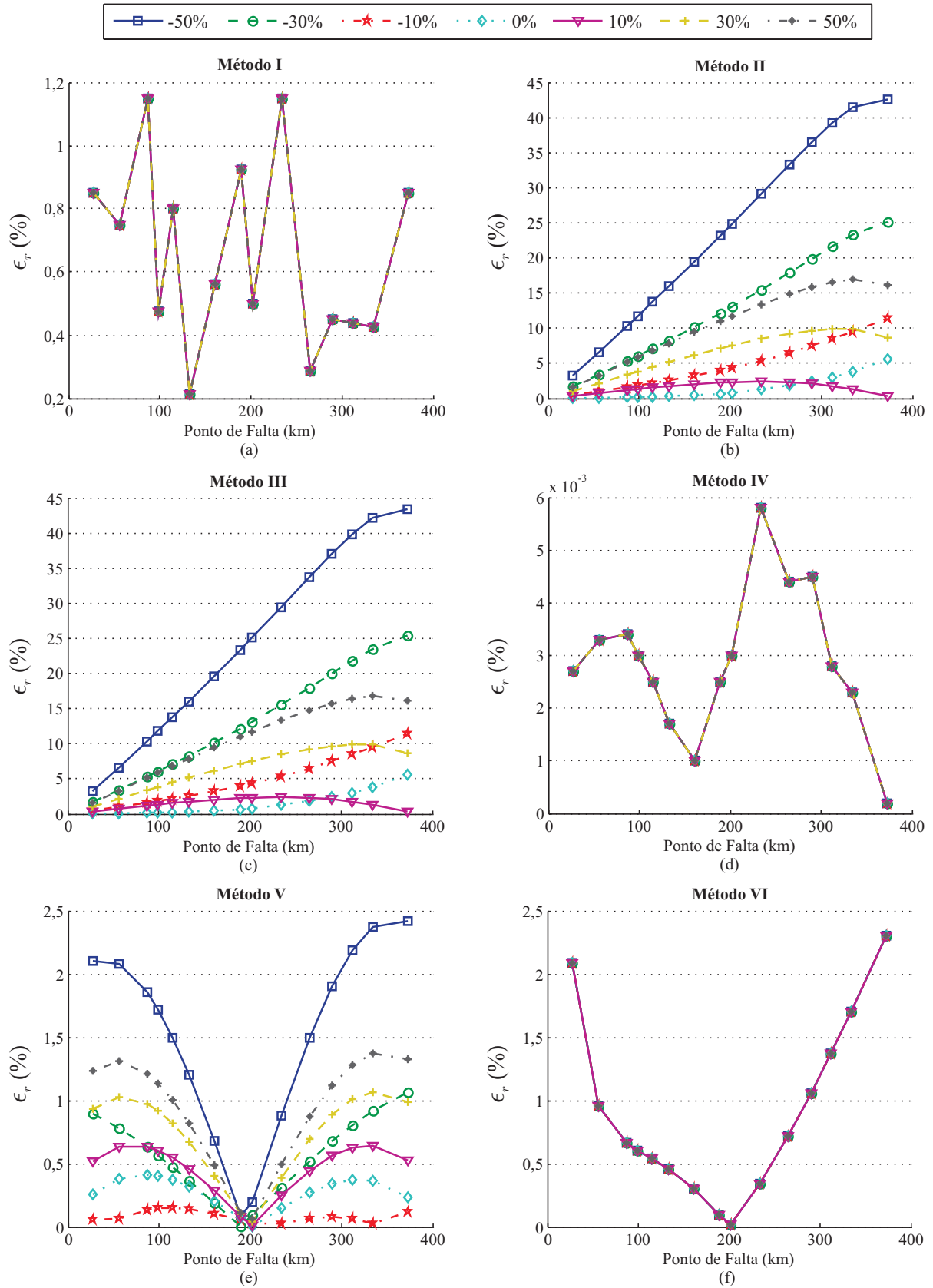


Figura 4.2. Análise da influência de imprecisões nos parâmetros de sequência zero (Z_{L0}) da LT: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

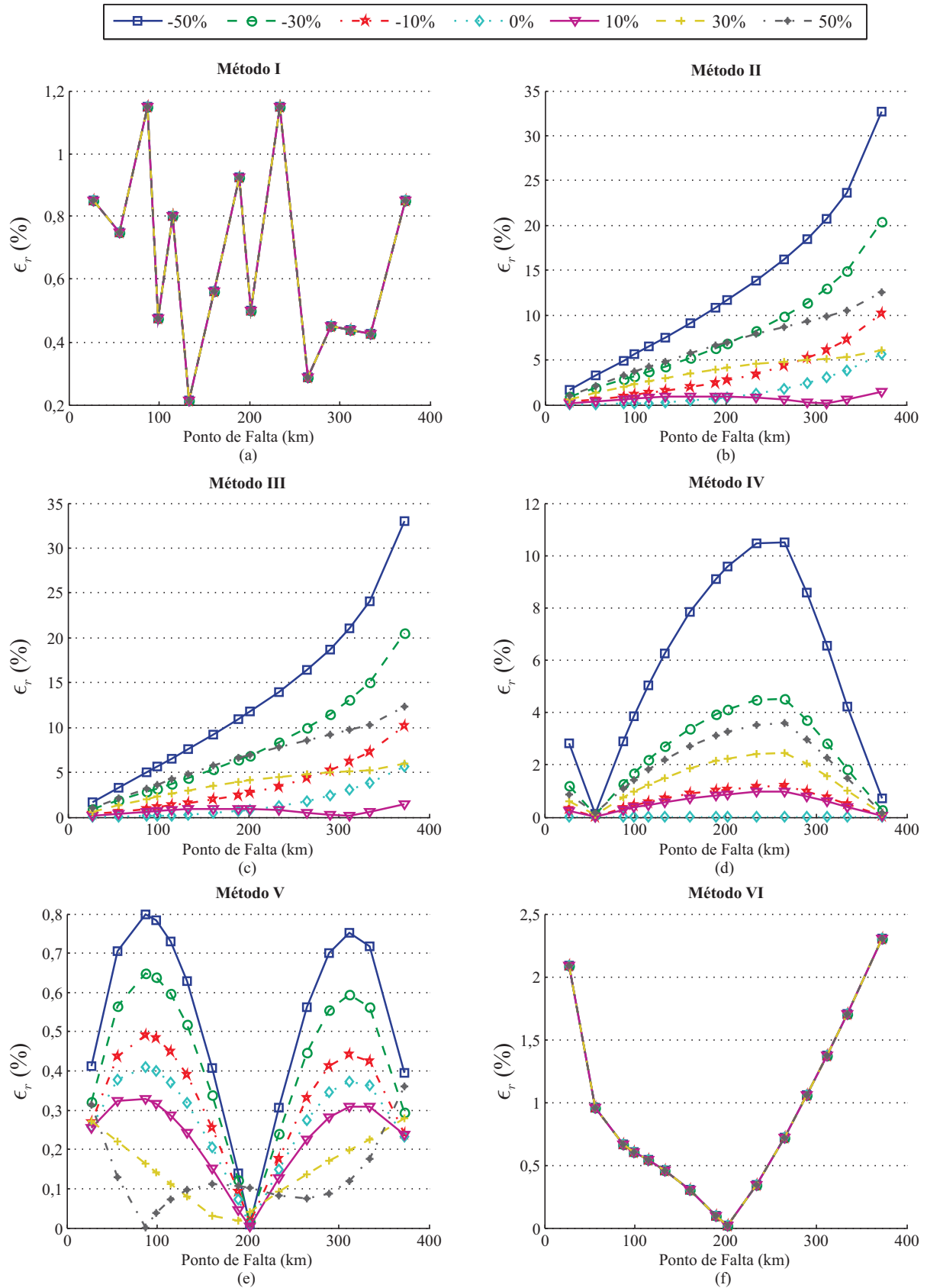


Figura 4.3. Análise da influência de imprecisões nos parâmetros de sequência positiva (Z_{L1}) da LT: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

Em relação aos parâmetros de sequência zero, verifica-se que apenas os métodos I, IV e VI não apresentaram sensibilidade a variações nestes dados, o que é óbvio, visto que não utilizam esses dados em seus equacionamentos. Por outro lado, os demais métodos foram influenciados por imprecisões em Z_{L0} , principalmente os métodos de um terminal, que utilizam tais dados para cálculo do fator de compensação K_0 empregado no cálculo dos fasores de corrente.

Considerando agora a influência de imprecisões nos parâmetros de sequência positiva, conforme esperado, apenas os métodos I e VI se mostraram insensíveis a tais variações. Neste contexto, é importante frisar que o método V foi pouco afetado, sendo, portanto, também considerado como bastante robusto a tais imprecisões. Por outro lado, os demais métodos tiveram seus desempenhos comprometidos pelos desvios nos dados de sequência positiva, fato este que evidencia a necessidade de elaborar algoritmos independentes dos parâmetros da LT.

4.2.2 Análise da Influência das Características de Falta

Nesta etapa, avalia-se a influência das características de falta sobre o desempenho dos métodos implementados. Foram simuladas diferentes configurações de falta no que diz respeito ao tipo, à resistência de falta (R_F) e ao ângulo de incidência (θ_F). Na análise do tipo de falta, considerou-se $R_F = 1 \Omega$ e $\theta_F = 90^\circ$, por consistir no melhor cenário para o método baseado na teoria das ondas viajantes, variando-se apenas as fases envolvidas no distúrbio. Já no estudo da influência de R_F e θ_F , foram consideradas faltas monofásicas AT (por serem as mais comuns em SEP), adotando-se $\theta_F = 90^\circ$ e $R_F = 1 \Omega$, respectivamente. Nas Figuras 4.4, 4.5 e 4.6 são apresentados os resultados obtidos.

Da Figura 4.4, percebe-se que os desempenhos dos métodos de um terminal (métodos II e III) foram bastante semelhantes para todos os tipos de falta, apresentando grandes desvios para defeitos distantes do ponto de medição. De fato, quanto maior a distância d , maior é a influência do efeito capacitivo da LT (SAHA *et al.*, 2010), ocasionando maiores erros. Por outro lado, dentre os algoritmos de dois terminais, o Método IV foi o mais preciso, apresentando os melhores resultados para todos os tipos de falta. Além disso, os métodos I, V e VI apresentaram bons desempenhos, porém, constatou-se que os erros do Método V aumentam para faltas próximas aos terminais da LT e o Método VI apresenta grandes desvios para faltas ABC.

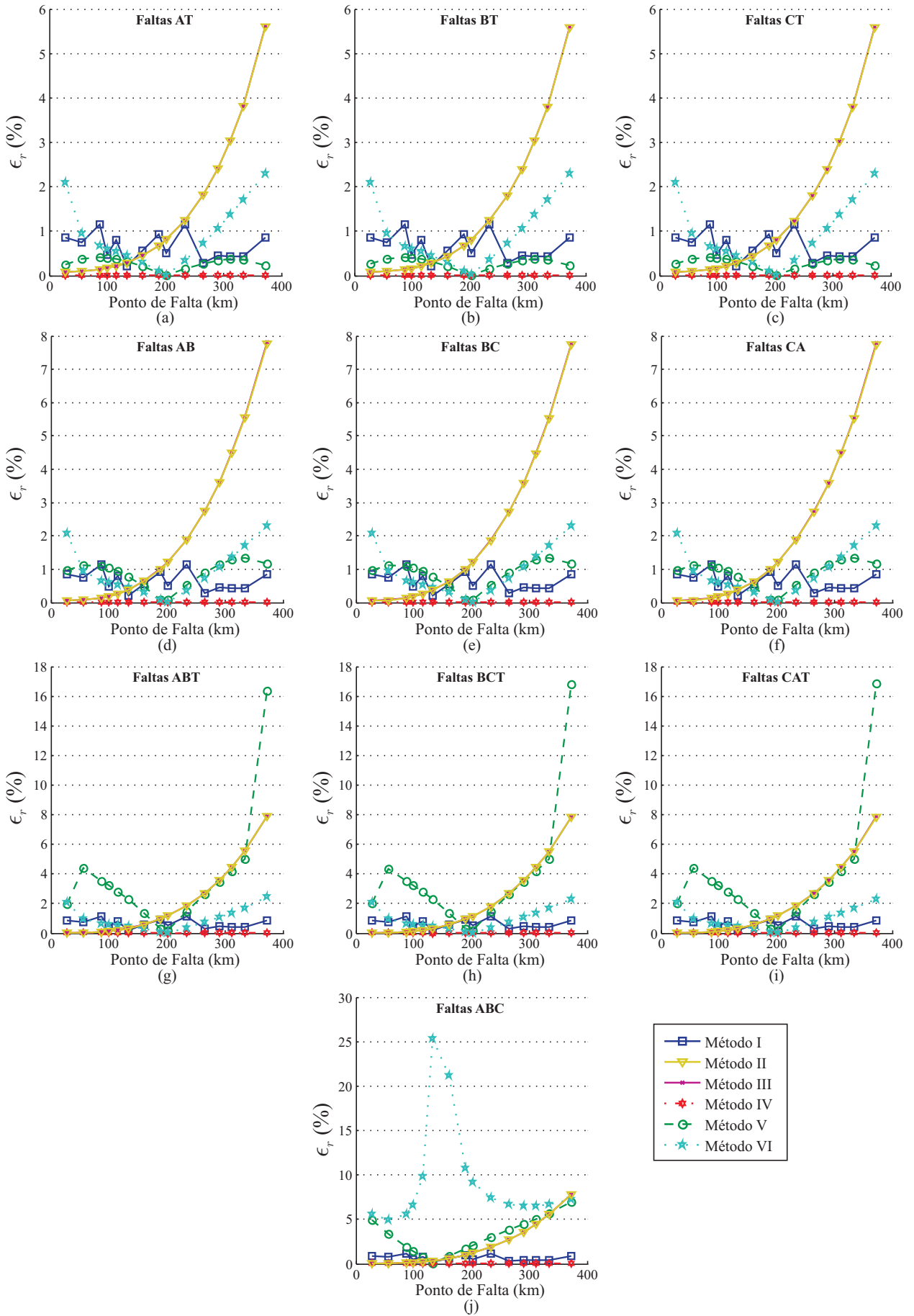


Figura 4.4. Análise da influência do tipo de falta: (a) AT; (b) BT; (c) CT; (d) AB; (e) BC; (f) AC; (g) ABT; (h) BCT; (i) ACT; (j) ABC.

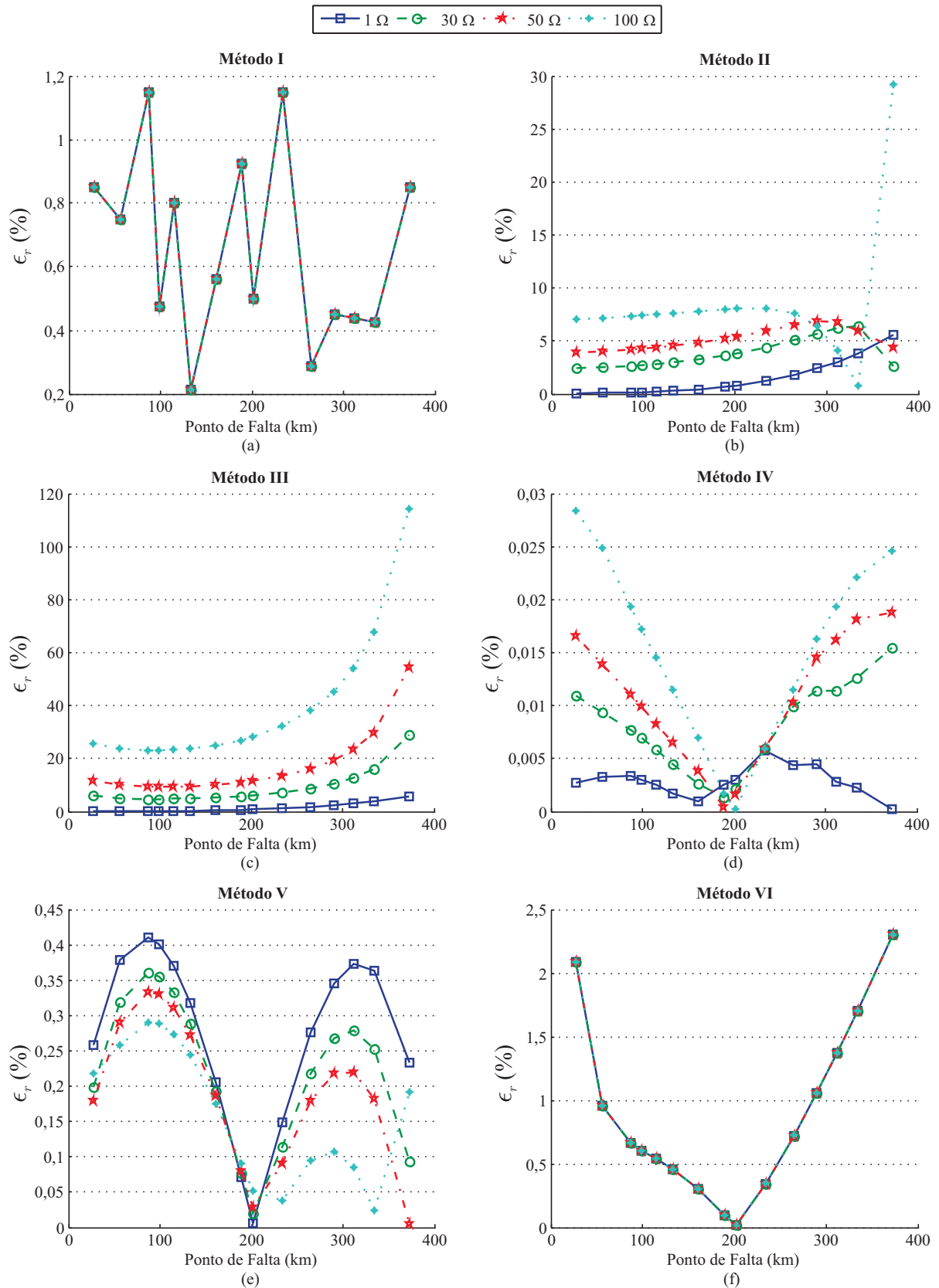


Figura 4.5. Análise da influência da resistência de falta: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

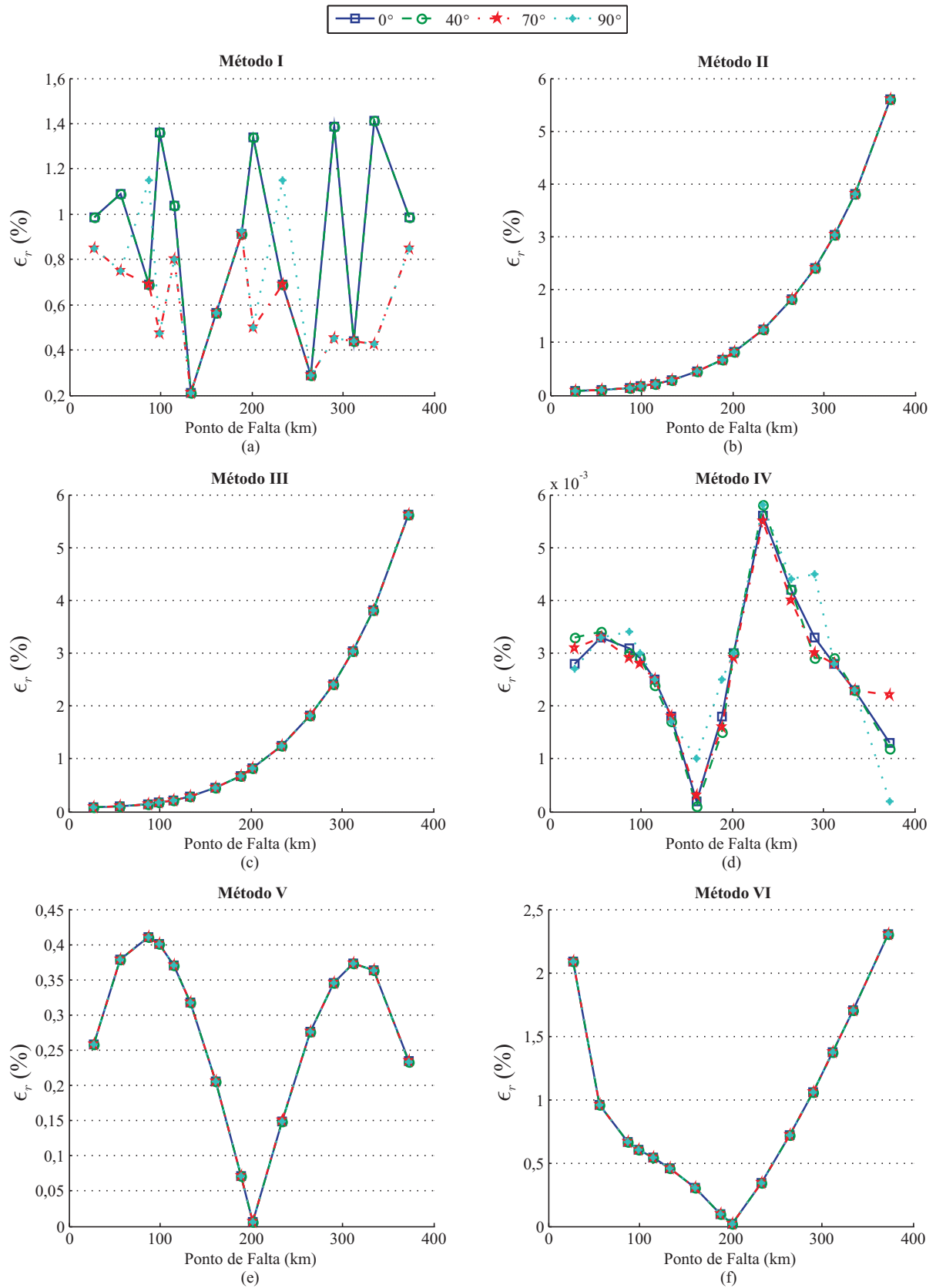


Figura 4.6. Análise da influência do ângulo de incidência da falta: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

O comportamento do Método VI proposto em Radojevic *et al.* (2009) é justificável pelo fato deste ser baseado no estudo das componentes de sequência positiva e negativa do SEP. Portanto, no caso de faltas ABC, para as quais, em SEP balanceados, só existem componentes de sequência positiva, o método perde a referência na sequência negativa e, conseqüentemente, não funciona bem. Este método foi melhorado e estendido para o caso de faltas ABC em Preston *et al.* (2011). Porém, a solução apresentada para faltas ABC requer uma análise diferenciada da utilizada nos demais tipos de falta e, por isso, não foi considerada nesta tese. Ainda assim, deve-se destacar que o Método VI é uma ótima solução para aplicações reais, visto que não depende dos parâmetros da LT, conforme comprovado nas análises da subseção anterior.

Analisando a influência da resistência de falta, verifica-se que os métodos I, IV, V e VI não foram afetados de forma relevante pela variação dos valores da resistência. Já os métodos II e III de um terminal apresentaram, conforme esperado, desvios consideráveis que aumentam de acordo com o crescimento da resistência de falta.

Por fim, dos resultados obtidos, percebeu-se que todas as técnicas avaliadas se mostraram pouco influenciadas pela variação do ângulo de incidência θ_F . Apenas os métodos I e IV apresentaram variações no desempenho. No entanto, tais alterações foram muito pequenas, demonstrando a robustez das técnicas em relação às variações do instante inicial da falta. Este comportamento já era esperado para os métodos baseados na análise de componentes fundamentais, visto que o processo de estimação de fasores utilizado elimina a influência de grandezas que dependem de θ_F , como por exemplo, a componente CC de decaimento exponencial. Da mesma forma, já se esperava que o Método I fosse influenciado por variações em θ_F . De fato, percebe-se que o desempenho do Método I é melhor quando $\theta_F \approx 90^\circ$, ou seja, próximos aos picos dos sinais de tensão avaliados, o que é explicado pelo fato de que, nestes casos, os transitórios são mais evidentes e, conseqüentemente, a detecção dos instantes de chegada das ondas viajantes aos terminais monitorados é realizada de forma mais fácil e menos susceptível a erros.

Embora as variações tenham sido muito pequenas, este comportamento é um dos fatores que evidenciam a importância de se utilizar métodos de detecção de ondas viajantes capazes de identificar adequadamente o instante inicial do distúrbio nos sinais monitorados, mesmo quando os transitórios se encontram atenuados, o que pode ocorrer, por exemplo, em faltas AT com ângulo de incidência próximos a 0° e 180° (COSTA *et al.*, 2012).

4.2.3 Análise da Influência da Compensação Série Capacitiva

A compensação série capacitiva de LT é tipicamente utilizada para aumentar a capacidade de transmissão de energia elétrica do sistema. De acordo com Anderson (1999), a compensação série capacitiva serve para compensar parte da reatância indutiva das LT, diminuindo a impedância série equivalente e, conseqüentemente, promovendo uma transmissão de energia com menores índices de perdas.

Normalmente, os bancos de capacitores são inseridos em apenas um dos terminais da LT, embora em alguns casos, possam ser instalados no meio da linha ou mesmo em ambos os terminais. O grau da compensação (GC) capacitiva de uma dada LT pode ser expresso pela relação entre a reatância capacitiva inserida X_C e a reatância indutiva total dos condutores X_L , conforme apresentado a seguir (ANDERSON, 1999):

$$GC(\%) = \frac{X_C}{X_L} \times 100 . \quad (4.25)$$

Na literatura, existem soluções que tornam possível o uso de métodos clássicos desenvolvidos para LT sem compensação na localização de faltas em SEP com compensação série capacitiva. Essas soluções consistem basicamente na estimação das tensões no lado da LT, o que pode ser realizado a partir do conhecimento da reatância capacitiva do banco de capacitores ou mesmo pela própria inserção de dispositivos de medição à jusante deste (SCHWEITZER III, 1990). No entanto, em SEP com compensação série cujas medições são tomadas no lado da barra e a reatância capacitiva do banco de capacitores não é conhecida com exatidão, a localização de faltas pode ser comprometida, a depender do grau de compensação da LT.

Em geral, os GC mais comuns são da ordem de 50% e 70% (ANDERSON, 1999), embora, na prática, existam LT com GC abaixo dos 50%. Portanto, a influência da compensação série capacitiva em LT foi analisada considerando GC iguais a 0,1% (quase não compensada), 10%, 30%, 50% e 70%, para casos de LT com bancos de capacitores instalados em um e dois terminais. Para tanto, foram simuladas faltas AT, com resistências de falta iguais a 1Ω e ângulos de incidência de 90° , características estas escolhidas para minimizar a influência exercida pelas características de falta sobre os métodos em estudo. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.7 e 4.8 para os casos da LT compensada em um e em dois terminais, respectivamente.

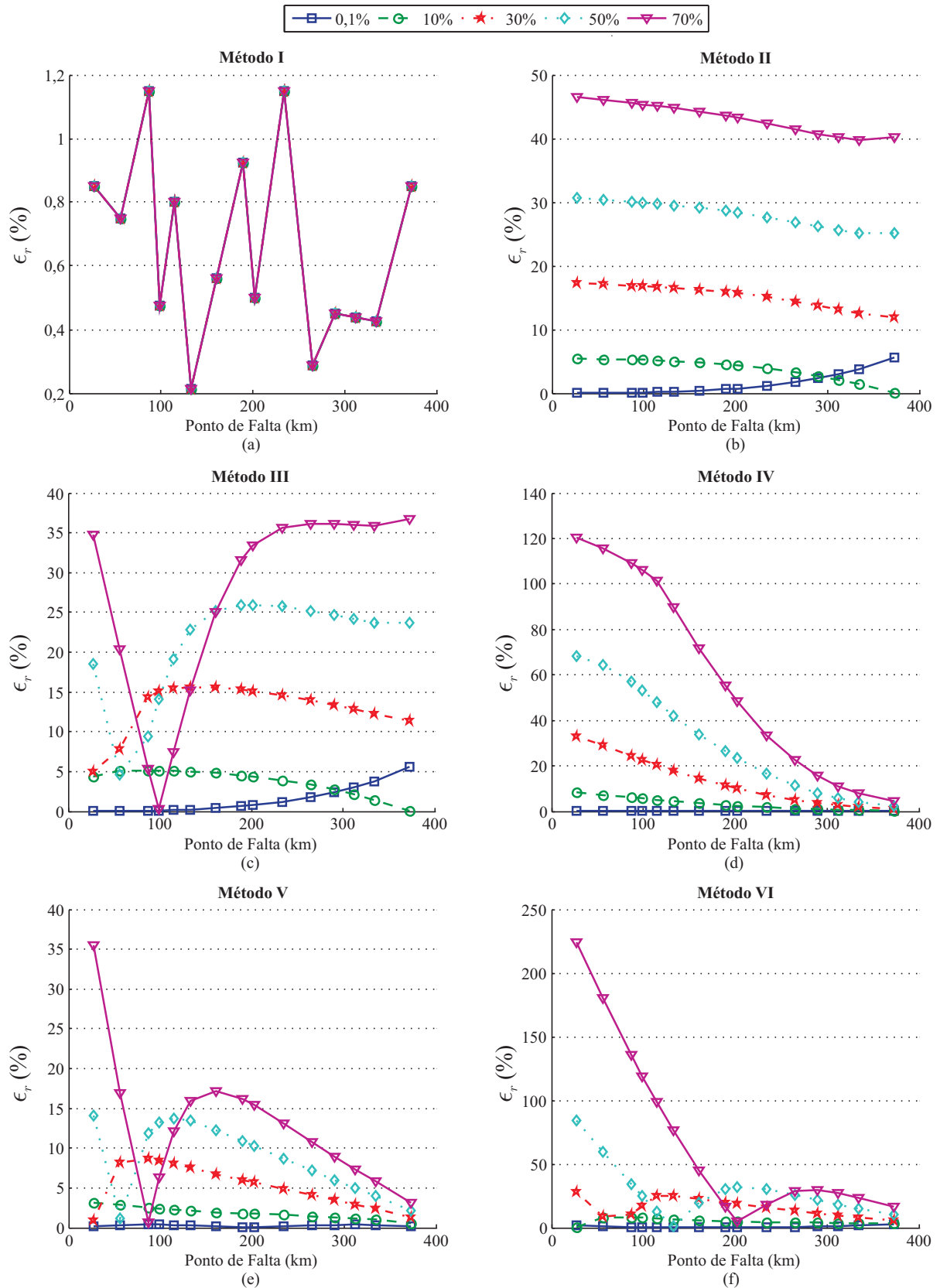


Figura 4.7. Análise da compensação série capacitiva instalada em 1 terminal da LT:: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

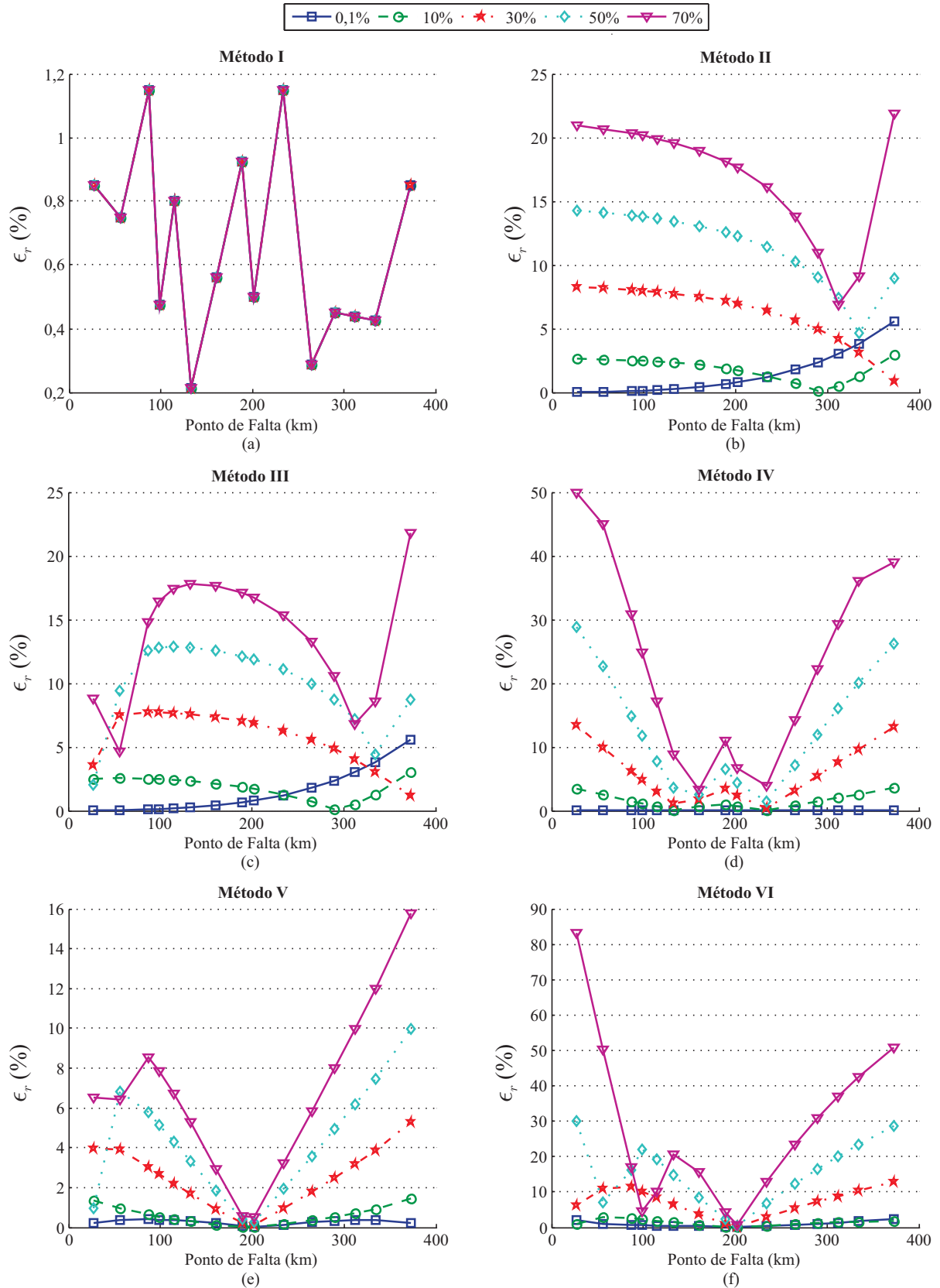


Figura 4.8. Análise da compensação série capacitiva instalada em 2 terminais da LT:: (a) Método I (GALE *et al.*, 1993); (b) Método II (TAKAGI *et al.*, 1982); (c) Método III (ZIEGLER, 2010); (d) Método IV (JOHNS; JAMALI, 1990); (e) Método V (GIRGIS *et al.*, 1992); (f) Método VI (RADOJEVIC *et al.*, 2009).

Dos resultados apresentados, percebe-se que, para os casos de compensação série em um terminal e em dois terminais, apenas o Método I, que é baseado na teoria de ondas viajantes, se mostrou insensível aos diferentes GC da LT, enquanto que os demais algoritmos apresentaram desvios muito elevados. De fato, sabe-se que, por dependerem apenas do instante inicial dos transitórios nos terminais da LT, os métodos baseados na teoria de ondas viajantes não têm seus desempenhos afetados de forma relevante por alterações nos perfis de tensão e corrente do SEP decorrentes da compensação série. Desta forma, tomando medições no lado da LT ou no lado da barra, os desempenhos serão os mesmos. Já os métodos baseados na análise de componentes fundamentais requerem o estudo dos fasores no regime permanente de falta e, em alguns casos, no período de pré-falta, como é o caso do Método II. Assim, uma vez que esses fasores têm seus módulos e fases influenciados pela compensação série e que a impedância equivalente série do SEP é alterada, a confiabilidade das localizações estimadas é comprometida.

Analisando isoladamente os casos da compensação série em um terminal e em dois terminais, é possível detectar algumas diferenças relevantes entres os desempenhos dos métodos de localização de faltas avaliados. Para o caso da LT compensada em apenas um terminal, percebe-se que os desvios apresentados pelos métodos II, III, IV, V e VI aumentam com o crescimento dos GC e, apenas para os métodos de dois terminais, os erros são mais evidentes no caso de faltas próximas ao terminal no qual se encontra instalado o banco de capacitores. Da mesma forma, considerando a LT compensada nos dois terminais, percebe-se que os desvios são mais relevantes para faltas próximas aos locais onde se encontram instalados os capacitores, enquanto que para casos de faltas próximas ao centro da LT (em torno de 200 km), os erros são menores. Por outro lado, os métodos II e III de um terminal possuem comportamentos diferentes deste, pois apresentam desvios relevantes para faltas em todos os pontos da LT.

Diante das análises realizadas, torna-se nítida a confiabilidade dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, representados pelo Método I, para casos de LT com compensação série capacitiva. Desta forma, diante da comprovação da robustez desse tipo de técnica também em relação a imprecisões nos parâmetros da LT e às características de falta, fica justificado o interesse em propor nesta tese melhorias para os métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes, no sentido de eliminar fontes de erro típicas que têm limitando o uso destas técnicas em campo.

4.3 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma comparação do desempenho de métodos clássicos de localização de faltas, dentre os quais cinco são baseados na análise de componentes de frequência fundamental e apenas um na teoria de ondas viajantes. Basicamente, foram analisadas diversas fontes de erros inerentes aos algoritmos avaliados, tornando possível identificar os métodos mais confiáveis, os mais precisos e os mais susceptíveis a erros. Um resumo das características de cada método avaliado é apresentado na Tabela 4.2.

Tabela 4.2. Resumo das características dos métodos avaliados.

Dados	Método I	Método II	Método III	Método IV	Método V	Método VI
Nº de terminais monitorados	2	1	1	2	2	2
Dados de pré-falta	-	✓	-	-	-	-
Parâmetros usados	- ($v_p = 0,98v_c$)	Z_{L0} e Z_{L1}	Z_{L0} e Z_{L1}	Z_{L1} e Y_{L1}	Z_{L0} e Z_{L1}	-
Modelo de LT usado	Parâm. distrib.	Linha curta	Linha curta	Parâm. distrib.	Linha curta	Linha curta

Dos resultados obtidos, constatou-se que, para linhas não compensadas, os métodos de dois terminais baseados em componentes fundamentais desenvolvidos considerando o modelo de linha curta tendem a apresentar erros muito pequenos para faltas próximas ao centro da LT. Isso pode ser explicado pelo fato de que, nestes casos, existe uma certa simetria entre as medições em cada terminal da linha, o que minimiza a influência do efeito capacitivo da linha e, conseqüentemente, reduz significativamente os erros. Além disso, constatou-se ainda que em linhas não compensadas, em casos ideais nos quais os parâmetros da LT são conhecidos sem erros, os métodos de dois terminais baseados na análise de componentes fundamentais que consideram o efeito capacitivo das LT em sua formulação (como o proposto em Johns & Jamali (1990)) são indiscutivelmente os mais precisos. Nestes casos, algoritmos deste tipo promovem localizações bastante precisas e pouco influenciadas pelas características de faltas. No entanto, não funcionam bem em linhas compensadas que não dispõem de medições no lado da LT e são muito influenciados por imprecisões nos parâmetros do SEP, características estas que surgem como limitação. Neste contexto, verificou-se que outras técnicas de dois terminais baseadas na análise de componentes fundamentais, mas que não consideram o efeito capacitivo da LT, podem apresentar maior robustez e precisão satisfatória, embora o nível de erros seja maior em

casos de linhas não compensadas com parâmetros conhecidos sem erros.

Dentre as técnicas mais susceptíveis a erros, se destacam os algoritmos de um terminal baseados em componentes fundamentais. Constatou-se que estes métodos são muito influenciados por todas as fontes de erro analisadas, o que explica o aumento de trabalhos científicos voltados para o desenvolvimento de técnicas de dois ou mais terminais. Além disso, verificou-se que os métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes são, de fato, bastante robustos, visto que são pouco influenciados e, em alguns casos, insensíveis às fontes de erro avaliadas. Desta forma, como limitações, se destacam apenas a necessidade de altas taxas de amostragem e da sincronização de dados, a qual não é requerida pelo método proposto que será apresentado no capítulo a seguir.

MÉTODO PROPOSTO

O método proposto nesta tese é dividido em duas vertentes, as quais são referentes à detecção de transitórios e à localização de faltas propriamente dita. Para a detecção de transitórios, propõe-se um algoritmo baseado na Transformada de Park (representada classicamente pela sigla TDQ), o qual consiste em uma versão melhorada da técnica apresentada em Lopes (2011). Este algoritmo é auto-adaptativo às condições de operação do SEP monitorado e permite a detecção rápida de faltas, não apenas pela identificação de transitórios, mas também por meio da identificação de desbalanceamentos das tensões e/ou correntes trifásicas, o que garante detecções bastante robustas mesmo em casos nos quais os transitórios de falta se encontram atenuados. Já para a localização de faltas usando dados não sincronizados de dois terminais, propõe-se um novo método, cuja formulação é obtida a partir dos conceitos básicos dos algoritmos clássicos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes. Esta nova formulação requer apenas que os terminais da LT estejam conectados por um sistema de comunicação, não existindo restrições quanto ao tipo deste, desde que seu atraso na transmissão de dados seja conhecido ou passível de estimação.

5.1 MÉTODO PROPOSTO PARA A DETECÇÃO DE TRANSITÓRIOS

A principal etapa dos métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes é a detecção de transitórios. Tal procedimento permite o cálculo do instante de chegada das ondas viajantes provenientes do distúrbio aos terminais monitorados, viabilizando, consequentemente, a estimativa do local do defeito.

Da revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 3, percebe-se que, dentre as técnicas mais populares para detecção rápida de faltas, destacam-se os métodos fundamentados na transformada *wavelet* discreta, aqui representada pela sigla TWD, a qual, para a análise de transitórios,

se baseia na convolução dos sinais monitorados digitalizados com filtros digitais passa-altas, cujos coeficientes dependem da *wavelet* mãe utilizada (SAHA *et al.*, 2010; COSTA *et al.*, 2008; SANTOSO *et al.*, 1997; XIAOLI *et al.*, 2007). Conseqüentemente, embora muito eficientes, os métodos de detecção de transitórios baseados na TWD requerem o armazenamento de amostras de instantes passados e podem apresentar desempenhos distintos a depender da *wavelet* mãe escolhida (COSTA *et al.*, 2011; PERETTO *et al.*, 2005).

Visando tornar o processo de detecção de ondas viajantes mais simples e robusto, propõe-se nesta tese o uso da TDQ para o monitoramento de distúrbios em sistemas trifásicos. O algoritmo é bastante simples e é capaz de monitorar todas as fases do SEP simultaneamente a partir do processamento de apenas amostras atuais do sistema, não requerendo, portanto, o armazenamento de amostras de tensão e corrente no domínio de fases de instantes passados. De fato, comparando com a transformada *wavelet* discreta, por exemplo, se a *wavelet* mãe ‘db4’ for utilizada no monitoramento de transitórios nas tensões e correntes de um SEP trifásico, 4 amostras por sinal, sendo uma atual e três de instantes passados, seriam requeridas (PERCIVAL; WALDEN, 2000), totalizando 18 amostras passadas armazenadas¹. Por outro lado, ao utilizar a TDQ, apenas as amostras atuais de cada tensão e corrente são necessárias, ou seja, o armazenamento de amostras em instantes passados não é necessário. Com isso, o número de amostras avaliadas de quaisquer variáveis intermediárias do algoritmo também é reduzido, diminuindo, portanto, o processamento requerido para executar o método.

Na literatura, existem alguns trabalhos que já utilizaram a TDQ como ferramenta auxiliar para localização de faltas em sistemas de potência baseada em redes neurais artificiais (SADINEZHAD; AGELIDIS, 2009) bem como para classificação de faltas (SOLIMAN; BELKHAYAT, 2006) em linhas. No entanto, o uso da TDQ para detecção rápida de faltas é recente, e tem apresentado ótimo desempenho quando utilizada na análise de registros oscilográficos e em métodos de localização de faltas de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes (LOPES *et al.*, 2011a; LOPES *et al.*, 2011b; LOPES *et al.*, 2012b; LOPES *et al.*, 2013b).

¹O número total de amostras armazenadas pode ser obtido através do seguinte cálculo: 3 tensões monitoradas \times 3 amostras de instantes passados + 3 correntes monitoradas \times 3 amostras de instantes passados = 18 amostras armazenadas de instantes passados.

5.1.1 Uso da TDQ para Detecção de Falhas

A TDQ foi apresentada por Robert Park em 1929 (PARK, 1929), sendo até hoje empregada em vários campos da engenharia elétrica, como no estudo de máquinas síncronas de pólos salientes, onde permite que indutâncias variantes no tempo obtidas a partir de eixos referenciais estáticos sejam enxergadas como indutâncias constantes. Para tanto, a TDQ produz eixos referenciais que giram em sincronismo com o rotor da máquina a uma frequência angular ω_s , os quais são denominados: eixo direto e eixo em quadratura (ver Figura 5.1(a)).

Para a detecção de faltas, a TDQ é aplicada de forma similar, porém produzindo eixos referenciais que giram na frequência angular fundamental ω do SEP, em sincronismo com os fasores fundamentais de tensão e corrente, conforme demonstrado na Figura 5.1(b). Desta forma, para um observador sobre os eixos referenciais girantes, as grandezas elétricas em regime permanente são praticamente constantes, enquanto que, no caso de ocorrência de distúrbios, apresentam variações passíveis de detecção.

Vale salientar que desbalanceamentos nas tensões e correntes do SEP também são detectados pela TDQ, diferentemente de técnicas convencionais de detecção rápida de faltas, nas quais o instante inicial do distúrbio é identificado através apenas das componentes de alta frequência dos sinais avaliados. Essa característica torna a TDQ bastante atrativa para aplicações que requerem a detecção rápida de faltas, mesmo em casos nos quais os transitórios se encontrem significativamente atenuados ou quando o tipo de curto-circuito é desconhecido.

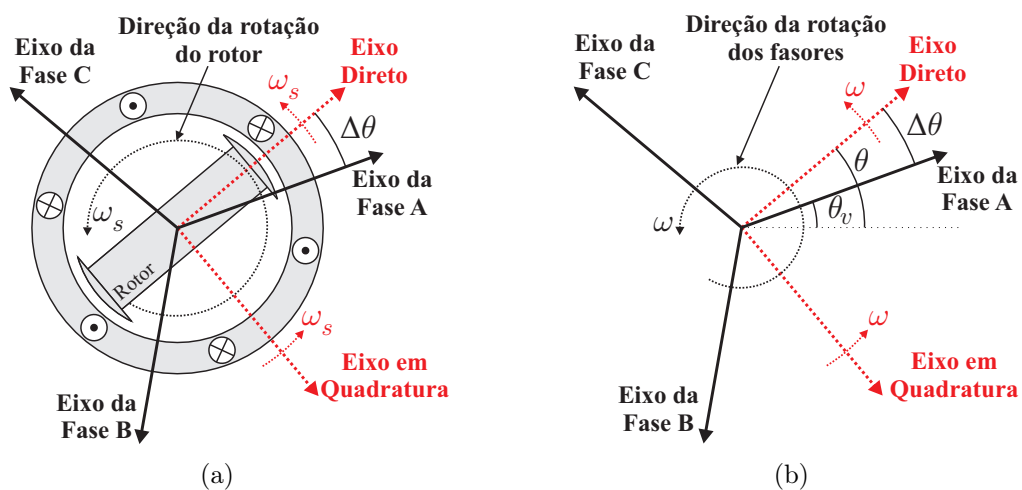


Figura 5.1. Uso da TDQ: (a) estudo de máquinas elétricas; (b) monitoramento de SEP trifásicos.

A seguir, são apresentadas as expressões para cálculo das componentes de eixo direto e de eixo em quadratura, as quais serão representadas daqui em diante por A_d e A_q , respectivamente:

$$\begin{bmatrix} A_d(k) \\ A_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{P}_{dq} \cdot \begin{bmatrix} A_a(k) \\ A_b(k) \\ A_c(k) \end{bmatrix} \iff \mathbf{A}_{dq} = \mathbf{P}_{dq} \cdot \mathbf{A}_{abc}, \quad (5.1)$$

sendo,

$$\mathbf{P}_{dq} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos(\phi - 120^\circ) & \cos(\phi + 120^\circ) \\ -\sin(\phi) & -\sin(\phi - 120^\circ) & -\sin(\phi + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

onde k é a k -ésima amostra do sinal avaliado, \mathbf{A}_{abc} representa os sinais trifásicos de tensão V ou de corrente I , \mathbf{A}_{dq} representa as componentes de eixo direto e em quadratura (V_d e V_q para as tensões ou I_d e I_q para as correntes), $\phi = k\omega\Delta t + \theta$, ω é a frequência angular fundamental do SEP, Δt é o período de amostragem usado durante a conversão A/D dos sinais monitorados, θ é o ângulo de fase da componente A_d , θ_v é o ângulo de fase da componente A_a (sinal monitorado da fase A) e $\Delta\theta = \theta - \theta_v$ (defasagem angular entre as componentes A_d e A_a).

De (5.1), comprova-se que não são utilizadas amostras de instantes passados ou posteriores no cálculo das componentes \mathbf{A}_{dq} , o que reduz o conteúdo a ser armazenado, em comparação com métodos fundamentados na TWD e TWDR, e evita a necessidade de conhecer o registro oscilográfico completo, como requerido por algumas técnicas aplicadas *off-line*. Outra vantagem da TDQ é que a análise da componente A_d é suficiente para detectar faltas, independentemente das fases envolvidas no distúrbio. Portanto, para monitorar transitórios nas três fases do SEP, apenas as amostras de A_d são analisadas, resultando em um algoritmo mais simples que os baseados na TWD e TWDR, porém tão eficiente quanto. No Apêndice D, apresenta-se a formulação completa da TDQ, dando-se ênfase à detecção de desbalanceamentos e frequências diferentes da fundamental em sistemas trifásicos.

5.1.2 Etapa 1: Processamento das Componentes de Eixo Direto A_d

Em algumas situações, como no caso de faltas de alta impedância (FAIs) ou quando a combinação do tipo de falta com o ângulo de incidência desta resulta em transitórios muito atenuados, a detecção de ondas viajantes nos pontos monitorados se torna difícil. Conseqüentemente, a amplitude da componente A_d nos instantes iniciais da falta pode ser da mesma ordem de grandeza das suas amplitudes durante o regime permanente, de forma que, em alguns casos,

a precisão da estimativa calculada do instante inicial dos transitórios pode ser comprometida.

Para minimizar os efeitos da atenuação dos transitórios e tornar o algoritmo mais robusto em relação a ruídos elétricos presentes nos sinais avaliados, propõe-se a utilização de grandezas incrementais c_{dif} das componentes de eixo direto e de suas energias janeladas ξ_{dif} , respectivamente (BENMOUYAL; MAHSEREDJIAN, 2001; COSTA *et al.*, 2008; XIAOLI *et al.*, 2007; LOPES *et al.*, 2013b), as quais, por sua vez, são calculadas utilizando uma janela de dados móvel no tempo que desliza sobre os coeficientes c_{dif} , atualizando suas amostras a cada conversão A/D. Os coeficientes c_{dif} e as energias ξ_{dif} são calculadas usando:

$$c_{dif}(k) = A_d(k) - A_d(k - 1), \quad (5.3)$$

$$\xi_{dif}(k) = \sum_{n=k-\Delta k_{EN}+1}^k [c_{dif}(n)]^2, \quad (5.4)$$

onde $A_d(k)$ é a k -ésima amostra da componente A_d , $c_{dif}(k)$ é a k -ésima amostra das grandezas incrementais, $\xi_{dif}(k)$ é a energia da k -ésima janela de dados onde se encontram armazenados valores de c_{dif} e Δk_{EN} é o tamanho da janela, em número de amostras, utilizada para cálculo das energias ξ_{dif} janeladas².

Uma vez que c_{dif} é mais sensível que A_d a variações nas tensões e correntes monitoradas, percebe-se que as energias janeladas das grandezas incrementais crescem mais rapidamente nos momentos iniciais de uma falta, do que se fossem calculadas considerando as componentes de eixo direto. Tal característica garante detecções bastante precisas do instante de incidência das ondas viajantes nos pontos de medição, mesmo quando os transitórios se encontram atenuados e os desbalanceamentos são mínimos. Neste contexto, deve-se destacar que os coeficientes c_{dif} se assemelham bastante aos coeficientes *wavelet* obtidos utilizando a *wavelet* mãe da família Haar, diferindo apenas pelo uso de um fator multiplicador que não é utilizado em (5.3) (PERCIVAL; WALDEN, 2000). Da literatura, sabe-se que a *wavelet* do tipo Haar é uma das mais rápidas e sensíveis a transitórios, mas, dependendo da frequência de amostragem utilizada, é influenciada por componentes de baixa frequência, como a própria componente fundamental do SEP (COSTA, 2014). Assim, ao calcular c_{dif} a partir dos coeficientes de eixo direto obtidos da TDQ, o algoritmo se torna tão sensível aos transitórios quanto a TWDR baseada na *wavelet* Haar, porém não sendo influenciado pela componente fundamental, que é extraída via TDQ. Esta

²O tamanho desta janela é adotado nesta tese como sendo igual a meio ciclo fundamental e foi determinado a partir da análise de registros oscilográficos reais conforme será discutido nas próximas seções.

sensibilidade é crucial para a confiabilidade do método de localização de faltas proposto, visto que quão mais rápida for a detecção dos transitórios, mais preciso e confiável é o valor da localização estimada do ponto de falta.

Deve ser esclarecido que, quando $\Delta\theta = 0^\circ$ (Figura 5.1(b)), a componente de eixo direto A_d apresenta valores desprezíveis durante o regime permanente. Por outro lado, se o ângulo $\Delta\theta$ é diferente de 0° , A_d é um sinal contínuo, cuja amplitude depende do valor de $\Delta\theta$. Neste último caso, podem ocorrer efeitos de borda nos primeiros coeficientes c_{dif} calculados, o que possivelmente faria o algoritmo realizar detecções indevidas em suas primeiras iterações mesmo durante a operação normal do sistema. Para evitar este problema, na primeira execução da TDQ, realiza-se o alinhamento entre as componentes A_d e A_a por meio do cálculo do ângulo θ_v , conforme descrito no Apêndice D. Assim, uma vez conhecido o valor de θ_v , define-se o ângulo θ como sendo igual a θ_v , fazendo, portanto, $\Delta\theta = 0^\circ$, conforme desejado.

Para ilustrar esta primeira etapa de processamento das componentes de eixo direto, são apresentadas na Figura 5.2 as formas de onda de A_d , c_{dif} e ξ_{dif} calculadas para as tensões e correntes de um registro oscilográfico real de uma falta transitória monofásica, auto-extinta alguns ciclos após seu início. Conforme ilustrado nas áreas ampliadas numeradas de 1 a 6, as componentes de eixo direto e os coeficientes c_{dif} apresentam, durante o regime permanente, pequenas oscilações, as quais são provenientes de ruídos elétricos e pequenos desbalanceamentos do SEP. Por outro lado, as curvas das energias ξ_{dif} apresentam variações mais suaves no regime permanente se comparadas às oscilações presentes nas componentes de eixo direto e nas grandezas incrementais c_{dif} , o que deixa entender que o uso das energias janeladas ξ_{dif} é mais adequado para a detecção do instante inicial dos transitórios nos terminais da LT monitorada.

Ainda das Figuras 5.2, observa-se que, durante a operação normal do sistema, as energias ξ_{dif} apresentam valores muito pequenos e com poucas variações, os quais crescem rapidamente nos instantes iniciais do distúrbio, permanecendo elevados em relação aos seus valores no regime permanente durante todo o período de falta. Desta forma, é nítida a necessidade do cálculo de limiares capazes de detectar de forma rápida e confiável crescimentos abruptos das energias janeladas. No algoritmo proposto, são utilizados limiares auto-adaptativos, cujo processo de calibração é descrito na subseção a seguir.

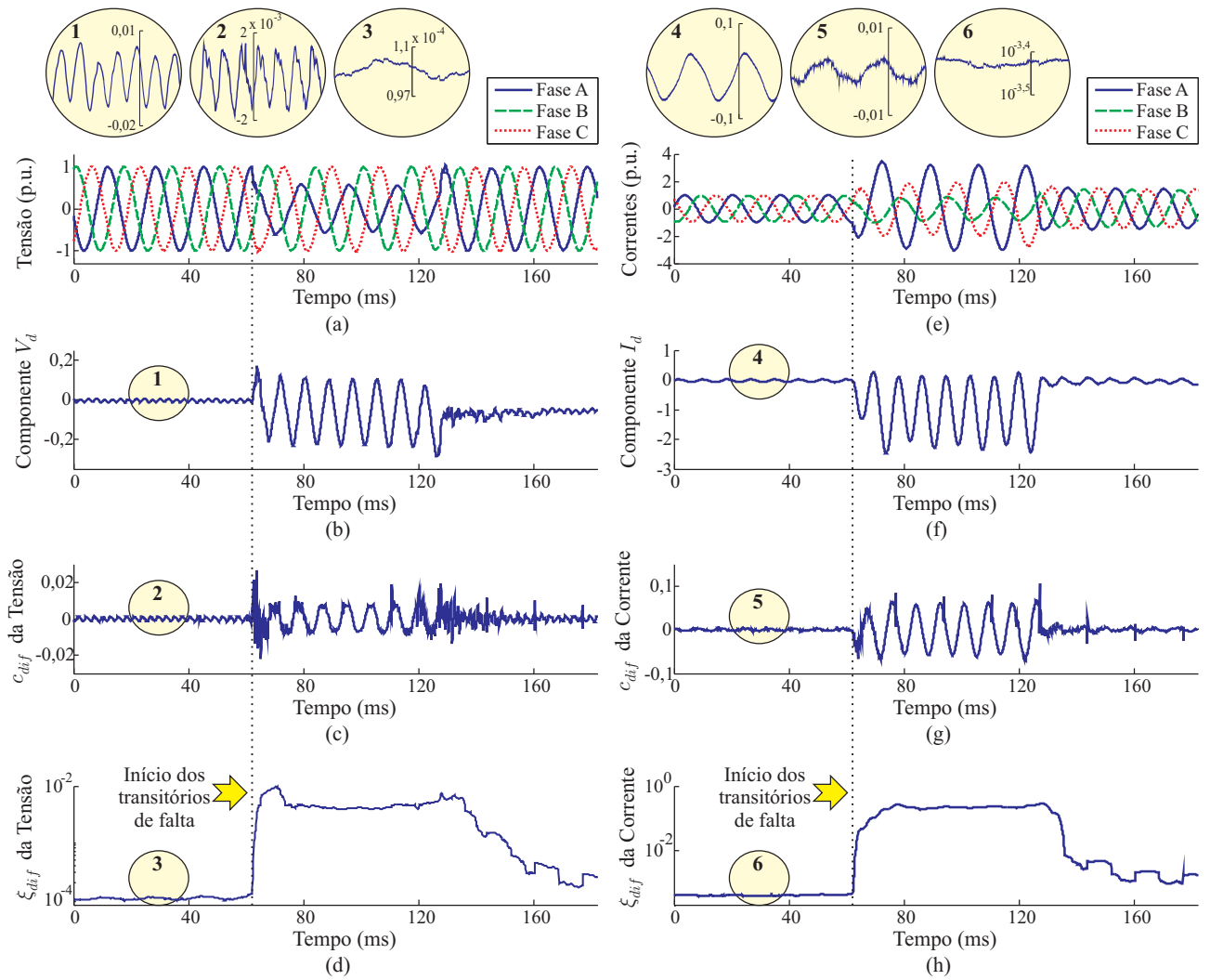


Figura 5.2. Processamento das componentes de eixo direto: (a) sinal trifásico de tensão; (b) componente de eixo direto da tensão (V_d); (c) coeficientes c_{dif} da tensão; (d) energia ξ_{dif} da tensão; (e) sinal trifásico de corrente; (f) componente de eixo direto da corrente (I_d); (g) coeficientes c_{dif} da corrente; (h) energia ξ_{dif} da corrente.

5.1.3 Etapa 2: Calibração dos Limiares Auto-Adaptativos

Boa parte dos algoritmos de detecção rápida de faltas disponíveis na literatura são baseados no processo de filtragem por meio de limiares fixos. Esse procedimento é denominado, em inglês, de *hard thresholding* (SANTOSO *et al.*, 1997), e consiste na eliminação das amostras do sinal utilizado para detecção de transitórios sempre que suas amplitudes forem menores que um limiar previamente estabelecido pelo usuário do algoritmo. Neste contexto, sabe-se que essas técnicas são geralmente afetadas pela presença de ruídos elétricos nos sinais avaliados, o que pode comprometer a confiabilidade do processo de detecção de transitórios quando consideradas medições provenientes de sistemas reais.

No algoritmo proposto, com o intuito de evitar esses problemas, o limiar utilizado para detectar crescimentos abruptos nas energias ξ_{dif} é auto-adaptativo, ou seja, seus valores são ajustados automaticamente de acordo com os níveis de ruído elétrico e desbalanceamento durante o regime permanente do SEP. Assim, o referido limiar, aqui denominado *Fator de Sensibilidade da Energia* (F_{SE}), é atualizado a cada conversão A/D a partir dos dados de regime permanente, o que evita a necessidade de calibrações manuais do algoritmo.

O valor de F_{SE} é proporcional à razão entre o valor máximo global e o valor mínimo global das energias ξ_{dif} armazenadas em uma janela móvel no tempo, cujo tamanho ΔF_{SE} será discutido na descrição da próxima etapa do algoritmo. Portanto, em resumo, tem-se que:

$$F_{SE} = \frac{\max\{\xi_{dif}(k), \xi_{dif}(k+1), \xi_{dif}(k+2), \dots, \xi_{dif}(k+\Delta F_{SE}-1)\}}{\min\{\xi_{dif}(k), \xi_{dif}(k+1), \xi_{dif}(k+2), \dots, \xi_{dif}(k+\Delta F_{SE}-1)\}}, \quad (5.5)$$

sendo k o índice da k -ésima amostra de ξ_{dif} armazenada na janela de dados de tamanho ΔF_{SE} e $\max\{\}$ e $\min\{\}$ funções que retornam os valores máximo e mínimo globais da energia ξ_{dif} , respectivamente, no período ΔF_{SE} analisado.

5.1.4 Etapa 3: Detecção do Instante Inicial dos Transitórios

Nesta etapa do algoritmo, realiza-se a detecção de crescimentos abruptos nas formas de onda das energias ξ_{dif} . Para tanto, utiliza-se uma janela móvel no tempo, de tamanho Δk_{DET} , a qual é adjacente à janela móvel utilizada no cálculo de F_{SE} . Na Figura 5.3, esse esquema é ilustrado considerando o registro de corrente apresentado anteriormente na Figura 5.2. Para facilitar a compreensão do processo de detecção de transitórios, são destacadas na Figura 5.3 as janelas calculadas para as amostras kr e kd , as quais são referentes, respectivamente, ao regime permanente e ao instante no qual a falta é detectada, sendo o instante inicial dos transitórios de falta representado pela amostra kf .

Observa-se que, a cada conversão A/D, são atualizados, na janela de tamanho Δk_{DET} , os valores de ξ_{dif} . Em seguida, a razão entre a primeira e última amostra armazenadas nesta janela, aqui representada por $\Delta\xi$, é comparada com o valor mais atual de F_{SE} somado a uma margem de segurança denominada de η_{MS} , a qual, por sua vez, serve apenas para tornar o algoritmo mais ou menos sensível à presença de componentes de alta frequência imprevisíveis durante a operação normal do SEP. Desta forma, considerando-se uma dada k -ésima amostra

do sinal avaliado, a detecção da falta ocorre se:

$$\Delta\xi(k) = \frac{\xi_{dif}(k)}{\xi_{dif}(k - \Delta k_{DET} + 1)} > F_{SE}(k) + \eta_{MS} , \quad (5.6)$$

caso contrário, assume-se que o SEP se encontra em regime permanente (Figura 5.3).

É importante frisar que η_{MS} deve ter valor alto suficiente para tornar o algoritmo robusto em relação a possíveis ruídos elétricos nos sinais avaliados. Além disso, para melhorar o processo de calibração do F_{SE} , a janela móvel de tamanho ΔF_{SE} deve ser maior que a janela curta de tamanho Δk_{DET} (ou seja, $\Delta F_{SE} > \Delta k_{DET}$), a qual deve conter amostras de ξ_{dif} no regime permanente e no período de falta separadas suficientemente entre si para viabilizar a detecção dos crescimentos abruptos nas energias. Neste contexto, sabe-se que o uso de janelas muito longas pode aumentar significativamente o esforço computacional do algoritmo, enquanto que o uso de janelas muito pequenas pode comprometer a confiabilidade do mesmo.

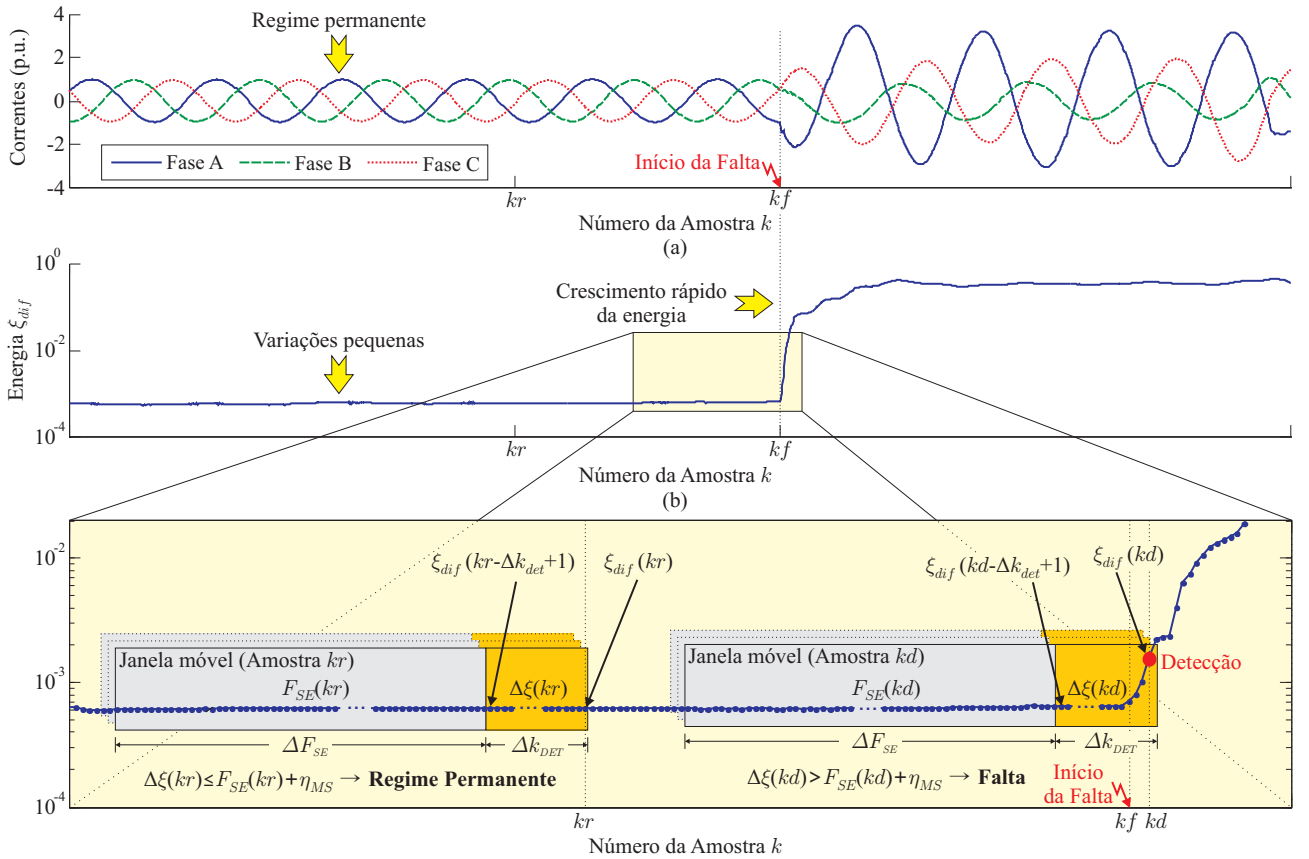


Figura 5.3. Detecção do instante inicial dos transitórios: (a) Correntes monitoradas; (b) Identificação de crescimentos abruptos da energia ξ_{dif} .

Para esta tese, ΔF_{SE} , Δk_{DET} , η_{MS} e até Δk_{EN} (utilizada no cálculo de ξ_{dif}) foram definidos a partir do estudo de vários registros oscilográficos reais com diferentes taxas de amostragem e provenientes de sistemas com diversos níveis de tensão. Basicamente, a cada oscilografia avaliada, foram variados os tamanhos das janelas (considerando tamanhos múltiplos ou frações de um ciclo fundamental) e o valor da margem de segurança em questão, sendo em seguida registrado o desempenho do método proposto. Dessas análises, concluiu-se que:

- Quanto maior Δk_{EN} , mais lentas as variações de ξ_{dif} e *vice versa*. Porém, para Δk_{EN} muito pequeno, ξ_{dif} fica sensível aos ruídos e desbalanceamentos no regime permanente, comprometendo a robustez do método.
- Quanto maior ΔF_{SE} , melhor o refinamento do limiar F_{SE} usado em (5.6).
- Para Δk_{DET} menor que um décimo de ciclo, alguns problemas foram verificados em casos de baixas taxas de amostragem, o que restringiria o uso do método de detecção proposto em aplicações não relacionadas com a localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes, onde taxas de amostragem típicas de *Intelligent Electronic Devices* (IED) fossem utilizadas.
- A margem de segurança η_{MS} é útil apenas em casos de registros com alto teor harmônico no regime permanente, onde variações inesperadas podem ocorrer durante a operação normal do sistema.

Associando as referidas conclusões com a necessidade de limitar o esforço computacional do método proposto para um nível tal que as rotinas sejam passíveis de aplicação em tempo real, sendo N o número de amostras em um ciclo fundamental, definiu-se como configuração sugerida: $\Delta k_{EN} = \frac{N}{2}$, $\Delta F_{SE} = 2N$ para aplicações *off-line* e $\Delta F_{SE} = N$ para aplicações em tempo real, $\Delta k_{DET} = \frac{N}{10}$ e $\eta_{MS} = 5\%$ de F_{SE} . Deve-se destacar que, embora resultados muito satisfatórios tenham sido obtidos utilizando a configuração sugerida, análises mais minuciosas a respeito do tamanho das janelas e da margem de segurança podem ser realizadas por meio de recursos estatísticos, o que serve como motivação para trabalhos futuros nesta linha de pesquisa. De fato, o algoritmo foi desenvolvido de forma a permitir que a configuração do método seja alterada a qualquer momento, possibilitando a adequação das rotinas, pelo usuário, aos níveis de ruído e desbalanceamento do SEP, bem como de esforço computacional desejado.

5.1.5 Fluxograma do Método Proposto para a Detecção de Transitórios

Com o objetivo de facilitar o entendimento do método proposto para detecção de transitórios, apresenta-se na Figura 5.4 o fluxograma que descreve o seu funcionamento. As operações executadas em cada etapa do algoritmo que foi descrita ao longo desta seção são representadas em forma de blocos, cuja interligação entre si, com o SEP monitorado e com o sistema localizador de faltas proposto é representada por meio de setas.

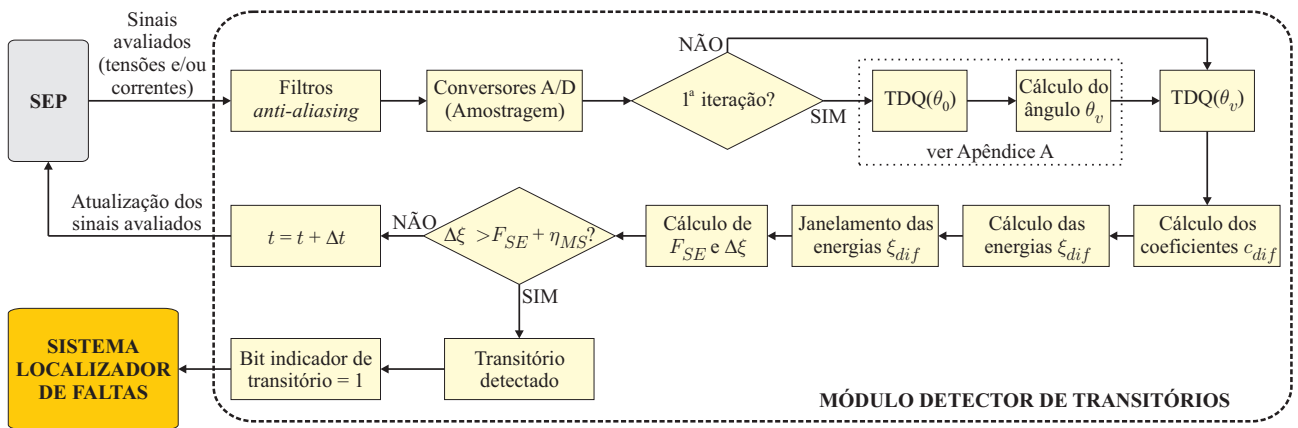


Figura 5.4. Fluxograma do método de detecção de transitórios proposto.

5.2 MÉTODO PROPOSTO PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

O método proposto para localização de faltas se baseia na formulação clássica dos algoritmos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes. Estas técnicas são comumente referenciadas como sendo as que promovem o melhor custo-benefício, visto que são menos onerosas que os métodos multi-terminal (os quais requerem medições em mais de dois terminais) e mais confiáveis que os métodos de um terminal (os quais requerem a distinção entre ondas refletidas no ponto de falta e em outros pontos do SEP) (SAHA *et al.*, 2010).

Para facilitar a compreensão do método proposto, considere-se o diagrama de reflexões apresentado na Figura 5.5, no qual é ilustrada a propagação de ondas viajantes induzidas por uma falta na primeira metade de uma linha de comprimento ℓ , que conecta os dois terminais onde se encontram instalados os localizadores de falta (LF) responsáveis pela execução das rotinas do método proposto. Por questões de generalização da formulação matemática que será apresentada, os terminais local e remoto da LT são denominados de barras i e j , respectivamente.

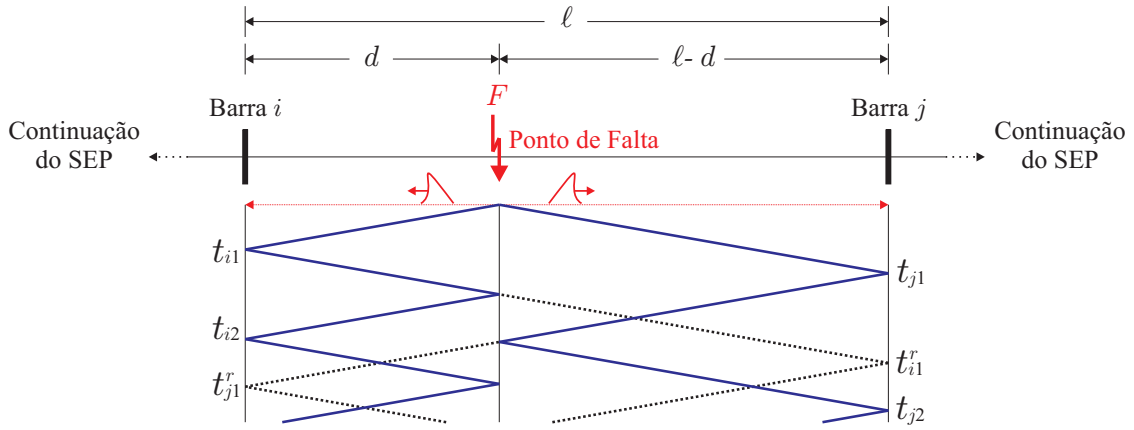


Figura 5.5. Diagrama de reflexões para uma LT monitorada em dois terminais.

Da Figura 5.5, observa-se que: (i) a falta se encontra localizada a uma distância d da Barra i ; (ii) as primeiras ondas viajantes provenientes da falta incidem sobre as barras i e j nos instantes t_{i1} e t_{j1} , respectivamente; (iii) as primeiras ondas refletidas no ponto de falta incidem sobre as barras i e j nos instantes t_{i2} e t_{j2} , respectivamente; (iv) as ondas viajantes refratadas no ponto de falta incidem sobre as barras i e j nos instantes t_{j1}^r e t_{i1}^r , respectivamente.

Teoricamente, os métodos de um e dois terminais deveriam apresentar um mesmo nível de precisão. De fato, estas técnicas requerem a detecção de dois instantes de tempo cada, de forma que possuem uma mesma probabilidade de ocorrência de erros na detecção dos transitórios de falta. Conforme descrito em Gale *et al.* (1993), para métodos de um terminal, a detecção de ondas viajantes refletidas no ponto de falta se faz necessária. Por exemplo, se a Barra j for o terminal monitorado, a localização da falta é estimada por meio da detecção, além do instante t_{j1} , do instante t_{j2} , o qual, dependendo da distância d , pode ser facilmente confundido com o instante t_{i1}^r referente à incidência, no terminal monitorado, de ondas refratadas no ponto de falta. Com isso, é evidente a dificuldade em distinguir de forma confiável ondas viajantes refletidas e refratadas no ponto de falta, tornando os métodos de um terminal mais susceptíveis a erros. Por outro lado, os métodos de dois terminais não apresentam problemas desta natureza, visto que requerem apenas a detecção das primeiras ondas viajantes incidentes nos terminais da LT, ou seja, t_{i1} e t_{j1} . Assim, a distância do ponto de falta pode ser estimada por:

$$d_{ij} = \frac{\ell - (t_{j1} - t_{i1})v_p}{2}, \quad (5.7)$$

onde d_{ij} é a distância estimada do ponto de falta no sentido da Barra i para a Barra j e v_p é a velocidade de propagação das ondas viajantes.

Pode-se notar que, pelo fato de utilizar estampas de tempo das medições realizadas nos terminais local e remoto da LT, a sincronização dos relógios dos LF i e j se faz necessária, o que tem sido frequentemente reportado na literatura como uma desvantagem das técnicas de dois terminais (LEE; MOUSA, 1996; GALE *et al.*, 1993; KEZUNOVIC; PERUNICIC, 1996). De fato, em casos nos quais, por exemplo, ocorre a perda do sinal da referência de tempo comum, a digitalização dos sinais analógicos nos terminais da linha passa a ocorrer de forma assíncrona (IZYKOWSKI *et al.*, 2010), gerando medições locais e remotas com diferentes bases de tempo, o que, conseqüentemente, ocasiona o funcionamento inapropriado dos algoritmos de dois terminais. Por isso, o objetivo principal desta tese é apresentar uma forma confiável de utilizar os métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes, mesmo quando uma referência externa de tempo comum não se encontra disponível no SEP a ser monitorado.

No que concerne aos meios existentes para sincronização de dados, sabe-se que o GPS tem sido utilizado com sucesso desde 1973 como fonte de uma referência de tempo comum para os dispositivos de monitoração dos SEP (CORY; GALE, 1993). Idealmente, o GPS fornece informações de data e hora com precisão igual ou melhor que $\pm 1 \mu\text{s}$ em qualquer lugar no planeta (LEE; MOUSA, 1996; SAHA *et al.*, 2010). Isto implica, para sistemas que operam em 60 Hz, em erros de sincronismo entre dados locais e remotos da ordem de $\pm 0.0216^\circ$, o que resultaria, em caso de detecções precisas das ondas viajantes, em erros nas localizações de falta da ordem de apenas ± 300 m (LEE; MOUSA, 1996). No entanto, na prática, mesmo com a disponibilidade dessa tecnologia, vários problemas de sincronização de dados continuam a existir, a exemplo de casos em que o sinal do GPS é perdido (IZYKOWSKI *et al.*, 2010; MILLER *et al.*, 2010) ou quando receptores GPS não se encontram disponíveis nas subestações monitoradas (YU, 2010). Isto tem limitado o uso, em campo, dos métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes, sendo esta uma das motivações dos estudos realizados neste trabalho.

Analisando (5.7), é fácil perceber que o cálculo da localização da falta não depende dos instantes t_{i1} e t_{j1} individualmente, mas sim, do período entre estes, ou seja, $|t_{j1} - t_{i1}|$. Portanto, fazendo este período ser calculado em tempo real, torna-se possível eliminar a necessidade da análise de estampas de tempo provenientes dos terminais local e remoto, tornando o algoritmo independente da sincronização de dados. Com esse objetivo, propõe-se uma estratégia para realização do referido cálculo, a qual é explicada ao longo dessa seção.

Embora as rotinas do método proposto sejam passíveis de implementação como funções adicionais de IED, aconselha-se a utilização de dispositivos dedicados com altas taxas de amostragem (tipicamente maiores que 256 amostras/ciclo) para assegurar a prioridade e confiabilidade das funções de monitoramento de transitórios executadas em ambos os terminais da LT. Estas funções são divididas em dois módulos: módulo detector de transitórios e módulo localizador de faltas. Como entradas do sistema localizador são utilizados apenas os sinais de tensão e corrente medidos por meio de transformadores de potencial capacitivos (TPC) e transformadores de corrente (TC) instalados no SEP monitorado.

O procedimento proposto para localização de faltas inicia com a detecção em tempo real de transitórios em ambos os terminais da LT e termina com o cálculo automático da distância do ponto de falta em relação às extremidades da linha. Estes resultados são disponibilizados automaticamente para as equipes de manutenção tão logo seja detectada, pelo sistema de proteção, uma falta interna à LT monitorada. Vale salientar que, para aplicação do método em tempo real, faz-se necessário o uso de um sistema de comunicação para troca de informações entre os LF instalados nos terminais local e remoto, conforme ilustrado na Figura 5.6.

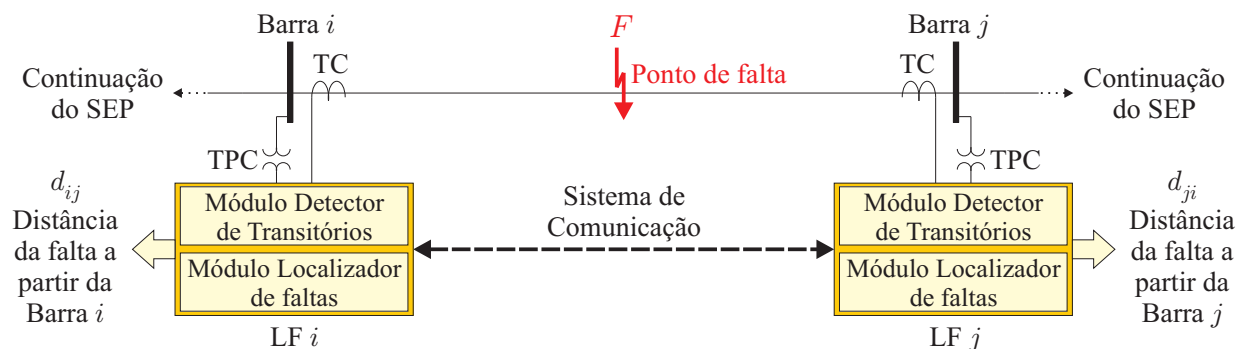


Figura 5.6. Esquema do sistema de localização de faltas proposto.

5.2.1 Eliminação da Necessidade de Dados Sincronizados

Para evitar a necessidade da sincronização de dados, propõe-se uma série de alterações nos procedimentos clássicos utilizados pelos métodos de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes. Em resumo, os módulos detectores de transitórios são aplicados apenas para indicar a ocorrência da falta, ao contrário das técnicas convencionais, nas quais os transitórios são detectados com o intuito de estimar, em segundos, o instante de incidência das ondas viajantes

no terminal monitorado. Assim, por meio dessa adaptação, pode-se calcular, em tempo-real, o período $|t_{j1} - t_{i1}|$ ao invés dos instantes t_{i1} e t_{j1} individualmente, evitando-se a necessidade de uma referência de tempo comum para os LF instalados nos terminais da LT. Por questões de simplificação, o período $|t_{j1} - t_{i1}|$ será representado daqui em diante pela variável τ .

Ao utilizar τ no cálculo da localização da falta, a distinção entre curtos-circuitos na primeira e na segunda metade da LT passa a ser necessária. De fato, o termo $(t_{j1} - t_{i1})$ usado em (5.7) produz valores positivos para $d \leq \frac{\ell}{2}$ e valores negativos para $d > \frac{\ell}{2}$, comportamento este não representado por τ , conforme ilustrado na Figura 5.7, onde τ_ℓ é o tempo de trânsito da LT.

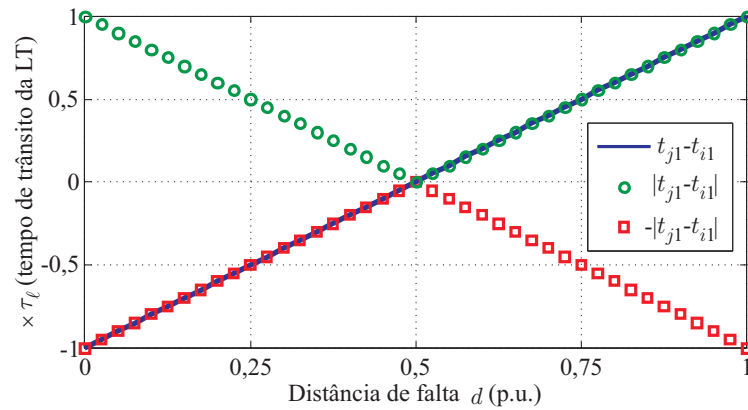


Figura 5.7. Valores assumidos pelo termo $(t_{j1} - t_{i1})$ para faltas ao longo de uma LT.

Portanto, considerando-se uma variável α , cujo valor é ‘1’ para $d \leq \frac{\ell}{2}$ e ‘-1’ para $d > \frac{\ell}{2}$, (5.7) pode ser reescrita como:

$$d_{ij} = \frac{\ell - \alpha\tau v_p}{2}. \quad (5.8)$$

Para viabilizar o uso de (5.8), os módulos detectores de transitórios são programados para associar a incidência de ondas viajantes nos terminais monitorados a variáveis binárias, cujos valores lógicos são ‘0’ durante o regime permanente e ‘1’ a partir da primeira detecção de transitórios, seja nas formas de onda das tensões ou das correntes. Essas variáveis binárias são representadas por bits indicadores de transitórios denominados de B_{ix} e B_{jx} , onde o índice ‘x’ indica a barra na qual a referida variável binária está sendo medida (por exemplo, B_{ij} é o bit de saída do módulo detector de transitórios da Barra i , sendo medido na Barra j). Os valores de B_{ix} e B_{jx} são enviados de forma contínua para os módulos localizadores de faltas instalados nos terminais da LT, os quais consistem em portas lógicas do tipo OU-Exclusivo (XOR) conectadas a contadores, cuja saída é representada por k_{cx} para uma dada barra x ,

conforme ilustrado na Figura 5.8. Os bits de saída das portas XOR, representados por B_{XORx} , são responsáveis por controlar os referidos contadores, incrementando ou não k_{cx} . A tabela da verdade do circuito lógico do módulo localizador de faltas é apresentado na Tabela 5.1 e, na Figura 5.9, apresenta-se um exemplo do cálculo de τ , em tempo real, para uma falta em uma dada LT, cujos terminais monitorados trocam informações sobre os bits indicadores de ocorrência de transitórios por meio de um sistema de comunicação ideal, ou seja, sem atrasos.

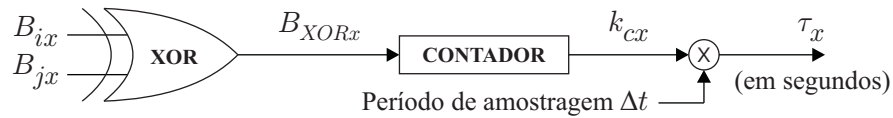


Figura 5.8. Esquema do circuito do módulo localizador de faltas.

Tabela 5.1. Tabela da verdade para o circuito do módulo localizador de faltas.

Bit de entrada*		Bit de saída*	Ação
B_{ix}	B_{jx}	B_{XORx}	
0	0	0	Não incremente o contador
0	1	1	Incremente o contador
1	0	1	Incremente o contador
1	1	0	Não incremente o contador

*Onde o índice x indica a barra onde o bit está sendo avaliado (i ou j).

Da Figura 5.9, observa-se que o bit B_{XORx} permanece em nível lógico alto durante um período equivalente a τ . Assim, uma vez conhecido o período de amostragem Δt utilizado pelos conversores A/D dos LF em questão, τ pode ser calculado, em segundos, por meio do circuito do módulo localizador de faltas ilustrado na Figura 5.8, obtendo-se, para uma dada barra x , o valor de $\tau_x = \tau$. Deve-se destacar que este procedimento é realizado em tempo real, sem requerer qualquer análise das estampas de tempo das medições nos terminais local e remoto, o que torna o algoritmo proposto independente da sincronização de dados.

É importante frisar que a aplicação do método proposto em tempo real depende do intercâmbio de informações referentes aos valores dos bits B_{ix} e B_{jx} entre os terminais da LT monitorada. No exemplo ilustrado na Figura 5.9, um sistema de comunicação ideal sem atrasos foi considerado, no qual variações no bit indicador de transitórios gerado na Barra i são instantaneamente detectadas na Barra j , e *vice versa*. No entanto, na prática, existem atrasos

na transmissão de dados (PHADKE; THORP, 2009), cuja influência deve ser considerada durante o desenvolvimento de aplicações em tempo real (NGUYEN; FLUECK, 2011). Por questões de simplificação, estes atrasos serão representados daqui em diante pela variável δ .

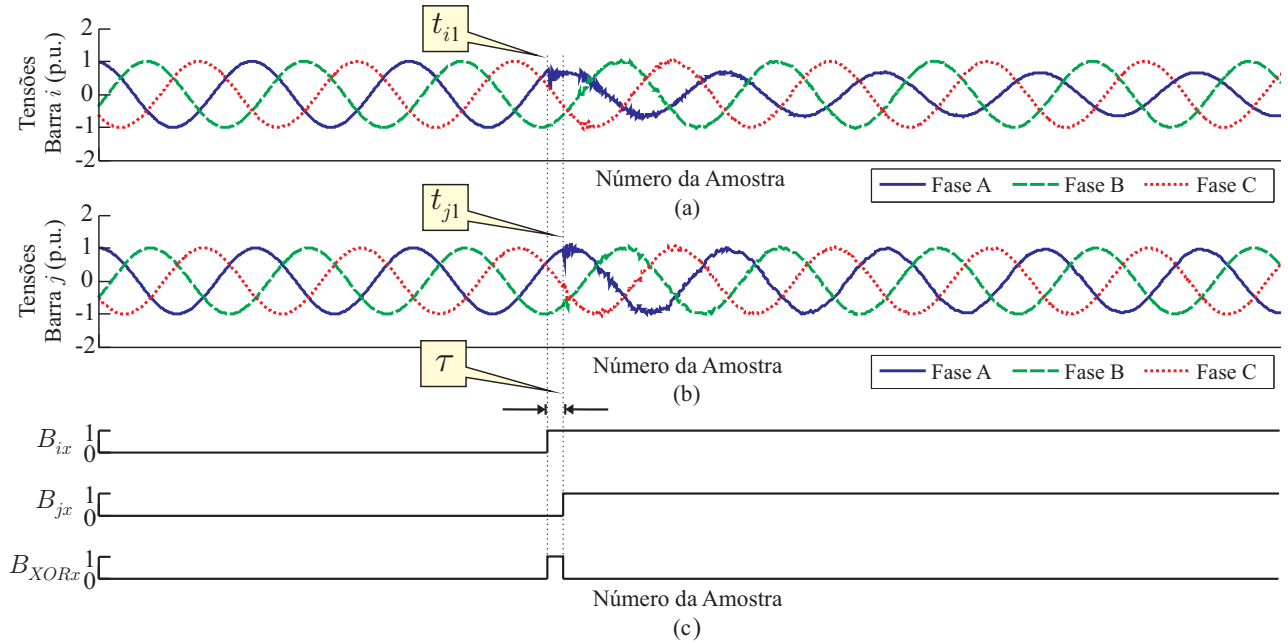


Figura 5.9. Cálculo do período $\tau = |t_{j1} - t_{i1}|$ em tempo real: (a) Tensões na Barra i ; (b) Tensões na Barra j ; (c) Variáveis binárias usadas no cálculo de τ .

5.2.2 Correção do Efeito do Atraso dos Canais de Comunicação

Conforme reportado em Anderson (1999), existem vários tipos de canais de comunicação que podem ser empregados em sistemas de transmissão para fins de proteção e controle. No passado, esses canais de comunicação, denominados em inglês de *pilot systems*, eram baseados principalmente na transmissão de dados por meio de microondas, *power line carrier* (PLC) e via conexões a fio. Mais recentemente, os sistemas ópticos, tal como os constituídos por fibras ópticas, têm viabilizado a construção de sistemas de comunicação com características muito próximas das ideais, visto que são imunes à interferência eletromagnética e capazes de transmitir grandes volumes de informação em uma alta velocidade (PHADKE; THORP, 2009). No entanto, deve-se ressaltar que não existe nenhum tipo de sistema de comunicação com características ideais, visto que, na prática, dados gerados em um dado ponto do SEP levam um determinado tempo para serem transmitidos até o seu destino final.

Em Nguyen & Flueck (2011), o atraso δ é modelado como uma variável estocástica devido a diversos fatores aleatórios que podem ter influência sobre a transmissão de dados, como distância e temperatura ambiente. Porém, nos sistemas de proteção, existem diversas técnicas capazes de estimar de forma bastante precisa o valor de δ , como, por exemplo, o algoritmo denominado *ping-pong* descrito em Miller *et al.* (2010). Algoritmos deste tipo têm sido largamente empregados, dentre outras aplicações, em esquemas de proteção diferencial de LT. Assim, uma vez estimado o valor do atraso δ , os algoritmos de proteção que utilizam dados de dois ou mais terminais se tornam imunes a variações nos atrasos dos sistemas de comunicação utilizados, garantindo atuações confiáveis. Portanto, nesta tese, assume-se que o valor de δ pode ser conhecido por meio da aplicação contínua de algoritmos para estimação dos atrasos da transmissão de dados, assim como feito na proteção diferencial de LT.

No caso de canais de comunicação assimétricos, os atrasos na transmissão de dados do LF i para o LF j e *vice-versa*, são diferentes (NGUYEN; FLUECK, 2011). Portanto, dois valores possíveis de δ devem ser considerados: δ_{ij} , o qual representa o atraso na transmissão do bit indicador de transitórios gerado pelo LF i , da Barra i para a Barra j ; e δ_{ji} , o qual representa o atraso na transmissão do bit indicador de transitórios gerado pelo LF j , da Barra j para a Barra i . Esses atrasos são dados pela soma do atraso intrínseco do canal de comunicação t_{CH} com o tempo t_{TX} gasto pelo *hardware* dos LF para preparar e enviar os pacotes de informação, ou seja, $\delta_{ij} = t_{TXi} + t_{CHij}$ e $\delta_{ji} = t_{TXj} + t_{CHji}$. Da literatura, sabe-se que o atraso t_{CH} pode ser estimado com bom nível de precisão, visto que depende apenas das características do canal de comunicação utilizado (MILLER *et al.*, 2010). Por outro lado, existem incertezas inevitáveis nos valores de t_{TX} , as quais podem ocasionar pequenas variações em δ_{ij} e δ_{ji} e que dependem do processamento dos LF instalados nos terminais da LT monitorada.

Em relação à velocidade de transmissão de dados dos sistemas de comunicação existentes, sabe-se que os canais que utilizam fibras ópticas têm demonstrado ser os mais velozes (PHADKE; THORP, 2009). De fato, esse tipo de canal de comunicação é capaz de transmitir dados a uma velocidade muito próxima à velocidade da luz, de forma que, para canais de comunicação dedicados, nos melhores casos, podem ser verificados atrasos um pouco maiores que o tempo de trânsito da LT, representado neste trabalho por τ_ℓ . Logo, assumindo que os atrasos na transmissão de dados δ_{ij} e δ_{ji} são sempre maiores que o tempo de trânsito da LT τ_ℓ , conclui-se

que os módulos de localização de faltas instalados nos LF das barras i e j estimam períodos τ_i e τ_j , respectivamente, que são diferentes do período τ a ser calculado, conforme ilustrado na Figura 5.10 para faltas ocorridas na primeira e na segunda metade de uma LT monitorada em dois terminais.

Da figura, percebe-se que quanto maior for o atraso na transmissão de dados, maiores são os erros introduzidos nos períodos calculados τ_i e τ_j , ocasionando, conseqüentemente, maiores erros nas localizações estimadas do ponto de falta. Por isso, a correção dos atrasos na transmissão de dados δ_{ij} e δ_{ji} é imprescindível para o correto funcionamento, em tempo real, do algoritmo proposto para localização de faltas (MILLER *et al.*, 2010).

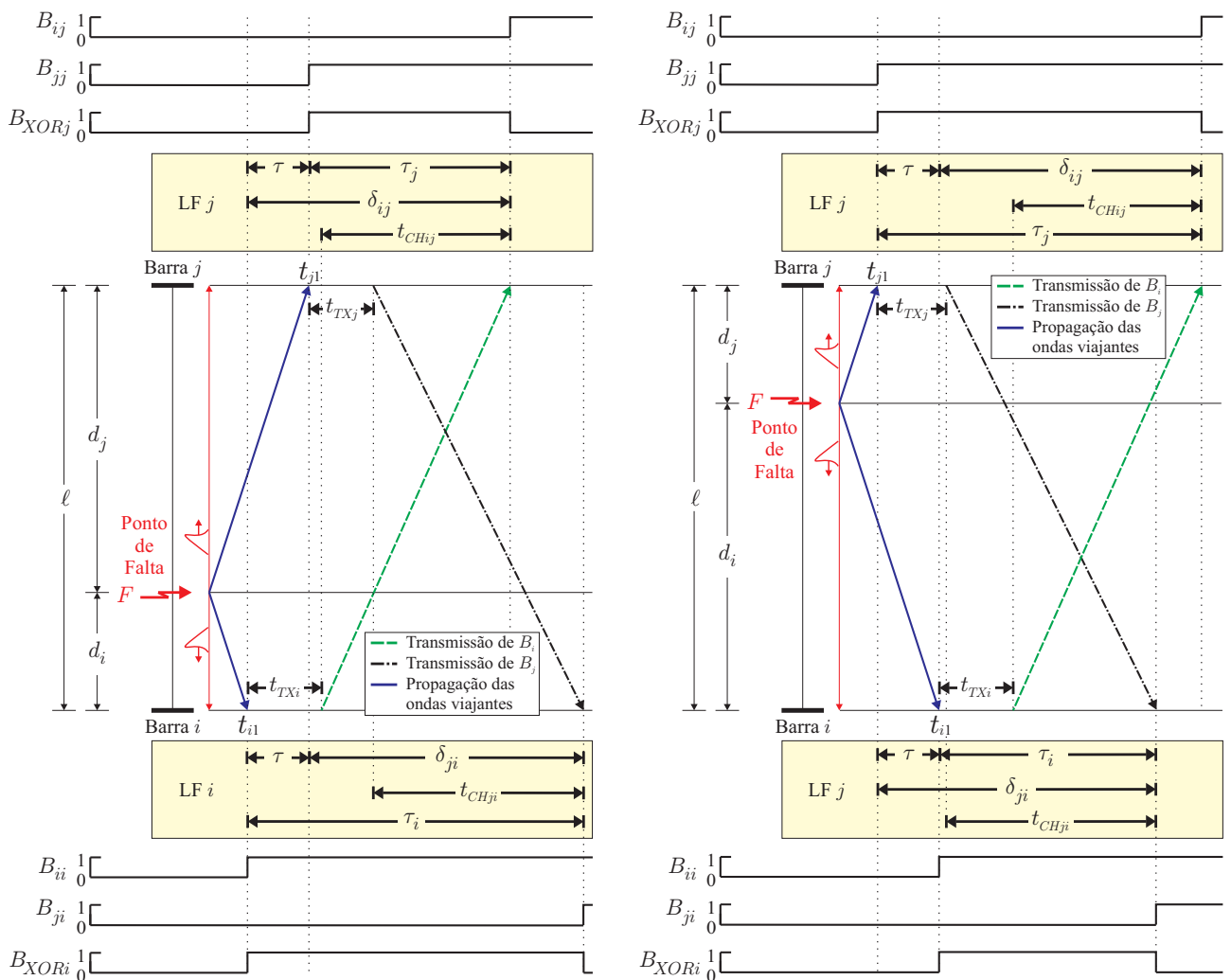


Figura 5.10. Efeito do atraso na transmissão de dados para faltas: (a) na primeira metade da LT ($d \leq \frac{\ell}{2}$); (b) na segunda metade da LT ($d > \frac{\ell}{2}$).

O desenvolvimento da formulação do método proposto é iniciado pela obtenção de uma expressão para representação do período τ , incluindo-se o efeito do atraso na transmissão de dados. Visando simplificar a apresentação da formulação proposta, apenas as expressões relacionadas à operação do módulo localizador de faltas do LF instalado na Barra i serão desenvolvidas, visto que as fórmulas obtidas podem ser facilmente adaptadas para qualquer caso prático tomando-se os índices i e j como representação dos terminais local e remoto, respectivamente.

Da Figura 5.10, nota-se que para faltas na primeira metade da linha ($d \leq \frac{\ell}{2}$), τ é dado por:

$$\tau = \tau_i - \delta_{ji} . \quad (5.9)$$

Também da Figura 5.10, para faltas na segunda metade da linha ($d > \frac{\ell}{2}$), tem-se que:

$$\tau = \delta_{ji} - \tau_i = -(\tau_i - \delta_{ji}) . \quad (5.10)$$

Portanto, sendo α a variável utilizada em (5.8) para indicar se a falta ocorreu na primeira ou segunda metade da LT, obtém-se que τ pode ser representado de uma forma geral por:

$$\tau = \alpha(\tau_i - \delta_{ji}) . \quad (5.11)$$

Por fim, substituindo (5.11) em (5.8), e sendo $\alpha^2 = (\pm 1)^2 = 1$, obtém-se a fórmula final do método proposto para localização de faltas, conforme demonstrado a seguir:

$$\begin{aligned} d_{ij} &= \frac{\ell - \alpha\tau v_p}{2} , \\ &= \frac{\ell - \alpha[\alpha(\tau_i - \delta_{ji})]v_p}{2} , \\ &= \frac{\ell - \alpha^2(\tau_i - \delta_{ji})v_p}{2} , \\ d_{ij} &= \frac{\ell - (\tau_i - \delta_{ji})v_p}{2} . \end{aligned} \quad (5.12)$$

Deve-se perceber que, uma vez incluído o efeito do atraso do sistema de comunicação na formulação do algoritmo de localização de faltas, a necessidade da identificação da seção da LT na qual a falta ocorreu é eliminada, o que simplifica ainda mais a implementação do método proposto, visto que α não precisa ser determinado. Além disso, vale salientar que, embora o método seja baseado em dados de dois terminais, os conceitos apresentados podem ser facilmente estendidos para técnicas multi-terminais, desde que a detecção de transitórios seja realizada em tempo real e que os pontos monitorados sejam interligados por sistemas de comunicação, cujos atrasos na transmissão de dados sejam conhecidos ou passíveis de estimação.

5.2.3 Adaptação da Formulação Proposta para Atrasos com Alta Variabilidade

Na prática, o atraso δ_{ji} usado em (5.12) pode apresentar alta variabilidade devido a incertezas relacionadas aos valores do período t_{TXj} (Fig. 5.10). Esses possíveis desvios nos valores de δ_{ji} são imprevisíveis e, portanto, podem fazer com que o algoritmo proposto forneça localizações errôneas do ponto de falta, cujos erros crescem proporcionalmente com os erros nas estimativas consideradas do atraso da transmissão de dados.

Os efeitos da incerteza nos valores estimados de δ_{ji} podem ser incluídos no sistema localizador de faltas proposto por meio de técnicas de probabilidade e estatística, tal como as baseadas na teoria do intervalo de confiança (LILJA, 2000). Desta forma, em casos nos quais δ_{ji} varia frequentemente, pode-se utilizar o algoritmo proposto para calcular um campo de busca da falta dentro do qual o curto-circuito provavelmente ocorreu, ao invés de calcular a estimativa do ponto de falta d_{ij} . De acordo com Lilja (2000), se n medições são tomadas em um experimento, o valor médio $\bar{\kappa}$ das medições pode ser usado como a melhor aproximação do valor real κ . Neste contexto, realizando vários experimentos, cada um com um grande número n de medições, do teorema do limite central, se as $\{\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_n\}$ amostras usadas para calcular $\bar{\kappa}$ em cada experimento são independentes e tomadas de um mesmo conjunto de valores com média μ e desvio padrão σ , os valores das médias $\bar{\kappa}$ apresentarão valores descritos segundo uma distribuição Gaussiana com média μ e desvio padrão $\frac{\sigma}{\sqrt{n}}$. Assim, aplicando esses conceitos ao algoritmo proposto, percebe-se que, uma vez que estimativas do atraso na transmissão de dados $\{\delta_{ji1}, \delta_{ji2}, \dots, \delta_{jini}\}$ sejam medidas de forma contínua e que a média das medições $\bar{\delta}_{ji}$ seja calculada após cada n experimentos, pode-se definir um intervalo de confiança $[\bar{\delta}_{ji}^{inf}, \bar{\delta}_{ji}^{sup}]$, o qual independe da função densidade de probabilidade que representa os atrasos na transmissão de dados. Portanto, $\bar{\delta}_{ji}^{inf}$ e $\bar{\delta}_{ji}^{sup}$ podem ser calculados por (LILJA, 2000):

$$\bar{\delta}_{ji}^{inf} = \mu_{\delta_{ji}} - z \frac{\sigma_{\delta_{ji}}}{\sqrt{n}}, \quad (5.13a)$$

$$\bar{\delta}_{ji}^{sup} = \mu_{\delta_{ji}} + z \frac{\sigma_{\delta_{ji}}}{\sqrt{n}}, \quad (5.13b)$$

onde $\mu_{\delta_{ji}}$ e $\sigma_{\delta_{ji}}$ são a média e o desvio padrão dos valores de $\bar{\delta}_{ji}$ obtidos dos experimentos com n medições, respectivamente, e z é o valor da distribuição normal padrão unitária que depende do nível de confiança adotado para o intervalo de confiança em questão. Nesta tese, considera-se um nível de confiança de 99% e, portanto, $z = 2.575$ (LILJA, 2000).

Como resultado, ao substituir (5.13) em (5.12), obtém-se:

$$d_{ij}^{inf} = \frac{\left[\ell - \left(\tau_i - \bar{\delta}_{ji}^{inf} \right) v_p \right]}{2}, \quad (5.14a)$$

$$d_{ij}^{sup} = \frac{\left[\ell - \left(\tau_i - \bar{\delta}_{ji}^{sup} \right) v_p \right]}{2}, \quad (5.14b)$$

onde $\left[d_{ij}^{inf}, d_{ij}^{sup} \right]$ consiste no trecho estimado da linha onde a falta deve ser procurada.

Deve-se notar que o nível de confiança imposto para os valores de δ_{ji} podem não ser os mesmos estimados durante o processo de localização de faltas. De fato, de (5.14), observa-se que d_{ij}^{inf} e d_{ij}^{sup} dependem principalmente do período estimado τ_i , cuja precisão, por sua vez, depende da precisão do método detector de ondas viajantes. Neste cenário, o uso de um intervalo de confiança para representação dos valores de τ_i seria adequado. Porém, como τ_i é calculado apenas durante faltas, as quais são indesejadas e esporádicas, seus valores não podem ser medidos de forma contínua, tornando difícil a obtenção de um intervalo de confiança confiável para τ_i . Portanto, para contornar problemas relacionados com a incerteza nos valores desta grandeza, propõe-se uma extrapolação do desvio padrão $\sigma_{\delta_{ji}}$ considerado em (5.13), o que aumenta o intervalo de confiança $\left[d_{ij}^{inf}, d_{ij}^{sup} \right]$, promovendo, conseqüentemente, estimativas mais confiáveis do campo de busca da falta. Nesta tese, $\sigma_{\delta_{ji}} = 2\Delta t$, onde Δt é o período de amostragem dos LF. Tal extrapolação se baseia na possibilidade de erros na detecção de transitórios da ordem de uma amostra para menos ou para mais. Fazendo isto, mesmo em casos muito adversos nos quais δ_{ji} varia frequentemente, pode-se estimar, na grande maioria dos casos, a região da linha na qual a falta está localizada, o que ainda é muito vantajoso para as concessionárias de energia elétrica.

5.2.4 Fluxograma do Método Proposto para Localização de Faltas

Com o objetivo de facilitar o entendimento do método proposto para localização de faltas, apresenta-se na Figura 5.11 o fluxograma que descreve o funcionamento do módulo localizador de faltas instalado na Barra i . As operações relacionadas a este módulo são representadas em forma de blocos, cuja interligação entre si e com os módulos detectores de transitórios é representada por meio de setas.

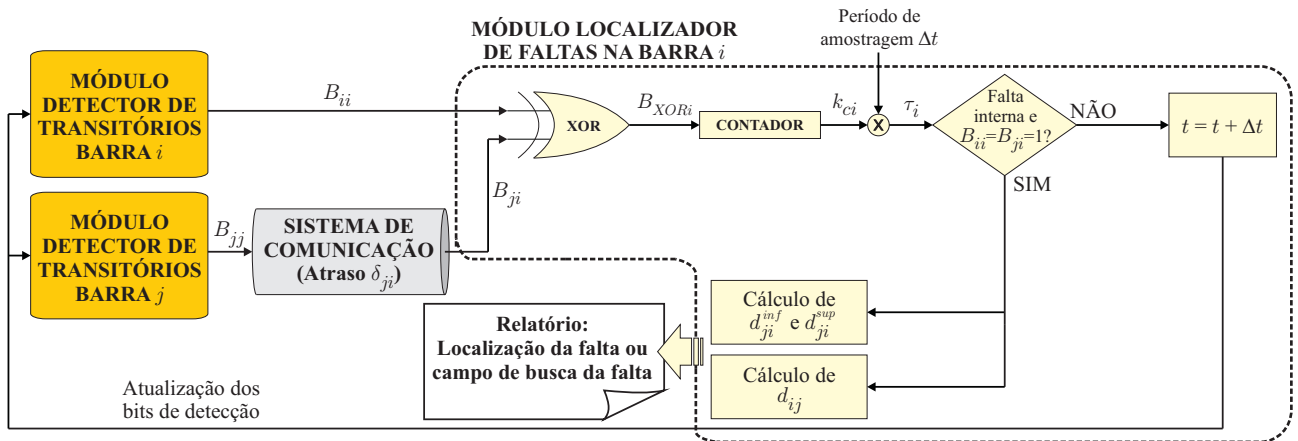


Figura 5.11. Fluxograma do método de localização de faltas proposto.

Na Figura 5.11, a detecção de faltas internas é representada por um bloco, embora não seja abordada neste trabalho. No sistema localizador proposto, essa função pode ser executada com base na atuação dos relés de proteção convencionais ou mesmo a partir da comparação entre o valor estimado de τ e do tempo de trânsito da LT τ_ℓ (COSTA; SOUZA, 2011)³. Assim, usando a atuação dos relés convencionais, apenas faltas permanentes com duração da ordem de alguns ciclos fundamentais poderiam ser localizadas, pois este seria o tempo necessário para estabilização dos fasores no período de falta (KIM *et al.*, 2013). Por outro lado, comparando-se τ e τ_ℓ , faltas permanentes e transitórias poderiam ser localizadas, uma vez que as informações inseridas em τ seriam provenientes de instantes antes da extinção da falta transitória, que dura tipicamente em torno de um quarto de ciclo fundamental (KOJOVIC; WILLIAMS, 2000).

5.3 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentados os métodos de detecção de transitórios e localização de faltas propostos. O método de detecção se baseia na transformada de Park, a qual permite uma identificação mais robusta do instante de chegada das ondas viajantes aos terminais monitorados, pois é sensível a transitórios e desbalanceamentos, diferentemente de técnicas clássicas tipicamente sensíveis apenas aos transitórios. Já o método de localização de faltas, se baseia em técnicas clássicas de dois terminais baseadas na teoria de ondas viajantes e foi desenvolvido, de forma inédita, para aplicações em tempo real, considerando os efeitos dos atrasos na transmissão de dados entre os terminais da LT, mesmo em casos de atrasos com alta variabilidade.

³Se $\tau_\ell \approx \tau = \alpha(\tau_i - \delta_{ji})$, pode-se dizer que a falta foi externa ou ocorreu em um dos terminais da LT.

AVALIAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO PARA DETECÇÃO DE TRANSITÓRIOS

Neste capítulo, apresenta-se a avaliação do desempenho do método proposto para detecção de transitórios, que é responsável por identificar o instante inicial da falta nos sinais monitorados durante o processo de localização de faltas proposto nesta tese. Inicialmente, o método proposto foi aplicado em registros oscilográficos reais gerados por RDP e relés digitais, comprovando sua robustez e aplicabilidade também em dispositivos com baixa taxa de amostragem. Em seguida, realizou-se uma grande quantidade de simulações digitais de faltas em sistemas reais e fictícios modelados no ATP, considerando-se curtos-circuitos com diferentes características no que diz respeito à localização, ao tipo, à resistência e ao ângulo de incidência da falta.

6.1 APLICAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO EM OSCILOGRAFIAS REAIS

O método proposto foi aplicado em registros de três distúrbios ocorridos no sistema Chesf de transmissão. Em cada caso, registros provenientes dos RDP e/ou relés digitais foram avaliados, viabilizando as análises ora propostas em relação à robustez do método quanto às taxas de amostragem utilizadas. No caso dos registros de relés digitais, fala-se em detecção de faltas ao invés de detecção de transitórios, visto que as componentes de alta frequência dos sinais gravados são por demais atenuadas devido às baixas taxas de amostragem dos dispositivos.

Na Figura 6.1, apresenta-se o registro de uma falta BT ocorrida em uma LT de 230 kV. Este registro é proveniente de um RDP com taxa de amostragem de 64 amostras/ciclo, ou seja, $F_s = 3840$ Hz. Nesse primeiro caso avaliado, percebe-se que a detecção dos transitórios é realizada com sucesso nos sinais de corrente e de tensão, de forma que o início do distúrbio é indicado logo nas primeiras amostras dos sinais com falta, conforme destacado nas regiões ampliadas ilustradas na figura.

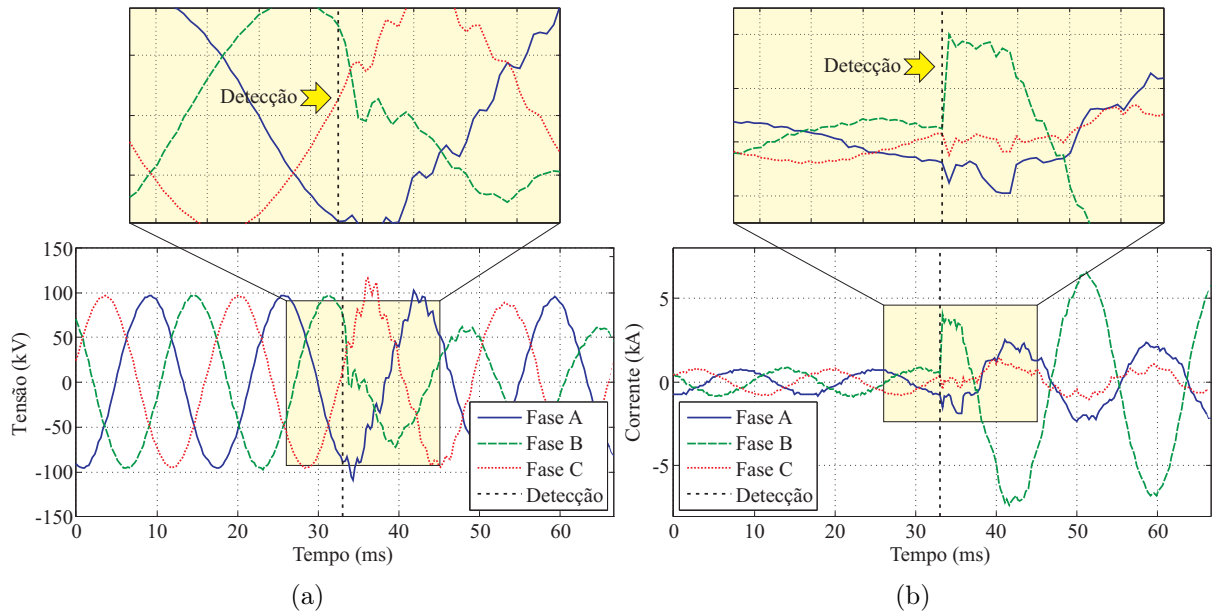


Figura 6.1. Registros oscilográficos reais de um RDP (64 amostras/ciclo): (a) Tensão; (b) Corrente.

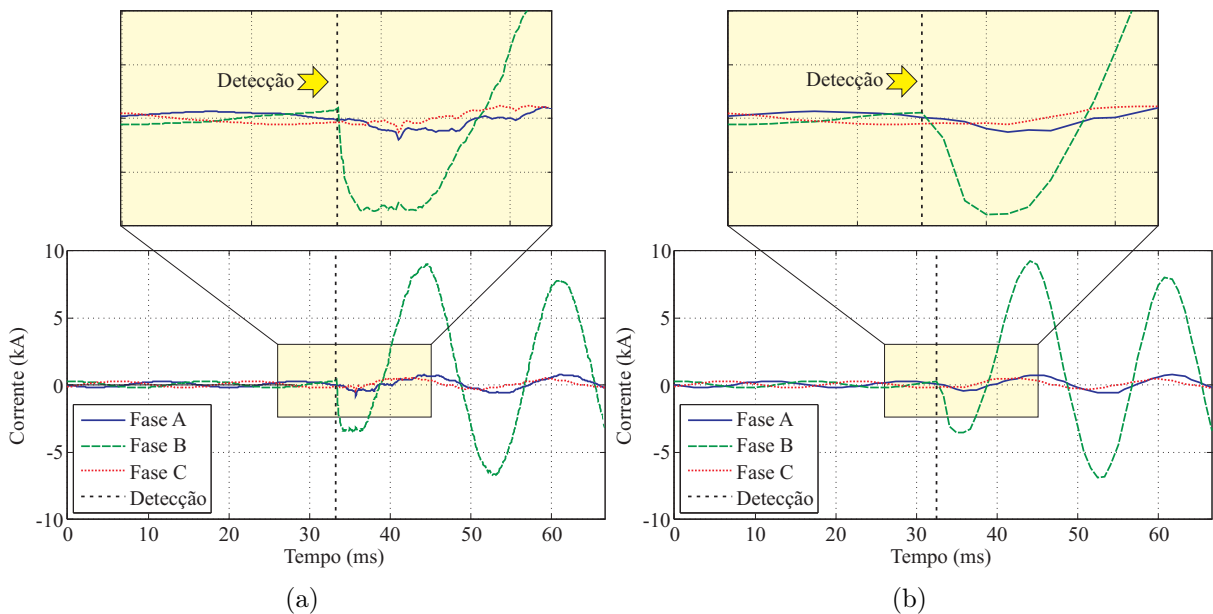


Figura 6.2. Registros oscilográficos reais de um RDP (256 amostras/ciclo) e de um relé digital (20 amostras/ciclo): (a) Corrente (RDP); (b) Corrente (relé).

Conforme demonstrado no Apêndice D, o método proposto para detecção de faltas é sensível tanto aos transitórios quanto aos desbalanceamentos de falta, o que viabiliza a detecção dos distúrbios mesmo quando as componentes de alta frequência se encontram atenuadas. Para ilustrar tal potencialidade, apresentam-se na Figura 6.2 registros oscilográficos de uma falta BT também ocorrida em uma LT de 230 kV do sistema Chesf, os quais foram gerados por um RDP e um relés digital, cujas taxas de amostragem apresentam diferença relevante entre si.

Nesta LT, o RDP instalado utiliza uma taxa de 256 amostras/ciclo ($F_s = 15360$ Hz), enquanto que o relé digital possui taxa de amostragem de apenas 20 amostras/ciclo ($F_s = 1200$ Hz). Percebe-se que o registro do relé praticamente não apresenta transitórios, enquanto que as formas de onda capturadas pelo RDP apresentam maiores detalhes referentes às componentes de alta frequência. Mesmo assim, o método proposto detectou adequadamente o instante inicial do distúrbio quando utilizados ambos os registros, comprovando mais uma vez sua robustez.

Por fim, são apresentados na Figura 6.3 registros oscilográficos de uma falta CAT também em uma LT de 230 kV provenientes de um RDP e de um relés digital com taxas de amostragem de 96 amostras/ciclo ($F_s = 5760$ Hz) e 24 amostras/ciclo ($F_s = 1440$ Hz), respectivamente. Novamente, percebe-se que o método proposto funcionou de forma adequada, indicando o instante inicial do distúrbio logo nas primeiras amostras com falta, tanto quando considerados os registros do RDP quanto quando utilizados os registros do relé. Neste contexto, deve-se destacar que praticamente não existem transitórios nos registros com 24 amostras/ciclo, o que inviabilizaria o uso de técnicas clássicas sensíveis apenas a componentes de alta frequência. Mesmo assim, os desbalanceamentos entre fases nas tensões e correntes são suficientes para que a detecção rápida do distúrbio seja realizada adequadamente pelo método proposto logo nos primeiros instantes de falta.

Vale lembrar que, embora o uso da TDQ implique em vantagens na detecção do instante inicial do distúrbio que viabilizam a implementação do método de detecção proposto em relés digitais com baixa taxa de amostragem, para métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, é requerido o uso de altas taxas de amostragem para garantir uma boa resolução no tempo dos sinais avaliados e, portanto, viabilizar um cálculo mais preciso dos instantes de incidência das ondas viajantes nos terminais monitorados. Neste contexto, sabe-se que o uso de taxas de amostragem elevadas, em geral, facilita a detecção do início da falta, em decorrência da presença dos transitórios de falta nos sinais digitalizados. Ainda assim, conforme avaliado em Lopes *et al.* (2013a), os transformadores para instrumento e os filtros *anti-aliasing* dos dispositivos registradores podem atenuar demasiadamente os transitórios provenientes do distúrbio, de forma que, nestes casos, a possibilidade de detectar a falta por meio dos desbalanceamentos se torna uma grande vantagem frente a técnicas clássicas, as quais são tipicamente sensíveis apenas a componentes de alta frequência (LOPES *et al.*, 2013b).

De fato, o início dos desbalanceamentos de falta coincide com o início dos transitórios, o qual, por sua vez, também coincide com o instante de chegada das ondas viajantes induzidas pelo curto-circuito aos terminais monitorados. Assim, utilizando o método proposto em casos nos quais a digitalização dos sinais é realizada sob uma alta taxa de amostragem, mesmo com os transitórios atenuados, torna-se possível aplicar métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes de maneira bastante confiável.

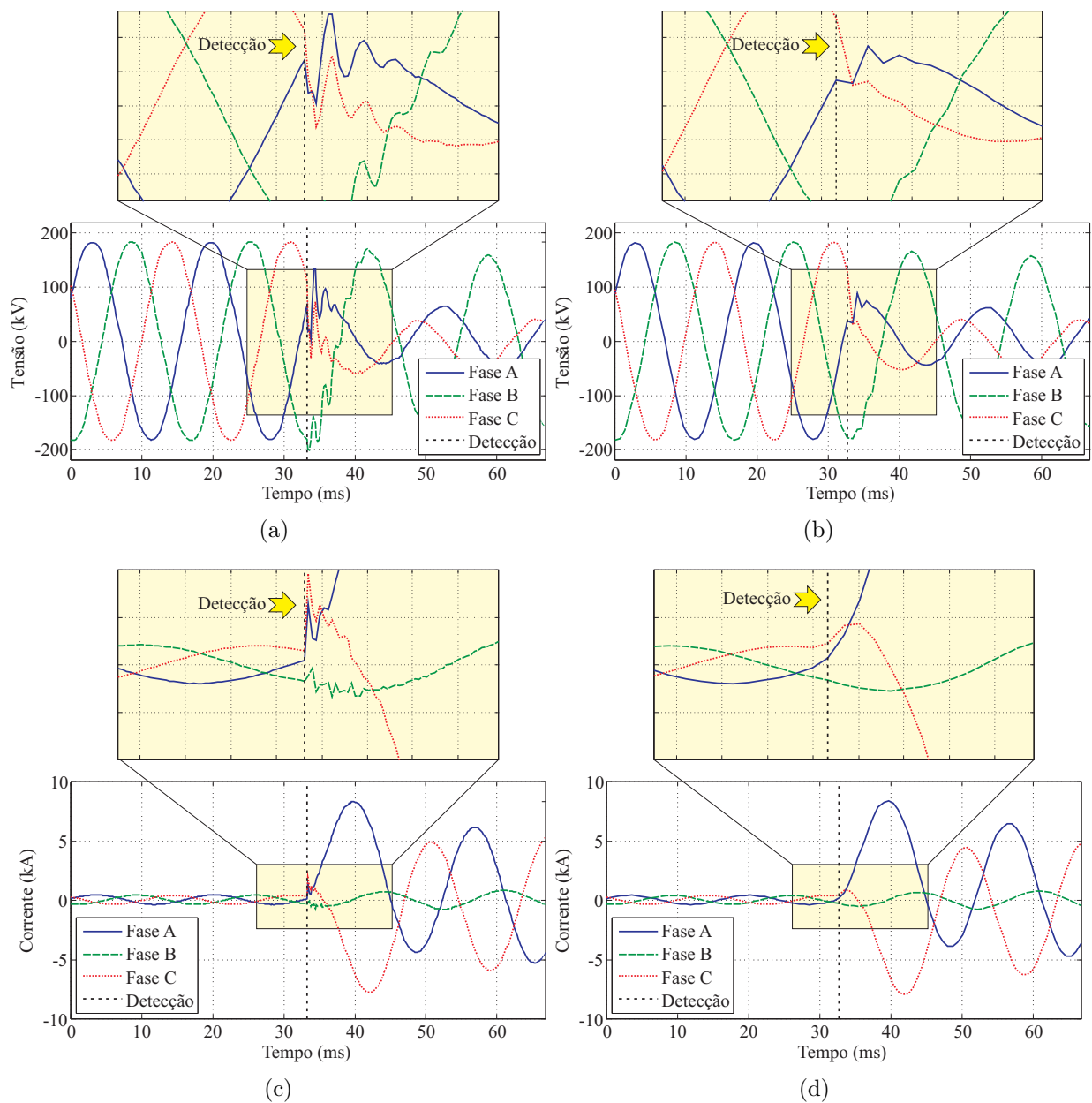


Figura 6.3. Registros oscilográficos reais de um RDP (96 amostras/ciclo) e de um relé digital (24 amostras/ciclo): (a) Tensão (RDP); (b) Tensão (relé); (c) Corrente (RDP); (d) Corrente (relé).

6.2 AVALIAÇÃO DO MÉTODO DE DETECÇÃO PROPOSTO VIA ATP

Com o objetivo de realizar uma avaliação mais minuciosa do método proposto para detecção de transitórios, optou-se por utilizar o ATP para simular diferentes cenários de faltas em SEP. No entanto, para que as análises sejam realizadas de forma confiável, necessita-se que alguns requisitos mínimos sejam atendidos durante as simulações no programa ATP, dentre os quais se destaca a escolha de um passo de integração adequado para estudo de faltas em LT.

De acordo com dados apresentados em CIGRE Working Group 02.33 (1990), os transitórios eletromagnéticos provenientes da ocorrência e eliminação de faltas em linhas longas apresentam frequências típicas na faixa entre 60 Hz e 20 kHz. Portanto, segundo orientações também apresentadas em CIGRE Working Group 02.33 (1990), sugere-se que tais fenômenos sejam estudados através de simulações com passos de integração com ordem de grandeza suficiente para representar de forma adequada a faixa de frequência mencionada.

De acordo com CIGRE Working Group 02.33 (1990), o passo de integração deve ser de, no máximo, um décimo do período do sinal transitório de maior frequência típica envolvida no fenômeno em estudo, neste caso, $50 \mu\text{s}$ (para sinais com frequência de 20 kHz). Por isso, as simulações no ATP foram realizadas nesta tese utilizando-se um passo de integração igual a $5 \mu\text{s}$, o qual equivale à uma taxa de amostragem de aproximadamente 3334 amostras por ciclo para um SEP operando em 60 Hz. Devido a esse elevado número de amostras por ciclo, esses sinais são considerados nas simulações como sendo os sinais analógicos do SEP. Já os sinais digitalizados disponibilizados para os LF no processo de localização de faltas são representados pelas amostras desses sinais ‘analógicos’ quando capturadas entre períodos de amostragem iguais a Δt . Tal procedimento viabiliza a simulação no ambiente ATP das taxas de amostragem dos conversores A/D dos LF, tornando as análises mais realísticas, porém sem comprometer a precisão do cálculo dos transitórios de falta.

6.2.1 Estudos de Casos

Existem diversos fatores que podem ter influência sobre a confiabilidade dos métodos de detecção de transitórios, dentre os quais se destacam a resistência de falta, o ângulo de incidên-

cia da falta e as respostas em frequência dos transformadores para instrumento utilizados na medição de tensões e correntes do SEP (SAHA *et al.*, 2010). Tais fatores devem ser considerados durante a avaliação de técnicas de detecção de transitórios para viabilizar conclusões sólidas a respeito do desempenho do método sob análise.

Da literatura, sabe-se que resistências de falta elevadas e ângulos de incidência próximos a 0° (ou 180°) resultam em transitórios de falta mais atenuados, dificultando a sua detecção (COSTA *et al.*, 2012). Já em relação aos transformadores para instrumento, sabe-se que os TC são, em geral, capazes de fornecer medições com boa precisão em uma vasta faixa de frequência, porém, os TPC, dependendo de seus parâmetros construtivos, podem apresentar respostas em frequência com características que ocasionam a atenuação dos transitórios nos sinais de tensão (LOPES *et al.*, 2012a). Esta filtragem indesejável de componentes de alta frequência pode ser ainda mais relevante quando considerados os efeitos provenientes dos filtros *anti-aliasing* requeridos no processo de digitalização dos sinais, conforme analisado em (LOPES *et al.*, 2013a). Portanto, visando realizar uma avaliação robusta do método proposto para detecção de transitórios, foi simulada no ATP uma grande quantidade de faltas no SEP de 230 kV fictício apresentado na Figura 6.4, o qual foi modelado tomando-se como base o sistema proposto pelo IEEE Power System Relaying Committee (2004) para testes envolvendo algoritmos de proteção. Os parâmetros do SEP modelado são os mesmos apresentados em IEEE Power System Relaying Committee (2004), com exceção dos comprimentos das linhas X e W, que foram modificados para 400 km com o objetivo de viabilizar a simulação de um maior número de casos de falta e de tornar o efeito capacitivo das linhas mais adverso para o método proposto.

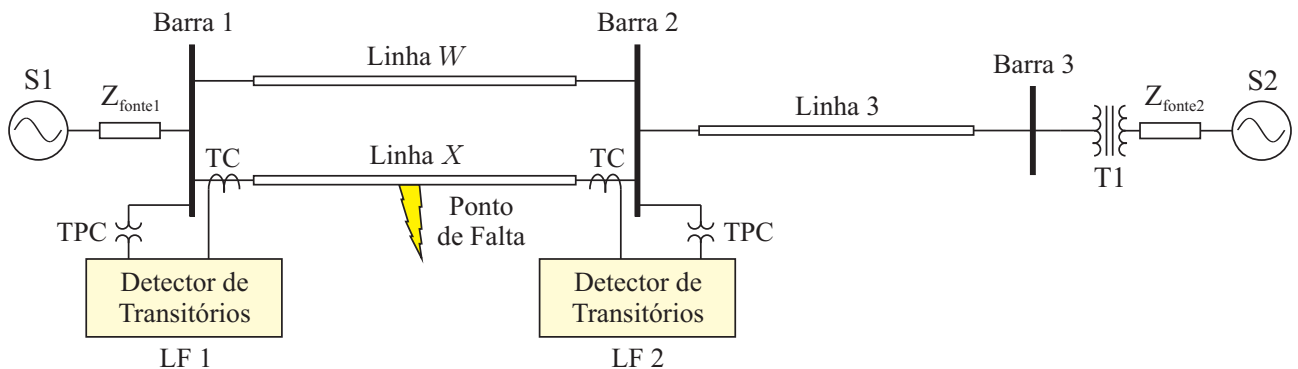


Figura 6.4. SEP de 230 kV modelado para avaliação do método de detecção de transitórios proposto.

Com o intuito de tornar as simulações mais realísticas, foram também modelados TPC e TC para aquisição de sinais de tensão e corrente nos terminais monitorados, cujos modelos são detalhados também em IEEE Power System Relaying Committee (2004). Além disso, para analisar o efeito do acoplamento eletromagnético entre as fases do SEP e de possíveis desbalanceamentos em regime permanente, as linhas foram modeladas no ATP como não transpostas e como transpostas com três torres de transposição, seguindo o esquema $\frac{1}{6} - \frac{1}{3} - \frac{1}{3} - \frac{1}{6}$, o qual é bastante utilizado por concessionárias do SIN. Dentre os casos simulados, foram considerados diversos cenários de falta, cujas características são descritas na Tabela 6.1. Além dos parâmetros de falta, foram também variados no SEP da Figura 6.4:

- *Número de circuitos por linha:* Para avaliar a influência do acoplamento eletromagnético das LT, foram considerados casos de faltas em linhas de circuito duplo e de circuito simples. As estruturas das torres de transmissão para cada caso são apresentadas na Tabela 6.2. Para o caso da linha com circuito duplo, as LT X e W são postas em paralelo conforme ilustrado na Figura 6.4, de forma que estas linhas dividem as mesmas torres de transmissão. Já para o caso da LT com circuito simples, a linha W é removida e a linha X é substituída pela linha Z , mantendo o mesmo comprimento. Assim, as faltas são aplicadas nas linhas X e Z , nos casos das LT de circuito duplo e simples, respectivamente.
- *Compensação série capacitiva:* Para avaliar a influência da compensação série capacitiva sobre a detecção de transitórios e, conseqüentemente, sobre métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, analisou-se o caso da linha X com um grau de compensação igual a 50%, assumindo-se que os bancos de capacitores se encontram instalados no lado da Barra 1 e que as medições de tensão e corrente são tomadas no lado da barra.

Tabela 6.1. Características das faltas simuladas via ATP na LT IEEE 230 kV.

Variáveis de Simulação	Valores escolhidos	Nº de possibilidades
Distância da Falta em relação à Barra 1 (km)	25, 50, 75, ..., 325, 350 e 375	15
Resistência de Falta (Ω)	1, 10, 50 e 100	4
Ângulo de Incidência ($^\circ$)	0, 30, 60, ..., 150 e 180	7
Tipo de Falta	AT-BT-CT-AB-AC-BC-ABT-ACT-BCT-ABC	10

Tabela 6.2. Configuração das torres de transmissão do SEP IEEE de 230 kV modelado.

Tipo de linha	Código da linha	Nº do condutor da linha	Separação horizontal a partir da referência (ft)	Altura	
				da torre (ft)	no meio da linha (ft)
Circuito Duplo	X	1	0,0	100,0	73,0
		2	0,0	83,5	56,5
		3	0,0	67,0	40,0
	W	4	29,0	67,0	40,0
		5	29,0	83,5	56,5
		6	29,0	100,0	73,0
Circuito Simples	Z	1	0,0	64,0	38,0
		2	30,25	64,0	38,0
		3	60,50	64,0	38,0

Ao considerar os cenários listados, foram obtidos 4200 casos¹ para cada tipo avaliado de transposição, os quais foram simulados automaticamente no ATP por meio de um *script* implementado utilizando funções do Matlab[®] conforme proposto em Santos *et al.* (2010).

6.2.2 Comparação entre Métodos Baseados na TDQ, na TWD e na TWDR

Conforme mencionado em capítulos anteriores, a TWD e a TWDR são largamente utilizadas no processo de detecção de transitórios requerido por algoritmos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes. Por isso, foi realizada uma comparação entre os desempenhos do método proposto para detecção de transitórios e da técnica apresentada em Costa *et al.* (2008), a qual se baseia na avaliação das energias dos coeficientes *wavelet* relativos às componentes de alta frequência do sinal avaliado extraídas por meio da TWD ou da TWDR.

Nesta avaliação, considerou-se uma frequência de amostragem de 20 kHz (ou seja, $\Delta t = 50 \mu s$) e, portanto, foram implementados filtros *anti-aliasing* de 3ª ordem do tipo Butterworth com frequências de corte de 8 kHz, definidas em concordância com o teorema de Nyquist (PHADKE; THORP, 2009). Adicionalmente, a TWD e a TWDR foram implementadas utilizando *wavelets* mãe das famílias Daubechies 4 e 8 (db4 e db8, respectivamente), as quais são duas das mais utilizadas na análise de distúrbios em SEP (KIM; AGGARWAL, 2001; COSTA *et al.*, 2011).

¹15 localizações \times 4 resistências de falta \times 7 ângulos de incidência \times 10 tipos de falta = 4200 casos.

Com o intuito de evidenciar as potencialidades do método proposto e a influência dos TPC, TC e filtros *anti-aliasing* sobre as técnicas avaliadas, a detecção dos transitórios foi realizada em cada caso simulado considerando-se tensões e correntes primárias (V_{PRI} e I_{PRI}), tensões e correntes secundárias (V_{SEC} e I_{SEC}) e tensões e correntes secundárias filtradas pelos filtros *anti-aliasing* (V_{FILT} e I_{FILT}). Em cada uma das 4200 simulações de faltas realizadas, o instante inicial dos transitórios na Barra 1 (t_{11}) foi estimado e, em seguida, comparado com o valor esperado t_{ref} , o qual foi calculado com base no instante de aplicação do distúrbio (t_{falta}), no local real da falta (d) e na velocidade de propagação das ondas viajantes (v_p), ou seja, $t_{ref} = t_{falta} + \left(\frac{d}{v_p}\right)$, sendo v_p considerada, nesta etapa da avaliação, como sendo 98 % da velocidade da luz (LOPES *et al.*, 2013b). Desta forma, após cada caso, o erro/atraso verificado na detecção dos transitórios ϵ_{det} , em número de amostras, foi calculado usando:

$$\epsilon_{det} \text{ (N}^\circ \text{ de amostras)} = \frac{|t_{11} - t_{ref}|}{\Delta t}. \quad (6.1)$$

Para realizar uma avaliação mais detalhada dos resultados obtidos, os valores de ϵ_{det} são apresentados em forma de *boxplots* nas Figuras de 6.5 a 6.13. Este tipo de gráfico permite a representação da distribuição de um conjunto de dados em formato visual por meio de cinco índices: o valor máximo, representado pela cauda superior; o quartil superior, representado pelo limite superior da caixa; a mediana, representada pela linha intermediária da caixa; o quartil inferior, representado pelo limite inferior da caixa; e o valor mínimo, representado pela cauda inferior. O quartil superior, a mediana e o quartil inferior representam, respectivamente, o erro máximo verificado em 75%, 50% e 25% dos casos analisados. Por exemplo, pode-se observar na Figura 6.5(b) que o método proposto apresenta um quartil superior com valor de aproximadamente 0,6, indicando que, em 75% dos casos avaliados relacionados com esta figura, os valores de ϵ_{det} são menores que 0,6 amostras.

Dos resultados obtidos, percebe-se que o método proposto para detecção de transitórios apresenta um desempenho muito bom em todos os cenários avaliados. Nos piores casos, os erros máximos foram menores que 2 amostras, ficando o quartil superior com valores menores que 1 amostra. Além disso, conforme esperado, nota-se que os resultados obtidos por meio da TWDR são melhores que os obtidos utilizando a TWD. Tal fato está de acordo com o esperado teoricamente, uma vez que a TWDR não requer o procedimento de subamostragem de 2 realizado pela TWD, resultando em detecções mais precisas (COSTA; SOUZA, 2011).

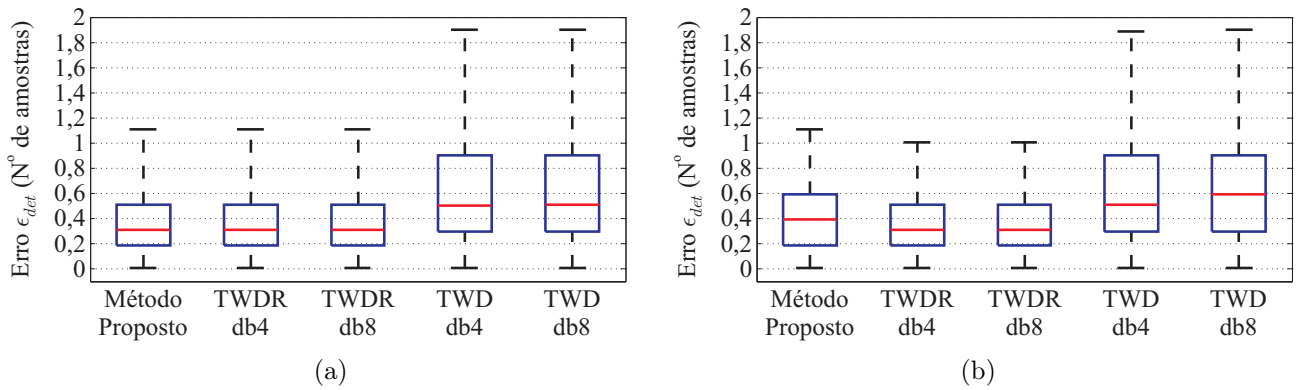


Figura 6.5. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

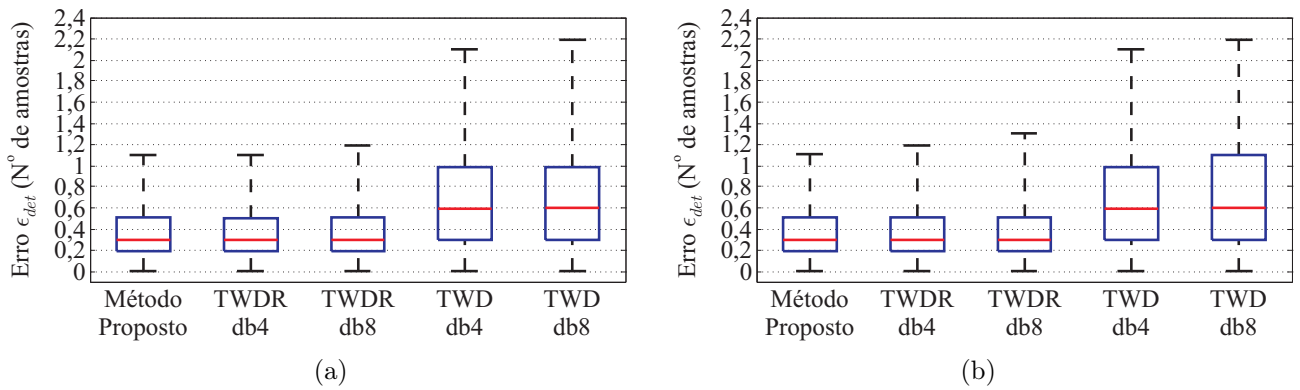


Figura 6.6. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

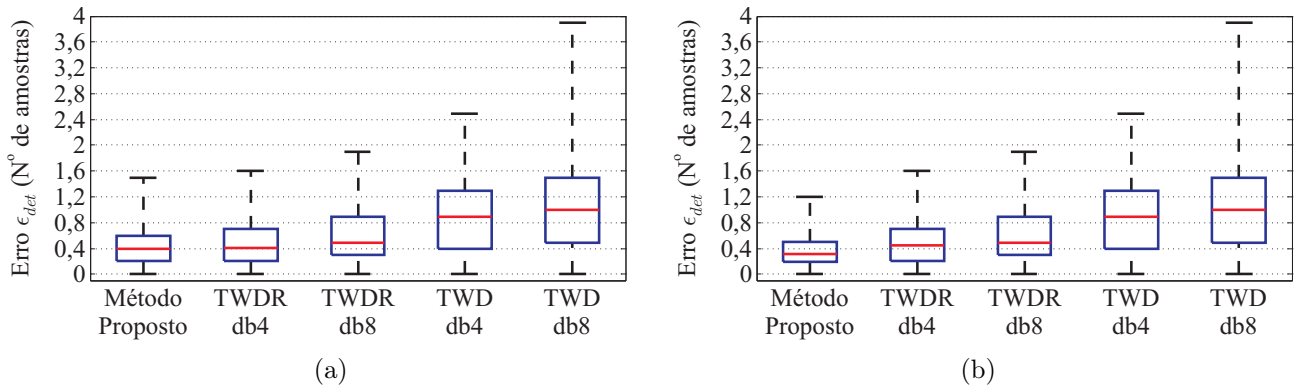


Figura 6.7. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito simples quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

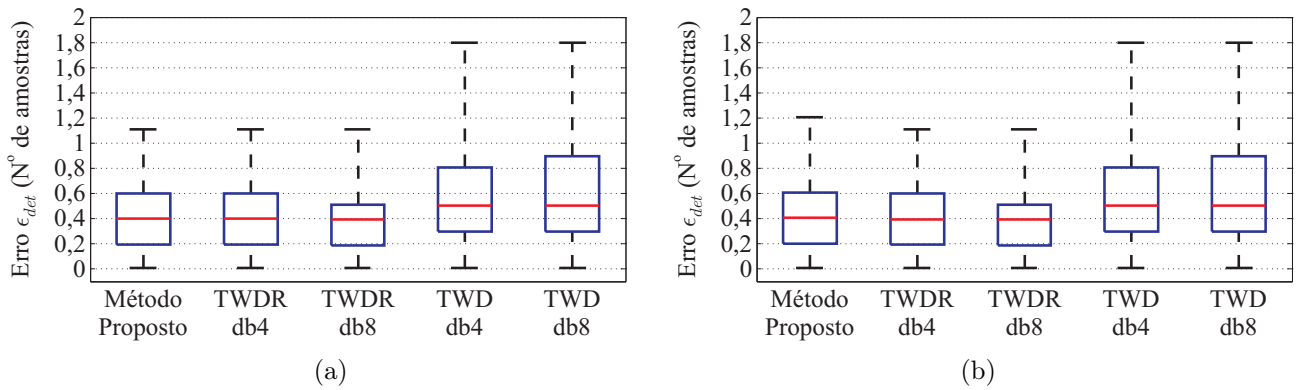


Figura 6.8. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

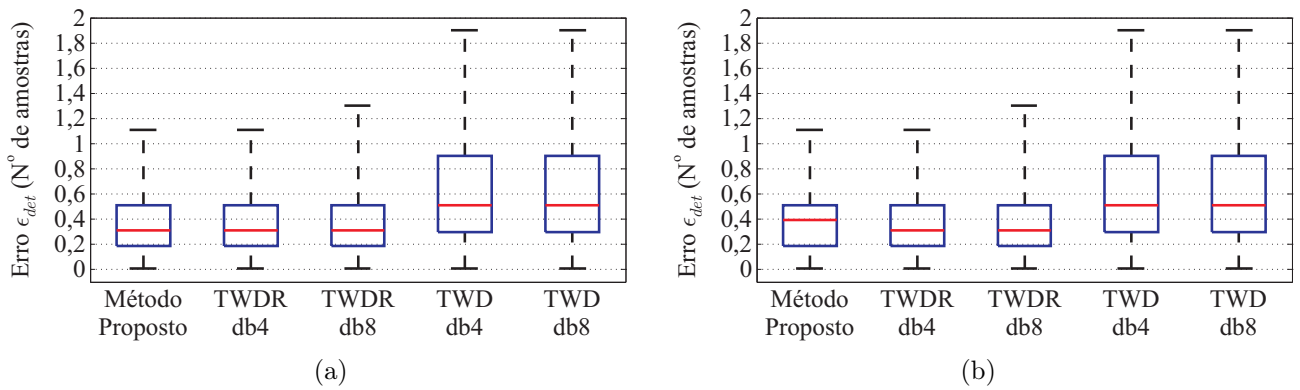


Figura 6.9. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

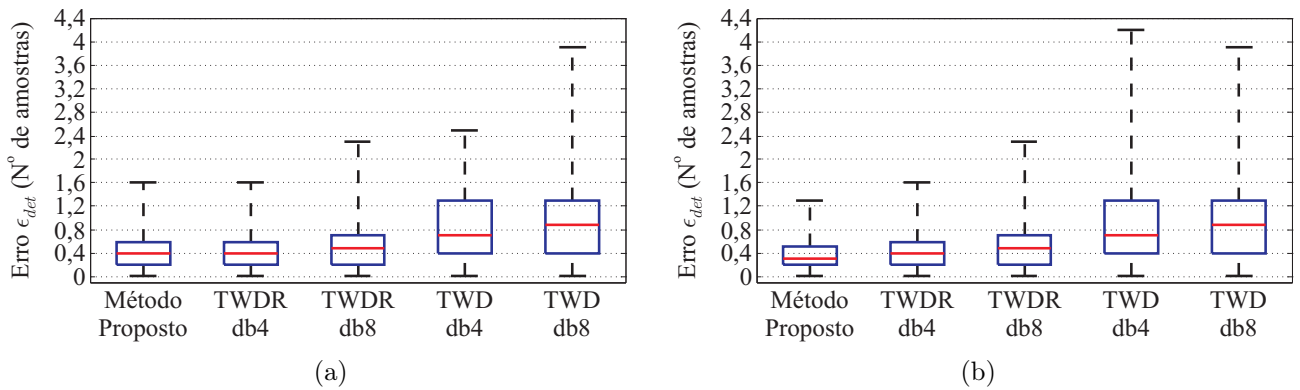


Figura 6.10. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

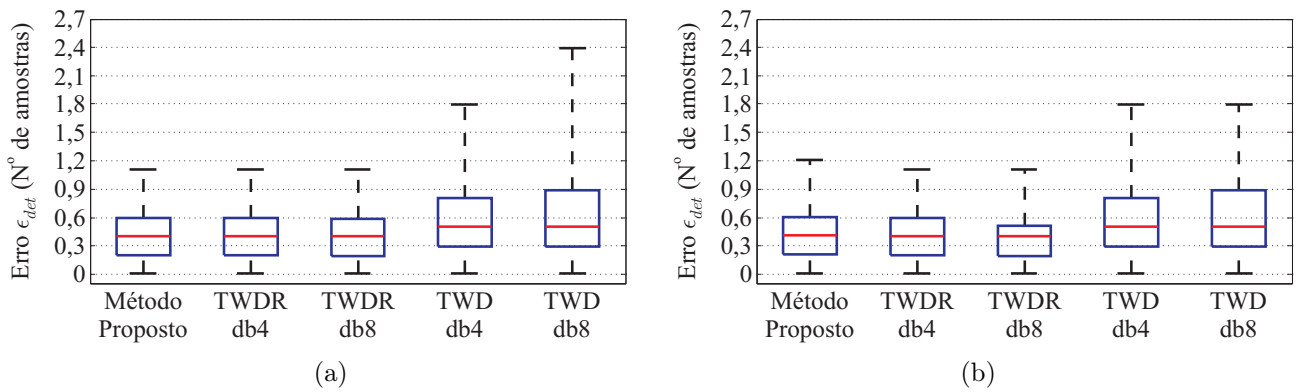


Figura 6.11. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{PRI} e I_{PRI} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

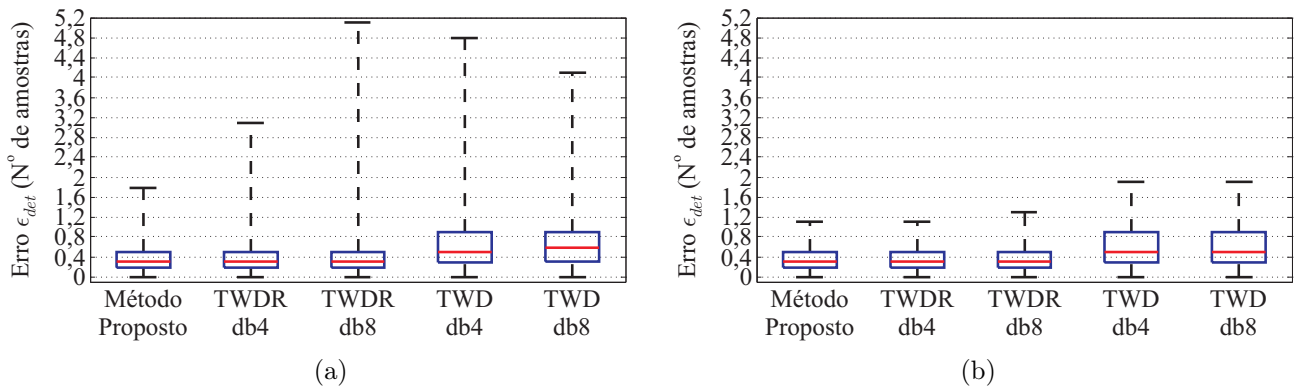


Figura 6.12. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{SEC} e I_{SEC} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

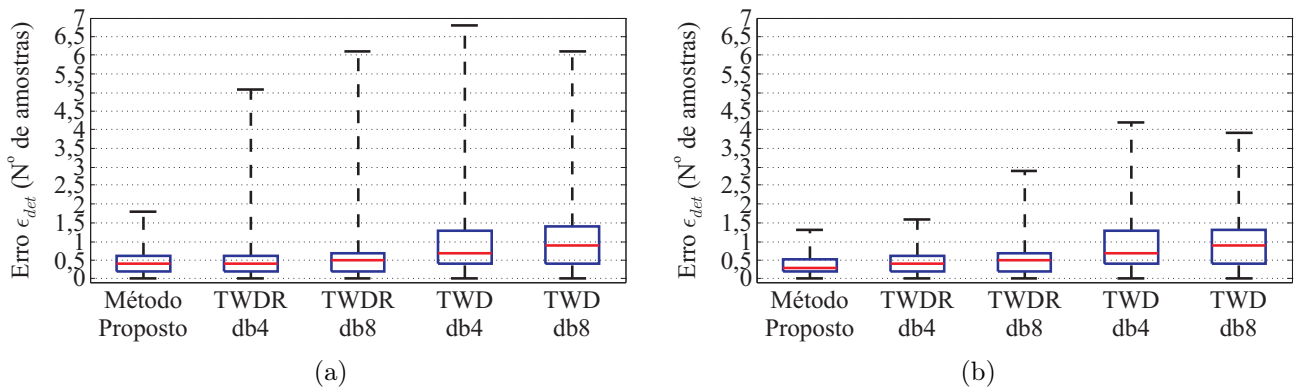


Figura 6.13. Erros verificados na detecção de transitórios para a LT de circuito duplo com compensação série quando utilizados os sinais V_{FILT} e I_{FILT} : (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

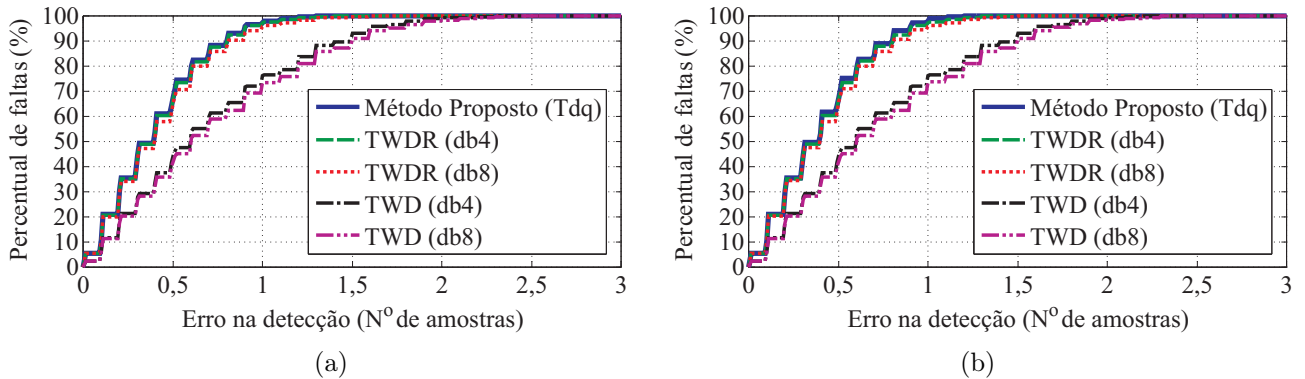
Em relação aos sinais utilizados como entradas, percebe-se que todos os métodos apresentam alterações no desempenho a depender dos sinais avaliados. No entanto, a influência dos TPC, TC e filtros *anti-aliasing* é mais relevante sobre a TWDR e a TWD do que sobre o método proposto. De fato, a detecção de transitórios via TWDR e a TWD se baseia apenas na identificação de componentes de alta frequência nos sinais monitorados, enquanto que a TDQ identifica o instante inicial da falta por meio da detecção de transtórios e de desbalanceamentos de falta, viabilizando bons resultados mesmo em casos de atenuação das componentes de alta frequência. Além disso, observa-se que o esquema de transposição das linhas não afetou de forma significativa os métodos avaliados nos casos das LT de circuito simples e circuito duplo. Já no caso da LT de circuito duplo com compensação série, os erros máximos obtidos via TWDR e TWD foram menores quando consideradas LT transpostas, enquanto que o desempenho do método proposto se manteve praticamente o mesmo para ambos os tipos de transposição. Ainda assim, deve-se destacar que os quartis dos *boxplots* relativos à TWDR e à TWD não apresentaram grandes alterações de um caso para outro, indicando que o aumento dos erros ocorreu apenas em um pequeno número de simulações.

Para ilustrar o desempenho geral dos métodos de detecção de transitórios sob análise, apresenta-se na Tabela 6.3, para cada um dos esquemas de transposição considerados, os erros médios obtidos por meio do método proposto e do método baseado na TWD e TWDR utilizando as *wavelets* mãe db4 e db8. Além disso, na Figura 6.14, são apresentados os polígonos de frequência acumulada dos erros ϵ_{det} , os quais relacionam o número de faltas simuladas com os erros estimados.

Analisando a Tabela 6.3, comprova-se que os esquemas de transposição não influenciaram de forma significativa o processo de detecção de transitórios no SEP avaliado. Nota-se que os resultados obtidos por meio do método proposto são muito parecidos com os obtidos via TWDR, especialmente quando considerada a *wavelet* mãe db4. De fato, da Figura 6.14, observa-se que o método proposto, a TWDR db4 e a TWDR db8 apresentaram erros menores que 1 amostra em mais de 95% das simulações para ambos os esquemas de transposição avaliados. No entanto, observa-se que os desempenhos da TWDR e da TWD variam de acordo com a *wavelet* mãe escolhida, o que pode ser enxergado como uma fonte de erros, principalmente em casos nos quais as frequências típicas do fenômeno sob estudo não são conhecidas.

Tabela 6.3. Erro médio dos métodos baseados na TDQ, TWD e TWDR.

Tipo de LT	Média dos erros em número de amostras				
	Método Proposto	TWDR		TWD	
		db4	db8	db4	db8
LT não transposta	0,40	0,41	0,43	0,70	0,74
LT transposta	0,39	0,40	0,42	0,70	0,74

**Figura 6.14.** Gráfico do polígono de frequência acumulada que relaciona o número de faltas simuladas com os erros verificados na detecção de transitórios: (a) LT não transposta; (b) LT transposta.

Por fim, deve-se destacar que o método proposto apresentou o melhor desempenho dentre as técnicas avaliadas, conforme apresentado na Tabela 6.3. Porém, nota-se que seu desempenho foi muito próximo do obtido via TWDR e TWD, fazendo-se necessário analisar outras vantagens que justifiquem a sua escolha para procedimentos de detecção de transitórios. Portanto, visando destacar as principais diferenças entre a TDQ, a TWDR e a TWD, bem como as vantagens e desvantagens de cada uma, apresentam-se na Tabela 6.4 um resumo destas transformadas.

Diante do exposto, nota-se de uma forma geral que a detecção de transitórios em SEP trifásicos é realizada de forma mais simples quando utilizado o método proposto baseado na TDQ, visto que este permite a monitoração em conjunto das três fases do SEP sem requerer procedimentos de subamostragem e com conteúdo reduzido de informações de instantes passados a ser armazenado, quando comparado à TWD e à TWDR. Tais características tornam o método proposto bastante simples e, conseqüentemente, minimizam a carga computacional associada ao algoritmo. Além disso, a TDQ é capaz de detectar qualquer componente de frequência diferente da fundamental sem limitação da banda de frequência analisada, como é o caso da TWD e TWDR, cujos desempenhos dependem da *wavelet* mãe escolhida (COSTA *et al.*, 2011). Por

fim, conclui-se que, embora os desempenhos da TWD e TWDR sejam bastante satisfatórios, o método proposto promove detecções de transitórios em sistemas trifásicos com desempenho comparável ao dessas técnicas, porém de uma forma mais simples e robusta.

Tabela 6.4. Comparação entre métodos baseados na TWD, na TWDR e na TDQ.

Característica	TWD/TWDR	TDQ
Limitação da banda de frequência do filtro	Ambas dependem da <i>wavelet</i> mãe escolhida	Rejeita apenas a componente fundamental
Realiza subamostragem?	Sim/Não	Não
Monitoração de sinais trifásicos	Ambas monitoram cada fase em separado	Todas as fases em conjunto
Aplicável em sistemas monofásicos?	Sim/Sim	Não
Sensível a variações da frequência?	Não/Não	Sim
Sensível à desbalanceamentos?	Não	Sim
Aplicável em tempo-real?	Sim/Sim	Sim

6.3 TDQ APLICADA EM MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Nesta subsecção é realizada a avaliação do método proposto para detecção de transitórios quando aplicado em um algoritmo clássico de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes. Para tanto, o SEP apresentado na Figura 6.4 foi novamente simulado no ATP, considerando agora o monitoramento das barras 1 e 2 por meio de detectores de transitórios baseados no método de detecção proposto. Através destes detectores, os instantes de chegada das primeiras ondas viajantes às extremidades da LT são estimados, viabilizando, portanto, a localização da falta, a qual, nesta etapa da avaliação, se baseou no algoritmo proposto em Gale *et al.* (1993) (Método I descrito no Capítulo 4), assumindo-se a disponibilidade de medições perfeitamente sincronizadas.

O algoritmo proposto para detecção de transitórios foi implementado fazendo uso da linguagem MODELS do ATP. Procedendo desta forma, torna-se possível aplicar as rotinas desenvolvidas em tempo de execução das simulações como se estas estivessem incorporadas em

dispositivos localizadores reais, o que evidencia a possibilidade de aplicação do método em tempo real. Além disso, para avaliar a influência das taxas de amostragem sobre o desempenho do algoritmo, foram consideradas frequências de amostragem F_s de 20 kHz e 50 kHz. Assim, também utilizando a MODELS do ATP, foram modelados dois filtros *anti-aliasing* de 3ª ordem do tipo Butterworth com frequências de corte iguais a 8 kHz e 22 kHz, sendo estes aplicados nos casos em que $F_s = 20$ kHz e $F_s = 50$ kHz, respectivamente.

Os mesmos casos descritos na Tabela 6.1 foram simulados, considerando como sinais de entrada: as tensões V_{FILT} ; as correntes I_{FILT} ; e as tensões e correntes V_{FILT} e I_{FILT} . Para avaliação dos resultados, considerou-se o erro relativo ϵ_r das localizações estimadas d_{12} , dado por:

$$\epsilon_r(\%) = \frac{|d - d_{ij}|}{\ell} \cdot 100, \quad (6.2)$$

onde ℓ é o comprimento da LT, d é a localização real da falta e d_{ij} é a distância estimada do ponto de falta no sentido da Barra i para a Barra j , sendo $i = 1$ e $j = 2$.

Nas Tabelas 6.5, 6.6 e 6.7 são apresentados os erros médios μ_ϵ e os desvios padrão σ_ϵ do conjunto de resultados obtidos. Embora o algoritmo proposto para detecção de transitórios funcione utilizando como entradas apenas amostras das tensões ou apenas amostras das correntes, percebe-se que a identificação do instante inicial da falta é mais confiável quando consideradas amostras das tensões e correntes simultaneamente, tomando-se a primeira detecção de transitórios como sendo o instante de chegada das primeiras ondas viajantes aos terminais monitorados. Além disso, dos resultados apresentados, observa-se que os erros médios obtidos quando $F_s = 20$ kHz são maiores do que os verificados no caso de $F_s = 50$ kHz. De fato, conforme mencionado nos capítulos anteriores, quanto maior F_s , menor é o período de amostragem Δt , maior é a precisão do algoritmo detector de transitórios e, conseqüentemente, mais precisas são as estimativas do ponto de falta.

Embora tenha sido verificado nas primeiras análises apresentadas que o acoplamento mútuo entre as fases do sistema pouco influenciou na precisão do detector de transitórios na Barra 1, verifica-se que os erros ϵ_r obtidos da simulação da LT transposta são menores do que os relacionados à LT não transposta. Além disso, os erros ϵ_r no caso da LT com circuito simples são, em geral, menores que os verificados no caso da LT com circuito duplo, com e sem compensação série. Estes resultados se devem ao fato de que o SEP apresenta desbalanceamentos

maiores para linhas não transpostas e com circuito duplo, o que pode ocasionar pequenas oscilações nas componentes de eixo direto A_d , influenciando, portanto, na calibração dos limiares auto-adaptativos. Ainda assim, deve-se destacar que todos os erros médios μ_ϵ obtidos foram considerados satisfatórios para aplicações de localização de faltas, visto que não excederam, para o caso das LT sem compensação série, a ordem de 0,70 % e 0,33 % para $F_s = 20$ kHz e $F_s = 50$ kHz, respectivamente, quando consideradas, como entradas do sistema localizador de faltas, tensões e correntes.

Por fim, verifica-se um pequeno aumento dos erros das localizações estimadas quando considerada a LT com compensação série. Neste caso, a amplitude das correntes é maior devido à compensação, de modo que o acoplamento mútuo entre fases se torna mais significativa. Por isso, a calibração dos limiares auto-adaptativos é de certa forma afetada, ocasionando, em alguns poucos casos, o atraso na detecção do instante de chegada das ondas viajantes em aproximadamente 2 amostras, conforme ilustrado na Figura 6.13(a). Por isso, os desvios padrão σ_ϵ apresentados na Tabela 6.7 para a LT não transposta foram maiores do que os obtidos nas demais simulações. No entanto, observa-se que, ao monitorar conjuntamente tensões e correntes, os erros médios permanecem aceitáveis, não excedendo 0,76 % e 0,41 % para $F_s = 20$ kHz e $F_s = 50$ kHz, respectivamente. Isto confirma que o método proposto para detecção de transitórios é bastante robusto e confiável para aplicações em localizadores de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, visto que apresentou um ótimo desempenho independentemente das características de falta, do esquema de transposição utilizado na LT monitorada, do uso de linhas com circuito duplo e do uso de bancos de capacitores série.

Tabela 6.5. LT com circuito simples.

F_s (kHz)	Erros relativos ϵ_r (%)	Não transposta			Transposta		
		Sinais monitorados			Sinais monitorados		
		V_{FILT}	I_{FILT}	$V_{FILT} & I_{FILT}$	V_{FILT}	I_{FILT}	$V_{FILT} & I_{FILT}$
20	μ_ϵ	0,99	0,70	0,66	0,70	0,65	0,64
	σ_ϵ	0,71	0,54	0,49	0,51	0,48	0,48
50	μ_ϵ	0,56	0,28	0,26	0,34	0,24	0,23
	σ_ϵ	0,37	0,24	0,23	0,26	0,21	0,21

Tabela 6.6. LT com circuito duplo sem compensação série.

F_s (kHz)	Erros relativos ϵ_r (%)	Não transposta			Transposta		
		Sinais monitorados			Sinais monitorados		
		V_{FILT}	I_{FILT}	V_{FILT} & I_{FILT}	V_{FILT}	I_{FILT}	V_{FILT} & I_{FILT}
20	μ_ϵ	1,03	0,73	0,70	0,84	0,71	0,69
	σ_ϵ	0,83	0,57	0,52	0,62	0,53	0,50
50	μ_ϵ	0,62	0,34	0,33	0,49	0,33	0,32
	σ_ϵ	0,54	0,30	0,27	0,36	0,28	0,27

Tabela 6.7. LT com circuito duplo com compensação série.

F_s (kHz)	Erros relativos ϵ_r (%)	Não transposta			Transposta		
		Sinais monitorados			Sinais monitorados		
		V_{FILT}	I_{FILT}	V_{FILT} & I_{FILT}	V_{FILT}	I_{FILT}	V_{FILT} & I_{FILT}
20	μ_ϵ	1,31	0,87	0,76	0,86	0,69	0,67
	σ_ϵ	2,67	2,29	1,71	0,65	0,51	0,49
50	μ_ϵ	0,88	0,43	0,41	0,51	0,31	0,31
	σ_ϵ	2,80	2,13	2,12	0,37	0,26	0,26

6.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi realizada uma análise minuciosa do método proposto para detecção de ondas viajantes a ser utilizado no processo de localização de faltas descrito no Capítulo 5. Inicialmente, foram analisados registros oscilográficos reais gerados por RDP e relés digitais com diferentes taxas de amostragem. Em seguida, foi simulada uma grande quantidade de faltas no ATP, viabilizando a avaliação do método proposto em relação à influência de diversas fontes de erro tipicamente reportadas na literatura, bem como sua comparação com a transformada *wavelet*, técnica esta bastante difundida no âmbito da localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes.

Dos resultados obtidos, constatou-se a robustez do método proposto para detecção de transitórios. De fato, comprovou-se que o método apresenta desempenho bastante satisfatório mesmo em casos adversos, nos quais as componentes de alta frequência induzidas pelo distúrbio se encontram significativamente atenuadas.

AVALIAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Neste capítulo, apresenta-se a avaliação do método proposto para localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes utilizando dados não sincronizados de dois terminais. Para tanto, foram realizadas inicialmente simulações de diversos cenários de faltas em um SEP real modelado no ATP, assumindo a existência de um sistema de comunicação para intercâmbio de informações entre os terminais monitorados. Em seguida, para comprovar a aplicabilidade do método proposto em tempo real, realizaram-se simulações no *Real Time Digital Simulator* (RTDSTM), através do qual foram analisadas faltas em um SEP de 230 kV, considerando casos de atrasos na transmissão de dados com baixa e alta variabilidade.

7.1 CASOS SIMULADOS NO ATP

Nesta primeira etapa de avaliação do método proposto para localização de faltas, utilizou-se o ATP para modelar e realizar simulações digitais de faltas em um sistema de 230 kV pertencente à Chesf, o qual é ilustrado na Figura 7.1. As faltas foram aplicadas na LT de 230 kV 04M2 de 225,2 km de extensão, a qual interliga as subestações Milagres (SE MLG) e Banabuiú (SE BNB). Os parâmetros elétricos dessa LT foram obtidos do trabalho de CARVALHO Jr. (2008), os quais são listados no Apêndice A em conjunto com alguns detalhes referentes às simulações do SEP no ATP.

Com o objetivo de avaliar o método proposto em procedimentos de localização de faltas usando dados não sincronizados, as análises foram realizadas em duas etapas. A primeira consiste em uma análise comparativa entre os desempenhos do método proposto e do algoritmo clássico de dois terminais reportado em Gale *et al.* (1993), considerando casos nos quais as medições nos terminais monitorados se encontram sincronizadas ou não. Já na segunda etapa,

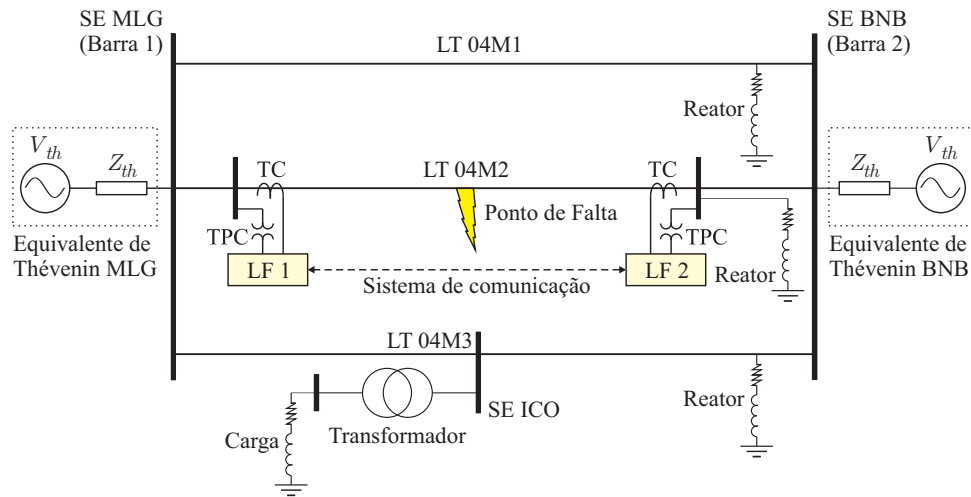


Figura 7.1. Diagrama unifilar do SEP no qual se encontra instalada a LT 230 kV 04M2/MLG-BNB.

Tabela 7.1. Características das faltas simuladas via ATP na LT MLG-BNB, 230 kV, 04M2.

Variáveis de Simulação	Valores escolhidos	Nº de possibilidades
Localização da Falta (km)	20, 40, 60, 80, . . . , 160, 180 e 200	10
Resistência de Falta (Ω)	0,001, 5, 50 e 100	4
Ângulo de Incidência ($^\circ$)	0, 45, 90, 135 e 180	5
Tipo de Falta	AT-BT-CT-AB-AC-BC-ABT-ACT-BCT-ABC	10

uma vez cientes que o algoritmo proposto requer o conhecimento do atraso δ na transmissão de dados, avalia-se a influência de possíveis imprecisões nos valores estimados de δ . Em ambas as etapas, foram simulados diversos cenários de falta na LT 04M2, nos quais foram variados o tipo, a localização, a resistência e o ângulo de incidência do curto-circuito (tomando-se, neste caso, a tensão na fase A da fonte equivalente conectada ao barramento da SE MLG como referência). As variáveis de falta consideradas são resumidas na Tabela 7.1.

No total, 200 casos por tipo de falta foram analisados, resultando em 2000 simulações¹. As rotinas do algoritmo proposto e o atraso na transmissão de dados foram implementados por meio da linguagem MODELS do ATP, viabilizando a simulação do método como se este estivesse sendo aplicado em tempo real. Nesta etapa da avaliação, considerou-se uma frequência de amostragem $F_s = 20$ kHz e, portanto, foram implementados filtros *anti-aliasing* com frequência de corte de 8 kHz. Além disso, uma vez que a influência dos transformadores para instrumento sobre o processo de detecção de ondas viajantes já foi avaliado no capítulo anterior, os TPC e TC nas SE MLG e BNB foram intencionalmente modelados como ideais.

¹10 localizações \times 4 resistências de falta \times 5 ângulos de incidência \times 10 tipos de falta = 2000 casos de falta.

7.2 MÉTODO PROPOSTO *VERSUS* MÉTODO CLÁSSICO: ANÁLISE VIA ATP

Nesta etapa da avaliação são comparados os desempenhos do método proposto e do método clássico de dois terminais baseado na teoria de ondas viajantes apresentado em Gale *et al.* (1993), o qual foi implementado fazendo uso do próprio algoritmo de detecção de transitórios proposto no Capítulo 5.

Com o intuito de evidenciar o impacto de erros de sincronismo sobre os métodos avaliados, duas situações hipotéticas foram simuladas. Na primeira, os algoritmos de localização de faltas sob análise foram aplicados assumindo o perfeito sincronismo entre as medições realizadas nas subestações MLG e BNB. Em seguida, considerou-se que os dados provenientes do LF instalado na SE BNB apresentam erros de sincronismo de 20° e 32° em relação às medições da SE MLG. Neste último cenário, considera-se que o atraso na transmissão de dados entre os LF 1 e 2 instalados nas subestações MLG e BNB, respectivamente, apresenta, no sentido SE BNB para SE MLG, um atraso intrínseco $\delta_{21} = 1$ ms, valor este fornecido sem erros aos módulos localizadores de faltas programados nos LF 1 e 2.

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 7.2 e 7.3 em forma de *boxplots* dos erros relativos ϵ_r calculados usando (6.2). Da Figura 7.2, percebe-se que, no caso em que os dados se encontram perfeitamente sincronizados, o método clássico e o método proposto apresentam o mesmo desempenho, resultando em erros relativos máximos da ordem de $3,6\%$ (≈ 8 km). Isto comprova que o procedimento para localização de faltas em tempo real a partir de dados de dois terminais é bastante confiável e tão preciso quanto os métodos clássicos aplicados *off-line*. Já considerando o uso de dados não sincronizados, os desempenhos dos métodos clássico e proposto são bastante diferentes. Conforme esperado, da Figura 7.3, percebe-se que ao inserir erros de sincronismo nos dados avaliados, o método clássico diverge completamente, resultando em erros que crescem com o aumento do desvio no sincronismo. Nas simulações realizadas, o método clássico atingiu erros relativos máximos da ordem de 70% e 100% para os desvios de sincronismo de 20° e 32° , respectivamente, evidenciando sua incapacidade em operar utilizando dados não sincronizados. No entanto, o método proposto permaneceu com desempenho inalterado em relação ao caso das simulações com dados sincronizados, resultando em erros relativos menores que $1,5\%$ ($\approx 3,4$ km) em 75% das simulações realizadas.

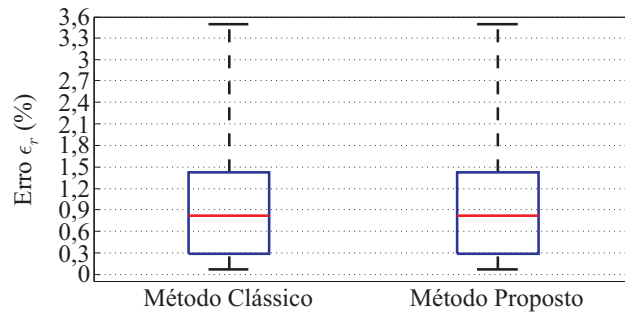


Figura 7.2. Desempenho do método proposto e do método clássico quando consideradas medições perfeitamente sincronizadas.

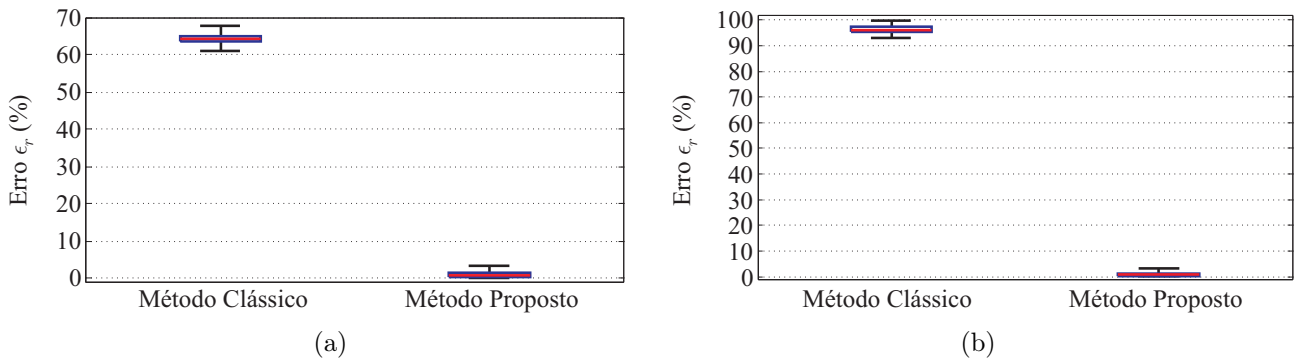


Figura 7.3. Desempenho do método proposto e do método clássico quando consideradas medições não sincronizadas com erros de sincronismo de: (a) 20°; (b) 32°.

7.3 INFLUÊNCIA DE IMPRECIÇÕES NO VALOR ESTIMADO DO ATRASO δ

Conforme mencionado anteriormente, um dos requisitos do método de localização de faltas proposto é a existência de um sistema de comunicação para intercâmbio de informações entre os terminais monitorados, cujo atraso na transmissão de dados deve ser conhecido ou possa ser estimado. Assim como exposto no Capítulo 5, existem várias técnicas capazes de estimar com boa precisão o atraso δ . Porém, sabe-se que os valores estimados podem apresentar pequenos desvios, denominados nesta tese de $\Delta\delta$, fazendo necessária a investigação da influência desses erros sobre a precisão das localizações estimadas do ponto de falta.

Para avaliar a relação entre os erros ϵ_r e os desvios $\Delta\delta$, foram modelados no ATP dois sistemas de comunicação com atrasos determinísticos na transmissão de dados δ_{21} iguais a 1 ms e 1,5 ms, sendo os módulos localizadores de falta intencionalmente programados para considerar atrasos de $\delta_{21} + \Delta\delta$. Foram analisados desvios $\Delta\delta$ iguais a 1%, 3%, 5%, 8%, 10%, 15% e 20% dos valores reais dos atrasos δ_{21} . Os resultados obtidos são apresentados em forma de *boxplots* na Figura 7.4, sendo as médias e os desvios padrão listados na Tabela 7.2.

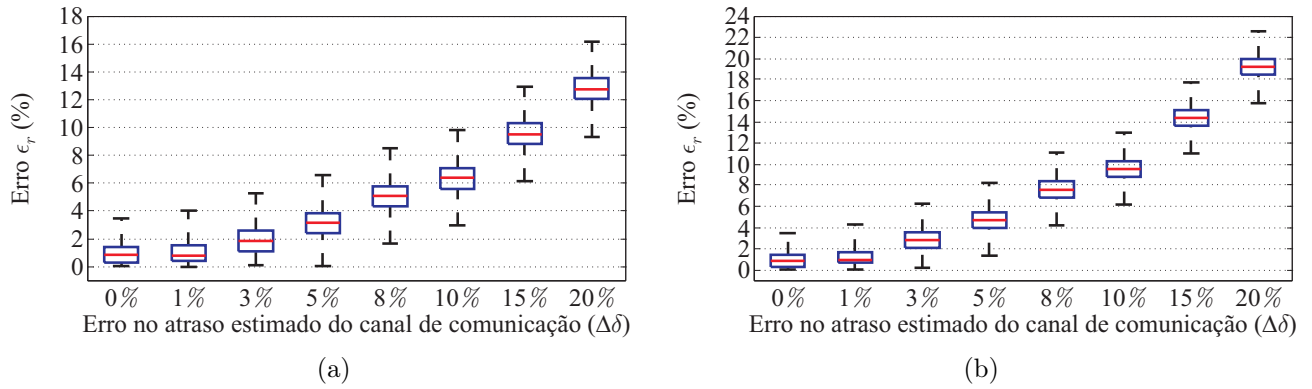


Figura 7.4. Desempenho do método proposto considerando erros no valor estimado do atraso do canal de comunicação para: (a) $\delta_{21} = 1$ ms; (b) $\delta_{21} = 1,5$ ms.

Tabela 7.2. Médias e desvios padrão considerando a influência de $\Delta\delta$.

Erro no atraso $\Delta\delta$	Canal com atraso $\delta = 1$ ms				Canal com atraso $\delta = 1,5$ ms			
	Erro médio		Desvio padrão		Erro médio		Desvio padrão	
	ϵ_r (%)	in km	ϵ_r (%)	in km	ϵ_r (%)	in km	ϵ_r (%)	in km
0%	0,95	2,14	0,74	1,66	0,95	2,14	0,74	1,66
1%	1,03	2,32	0,83	1,87	1,17	2,64	0,91	2,05
3%	1,90	4,27	1,10	2,48	2,81	6,32	1,18	2,66
5%	3,12	7,03	1,19	2,69	4,73	10,64	1,20	2,70
8%	5,05	11,36	1,20	2,70	7,62	17,15	1,20	2,70
10%	6,33	14,26	1,20	2,70	9,54	21,49	1,20	2,70
15%	9,54	21,49	1,20	2,70	14,36	32,34	1,20	2,70
20%	12,75	28,72	1,20	2,70	19,18	43,18	1,20	2,70

Observa-se que quanto maior é $\Delta\delta$, mais os *boxplots* se alongam e se deslocam para cima, indicando o aumento dos erros relativos das localizações estimadas. De fato, da Tabela 7.2, percebe-se que para o caso de δ_{21} igual a 1 ms, a média e o desvio padrão aumentam de 0,95% (2,14 km) e 0,74% (1,66 km) para 12,75% (28,72 km) e 1,20% (2,70 km), respectivamente, ao aumentar $\Delta\delta$ de 0% para 20%. Já para o caso de δ_{21} igual a 1,5 ms, para a mesma variação de $\Delta\delta$, a média e o desvio padrão aumentam de 0,95% (2,14 km) e 0,74% (1,66 km) para 19,18% (43,18 km) e 1,20% (3,80 km), respectivamente. Neste contexto, deve-se destacar que pequenos desvios $\Delta\delta$ não produzem grandes erros nas estimativas calculadas do ponto de falta. Dos *boxplots* obtidos para os canais com atrasos de 1 ms e 1,5 ms, verifica-se que em 75% dos casos avaliados considerando $\Delta\delta = 3\%$, por exemplo, os erros ϵ_r foram menores que

2,60% (5,85 km) e 3,56% (8,00 km), respectivamente, os quais são considerados aceitáveis para frequências de amostragem da ordem de 20 kHz (LOPES *et al.*, 2011a). Na prática, os desvios $\Delta\delta$ são geralmente menores que o tempo de processamento dos localizadores de falta, o que favorece o bom desempenho do método de localização proposto. Mesmo assim, em casos de atrasos com alta variabilidade, a abordagem proposta na subseção 5.2.3 do Capítulo 5 deve ser utilizada, a qual será avaliada em tempo real na próxima seção.

7.4 AVALIAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO EM TEMPO REAL VIA RTDSTM

A avaliação em tempo real do método proposto para localização de faltas foi realizada utilizando o RTDSTM (RTDS TECHNOLOGIES INC., 2008), equipamento este que simula o SEP mediante o uso de modelos semelhantes aos encontrados em programas do tipo *Electromagnetic Transients Program* (EMTP) (DOMMEL, 1996), mas que resolve as equações destes modelos em um intervalo de tempo muito menor que as constantes de tempo do sistema sob análise. Algumas características do RTDSTM são apresentadas no Apêndice E, onde também são descritas resumidamente as implementações realizadas no simulador.

Uma vez que o método de localização de faltas apresentado nesta tese é proposto para aplicações em tempo real, as simulações no RTDSTM (RTDS TECHNOLOGIES INC., 2008) (ou em qualquer outro simulador de mesma natureza) são de grande importância para viabilizar a comprovação de que as funções desenvolvidas são passíveis de execução em um tempo menor que o período de amostragem dos dispositivos localizadores de faltas simulados. Com este objetivo, algumas das análises realizadas via ATP foram refeitas utilizando o RTDSTM, o que permitiu avaliar o método proposto quando aplicado, de fato, sem a análise *off-line* de registros oscilográficos e respeitando os requisitos mínimos de tempo de processamento do simulador.

7.4.1 Sistema Elétrico Modelado no RTDSTM e Casos Simulados

Para avaliar o método proposto em tempo real, realizou-se uma grande quantidade de simulações de faltas em um SEP de 230 kV/60 Hz modelado usando parâmetros reais da LT Recife II-Bongi da Chesf. Considerou-se uma LT de comprimento $\ell = 200$ km, a qual conecta

duas subestações denominadas de SE i e SE j , conforme ilustrado na Fig. 7.5. Para implementar o método proposto de localização de faltas bem como simular os erros na sincronização dos LF e os atrasos na transmissão de dados, foram utilizadas ferramentas do RTDSTM, como a interface *Draft*[®] e o módulo *Component Builder*[®], cujas definições são apresentadas no Apêndice E. O sistema modelado no RTDSTM usando a interface *Draft*[®] é ilustrado na Figura 7.5, onde, para promover um melhor entendimento do sistema localizador de faltas implementado, são ilustrados os LF, os bits de detecção de transitórios, o atraso na transmissão de dados de j para i (δ_{ji}) e a distância estimada do ponto de falta d_{ij} .

Os parâmetros do SEP modelado são os mesmos do sistema considerado na análise comparativa entre métodos de localização de faltas apresentada no Capítulo 4, exceto do uso da LT com diferentes comprimentos. Tais parâmetros são apresentados no Apêndice A.1. Na Tabela 7.3, apresentam-se as variáveis das faltas simuladas, cuja combinação resultou em um total de 5950 casos de faltas². Além disso, em cada simulação, foram considerados casos de atrasos na transmissão de dados com pequena e alta variabilidade.

Uma vez que o método de detecção de transitórios já foi avaliado no Capítulo 6, optou-se por considerar TPC e TC ideais, minimizando o impacto de fontes de erro no processo de detecção de ondas viajantes. Além disso, embora os LF utilizem tipicamente taxas de amostragem superiores a 256 amostras/ciclo ($F_s = 15360$ Hz), podendo atingir a ordem de alguns MHz (ZIMATH *et al.*, 2010), o algoritmo proposto foi implementado para trabalhar a uma frequência de amostragem F_s de 20 kHz, visto que o passo de integração mínimo do RTDSTM é $50 \mu\text{s}$ (RTDS TECHNOLOGIES INC., 2008). Conseqüentemente, as tensões e correntes monitoradas foram filtradas utilizando filtros *anti-aliasing* de 2^a ordem do tipo Butterworth com frequência de corte f_c de 7 kHz, a qual é um pouco menor que a frequência mínima estipulada pelo teorema de Nyquist $\frac{F_s}{2}$ (PHADKE; THORP, 2009). Em todas as simulações realizadas no RTDSTM, visando diferenciar esta avaliação das demais realizadas até o momento, optou-se por considerar uma velocidade de propagação v_p igual a $v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \approx 287156 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ (neste caso, $\approx 96\%$ da velocidade da luz v_c), comprovando-se também a validade dessa aproximação assim como analisado no Apêndice B.

²17 localizações \times 5 resistências de falta \times 7 ângulos de incidência \times 10 tipos de falta = 5950 casos de falta.

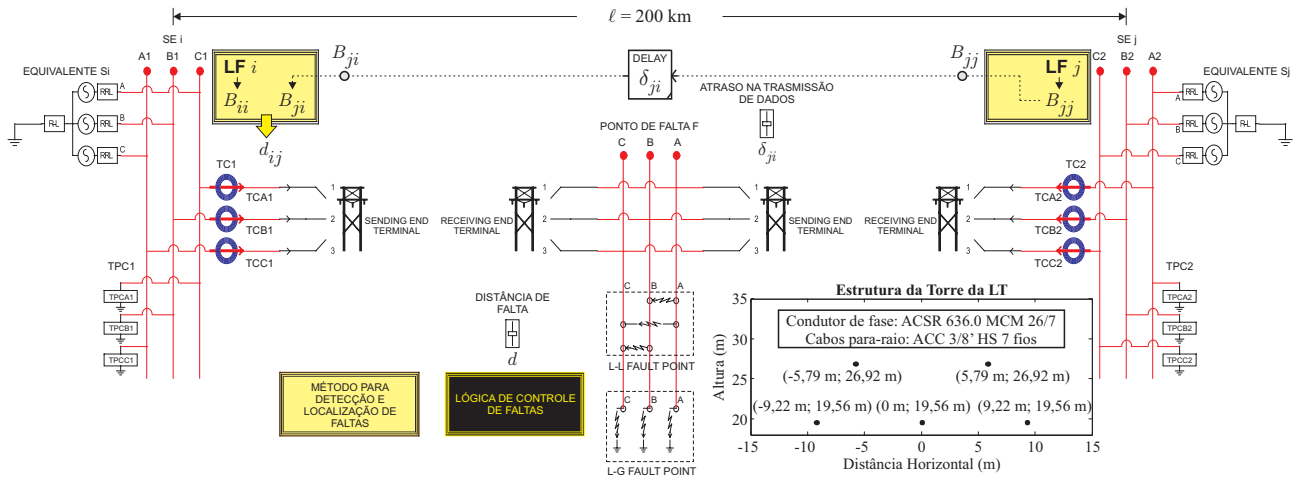


Figura 7.5. SEP de 230 kV modelado na interface *Draft*[®] do RTDS[™].

Tabela 7.3. Características das faltas simuladas via RTDS[™].

Variáveis de Simulação	Valores escolhidos	Nº de possibilidades
Distância da Falta (% de ℓ)	10, 15, 20, ..., 80, 85 e 90	17
Resistência de Falta (Ω)	0,01, 5, 10, 50 e 100	5
Ângulo de Incidência* ($^\circ$)	0, 30, 60, 90, 120, 150 e 180	7
Tipo de Falta	AT-BT-CT-AB-AC-BC-ABT-ACT-BCT-ABC	10

*A tensão da fase A no ponto de falta é adotada como referência (COSTA *et al.*, 2012).

7.4.2 Avaliação do Método Proposto Considerando δ_{ji} com Pequena Variabilidade

Nesta avaliação, foram considerados cenários semelhantes aos avaliados via ATP na seção 7.2, ou seja, considerando atrasos na transmissão de dados com variabilidade desprezível. Após cada simulação, calculou-se a estimativa do ponto de falta d_{ij} e, em seguida, o erro percentual ϵ_r . Como primeira constatação das avaliações realizadas, destaca-se a execução do método proposto em tempo real. De fato, as rotinas desenvolvidas foram passíveis de aplicação dinâmica, sem requerer um tempo de processamento maior que o passo de integração do RTDS[™].

Assim como nas seções anteriores, os resultados obtidos nesta etapa da avaliação são apresentados em forma de *boxplots*, comparando-se o desempenho do método proposto com o de um algoritmo clássico de dois terminais baseado na teoria de ondas viajantes. Novamente, considerou-se um atraso na transmissão de dados δ_{ji} igual a 1 ms e dois casos foram avaliados, sendo o primeiro referente a uma situação de dados perfeitamente sincronizados e, o segundo, para o caso de dados não sincronizados com erros de sincronismo de $\approx 20^\circ$.

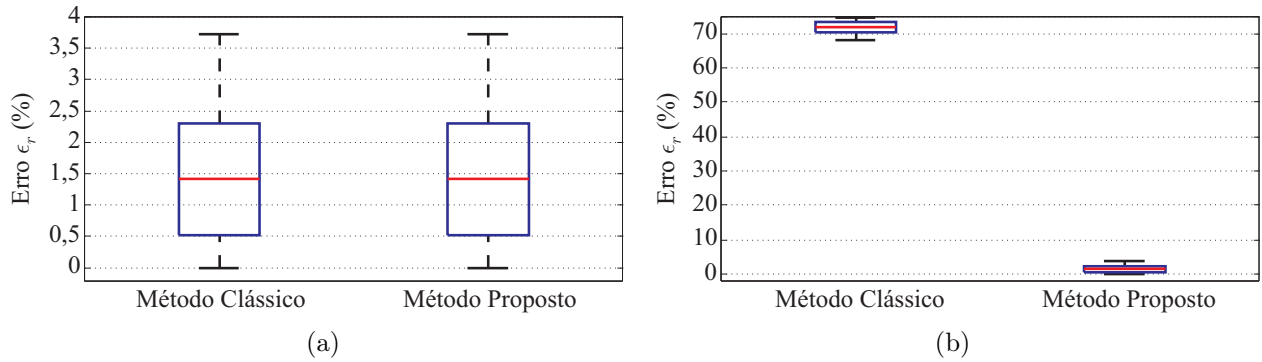


Figura 7.6. Análise em tempo real do desempenho do método proposto e de um método clássico baseado na teoria de ondas viajantes usando: (a) Dados sincronizados; (b) Dados não sincronizados com erros de sincronismo de 0,926 ms ($\approx 20^\circ$).

Os resultados obtidos são ilustrados na Fig. 7.6. Assim como constatado nas avaliações via ATP, os desempenhos do método proposto e do método clássico foram idênticos para o caso de dados perfeitamente sincronizados, de forma que os erros não excederam 3,72% (7,44 km), apresentando erro médio de 1,51% (3,02 km), desvio padrão de 1,03% (2,06 km) e erros menores que 2,31% (4,62 km) em 75% das simulações realizadas. No entanto, conforme esperado, para o caso de dados não sincronizados, o método clássico apresentou erros inaceitáveis com valor médio de 71,78% (143,56 km), desvio padrão de 1,83% (3,66 km) e valor máximo de 74,74% (149,48 km). Por outro lado, o desempenho do algoritmo proposto permaneceu inalterado, apresentando erros iguais aos obtidos no caso de dados sincronizados, mesmo quando aplicado em tempo real. Desta forma, pode-se concluir que, utilizando sistemas de comunicação com atrasos na transmissão de dados com pequena variabilidade, o algoritmo proposto é eficiente e capaz de identificar adequadamente e em tempo real o ponto de falta, mesmo que os LF nos terminais da LT não se encontrem sincronizados.

7.4.3 Avaliação do Método Proposto Considerando δ_{ji} com Alta Variabilidade

Segundo informações fornecidas por algumas concessionárias e especialistas em telecomunicações, tipicamente, os atrasos δ_{ji} na transmissão de dados em SEP apresentam pouca variação, sendo esta da ordem de alguns milissegundos e com variabilidade de alguns microsegundos. Tal característica é favorável para o método proposto, porém, em casos mais severos nos quais δ_{ji} apresenta variações da ordem de algumas dezenas de microsegundos, o campo de busca da falta deve ser calculado no lugar da estimativa d_{ij} , conforme proposto no Capítulo 5.

Visando avaliar a formulação proposta para atrasos δ_{ji} com alta variabilidade, os mesmos casos de falta descritos na Tabela 7.3 foram novamente simulados no RTDSTM, porém considerando atrasos de $\delta_{ji} - \Delta t$, δ_{ji} e $\delta_{ji} + \Delta t$. Em cada simulação, o campo de busca $[d_i^{inf}, d_i^{sup}]$ foi estimado considerando um atraso médio $\mu_{\delta_{ji}}$ igual a 1 ms e assumindo que tal valor foi calculado a partir de um conjunto de experimentos com 20 medições cada ($n = 20$). O desvio padrão $\sigma_{\delta_{ji}}$ foi extrapolado para $2\Delta t = 100 \mu s$, assim como proposto na seção 5.2.3 do Capítulo 5, resultando em campos de busca com aproximadamente 16 km de extensão. Nestas simulações, os valores de δ_{ji} foram gerados aleatoriamente segundo uma função uniforme de densidade de probabilidade, o que torna as simulações mais adversas para o algoritmo proposto. Para ilustrar o funcionamento do algoritmo proposto em casos de δ_{ji} com alta variabilidade, apresenta-se na Figura 7.7 o intervalo de confiança estimado para um conjunto de faltas AT simuladas ao longo da LT modelada no RTDSTM.

Da Figura 7.7, observa-se que, embora as estimativas d_{ij} apresentem erros que crescem proporcionalmente com os desvios $\Delta\delta$ nos valores estimados do atraso na transmissão de dados, na maioria dos casos, as faltas simuladas se encontram dentro do campo de busca estimado, mesmo com variações desconhecidas nos valores de δ_{ji} . Obviamente, em alguns casos, as faltas estarão fora do campo de busca calculado, principalmente devido a incertezas sobre a precisão dos valores adotados para a velocidade de propagação v_p das ondas viajantes e da precisão do método de detecção de transitórios, a qual dependerá da taxa de amostragem utilizada. Todavia, na maioria dos casos, o algoritmo identifica apropriadamente a região na LT onde a falta se encontra.

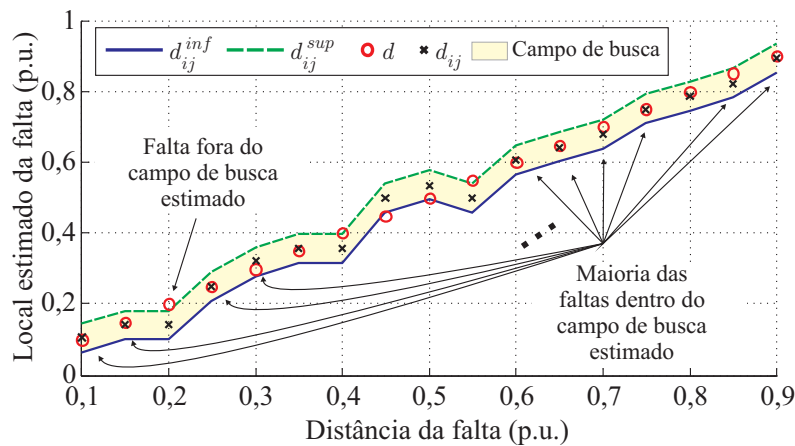


Figura 7.7. Campo de busca estimado pelo método proposto considerando valores de δ_{ji} com alta variabilidade.

Para destacar a utilidade do método proposto e para abordar a influência de imprecisões nos valores de v_p , os cenários de falta descritos na Tabela 7.3 foram simuladas considerando velocidades de propagação iguais a $\frac{1}{\sqrt{lc}}$ (como utilizado na análise anterior), 97%, 98%, 99% e 100% da velocidade da luz v_c . Na Tabela 7.4, apresenta-se, em porcentagem (dentre as 5950 simulações realizadas), para cada valor de v_p considerado, o número de faltas simuladas localizadas dentro do campo de busca estimado através da formulação proposta para o caso de atrasos na transmissão de dados com alta variabilidade.

Tabela 7.4. Número de casos nos quais a falta se encontra dentro do campo de busca estimado.

Velocidade de propagação v_p	Número de faltas dentro do intervalo $[d_{ij}^{inf}, d_{ij}^{sup}]$
$\frac{1}{\sqrt{lc}}$	82,61%
$0,97v_c$	82,61%
$0,98v_c$	79,65%
$0,99v_c$	76,66%
v_c	76,66%

Dos resultados apresentados, percebe-se que o melhor desempenho foi obtido para v_p igual a $\frac{1}{\sqrt{lc}}$ e $0,97v_c$, o que era esperado, visto que $0,97v_c$ é o valor que mais se aproxima da velocidade calculada usando os dados da LT, ou seja, $\frac{1}{\sqrt{lc}} \approx 0,96v_c$. Nestes casos, 82,61% das faltas simuladas esteve dentro do campo de busca estimado, o que pode ser considerado como bastante satisfatório devido à adversidade dos casos simulados do ponto de vista dos desvios no atraso da transmissão de dados. Para as outras aproximações da velocidade de propagação, tal como v_p igual a $0,98v_c$, $0,99v_c$ e v_c , os resultados foram um pouco piores, de forma que 79,65%, 76,66% e 76,66% das faltas estiveram dentro do campo de busca calculado, respectivamente. Embora um pouco piores, esses resultados também podem ser considerados satisfatórios, visto que na maioria das simulações o intervalo de confiança estimado indicou corretamente a área da LT na qual a falta foi aplicada.

Deve-se notar que, na prática, utilizando dispositivos localizadores dedicados, o atraso δ_{ji} apresentaria variações menores do que as consideradas nesta tese, o que produziria resultados ainda melhores. Além disso, conforme mencionado anteriormente, os métodos de localização de

faltas baseados na teoria de ondas viajantes têm precisão dependente das taxas de amostragem utilizadas pelos conversores A/D dos LF. Portanto, o método proposto apresentaria um desempenho ainda melhor se frequências de amostragem maiores que os 20 kHz utilizados fossem aplicadas (LOPES *et al.*, 2013b). No entanto, como o passo de integração mínimo do RTDSTM é 50 μ s, a maior frequência de amostragem possível em simulações neste simulador é de 20 kHz, resultando em erros da ordem de alguns quilômetros. Ainda assim, acredita-se que os resultados apresentados neste capítulo são suficientes para ilustrar a eficiência e utilidade do método proposto para localização de faltas em sistemas nos quais os dispositivos de monitoração não se encontram sincronizados. De fato, utilizando as estratégias descritas nesta tese, o procedimento de localização de faltas se torna imune às fontes de erro típicas dos localizadores baseados em componentes fundamentais, pouco sensível a variações nos parâmetros da linha, independente da análise *off-line* de registros oscilográficos e, por fim, independente da sincronização de dados, o que evidencia a aplicabilidade do método proposto em procedimentos de localização de faltas nas *Smart Grids*.

7.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a avaliação do método proposto para localização de faltas. Nesta avaliação, foram considerados casos de sistemas de comunicação com atrasos na transmissão de dados com pequena e alta variabilidade. As simulações foram realizadas inicialmente no ATP e, em seguida, utilizando o RTDSTM, através do qual comprovou-se que o método proposto é passível de aplicação em tempo real.

Dos resultados obtidos, percebeu-se que para atrasos na transmissão de dados com pequena variabilidade, se esse atraso for estimado sem erros ou mesmo com pequenos desvios, o método proposto, utilizando dados não sincronizados, apresenta precisão comparável aos métodos clássicos em situações de dados perfeitamente sincronizados. Adicionalmente, da avaliação de situações nas quais os atrasos variam de forma imprevisível e significativa, o campo de busca estimado pelo método proposto indicou corretamente a região da LT com defeito em mais de 80% das simulações realizadas, o que comprova a utilidade do método em sistemas sem uma fonte de tempo comum.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Nesta tese, apresentou-se um novo método para localização de faltas em tempo real baseada na teoria de ondas viajantes utilizando dados não sincronizados de dois terminais. Para tanto, foram desenvolvidos: um novo algoritmo de detecção de transitórios; e um novo método de dois terminais baseado na teoria de ondas viajantes, o qual não requer a sincronização das medições provenientes dos terminais monitorados. Da revisão bibliográfica realizada, percebe-se que as tendências mais atuais dos métodos de localização de faltas se relacionam com os conceitos das *Smart Grids* e envolvem, portanto, aplicações em tempo real, de forma independente dos parâmetros das LT e da sincronização de dados, fato este motivador dessa pesquisa.

O algoritmo proposto para detecção de transitórios é baseado na transformada de Park, denominada pela sigla TDQ. O método realiza a identificação do instante de chegada das ondas viajantes nos terminais monitorados por meio da detecção de transitórios e desbalanceamentos de falta, diferentemente de algoritmos tipicamente utilizados em procedimentos deste tipo, que geralmente se baseiam apenas na detecção de componentes de alta frequência provenientes do distúrbio sob análise. Como consequência, o método proposto viabiliza uma detecção de ondas viajantes bastante robusta, mesmo em casos de atenuação severa dos transitórios de falta.

Inicialmente, a técnica proposta para detecção de transitórios foi avaliada considerando registros oscilográficos reais provenientes de RDP e relés digitais com diferentes taxas de amostragem, instalados em linhas de 230 kV do sistema Chesf. Nessas análises, o algoritmo proposto demonstrou ser capaz de realizar a detecção rápida de faltas mesmo quando considerados registros gravados sob baixas taxas de amostragem. Tal desempenho se deve ao fato do algoritmo ser, conforme mencionado anteriormente, sensível tanto aos transitórios quanto aos desbalanceamentos de falta, o que aumenta a confiabilidade dos localizadores de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, mesmo em casos de transitórios significativamente atenuados.

O método de detecção também foi avaliado através de uma grande quantidade de simulações via ATP, sendo comparado com técnicas baseadas nas transformadas *wavelet* discreta e discreta redundante, referenciadas, respectivamente, pelas siglas TWD e TWDR. Os resultados obtidos indicam que o método proposto baseado na TDQ é bastante adequado para procedimentos de detecção de transitórios. De fato, verificou-se uma precisão tão boa quanto e em alguns casos melhor que a obtida via métodos baseados na TWD e na TWDR, porém com uma série de facilidades, dentre as quais se destacam a implementação simples, a auto-adaptatividade dos limiares utilizados na detecção da falta e o monitoramento das três fases do SEP por meio da avaliação de um único sinal — a componente de eixo direto. Além disso, o método se mostrou menos afetado pelas características de falta, pelo esquema de transposição da LT e pela compensação série capacitiva, quando comparado às demais técnicas analisadas.

Em um segundo momento, foram apresentados detalhes sobre o método proposto para localização de faltas em tempo real a partir de dados não sincronizados de dois terminais. Do exposto, demonstrou-se que a solução desenvolvida é bastante simples, pois requer apenas a existência de um sistema de comunicação de dados para intercâmbio de informações entre os terminais monitorados da LT, cujo atraso na transmissão de dados deve ser conhecido ou possa ser estimado. Desta forma, a formulação proposta foi adaptada para realizar, em tempo real, a localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes por meio de dados de dois terminais, existindo ou não uma referência comum de tempo para as medições utilizadas.

Para avaliar o método de localização de faltas apresentado, realizou-se inicialmente uma grande quantidade de simulações no ATP, através das quais seu desempenho foi comparado com o de um método clássico para o caso de atrasos na transmissão de dados com baixa variabilidade, ou seja, com valores considerados constantes. Dos resultados obtidos, percebeu-se que, no caso da existência de medições sincronizadas, o desempenho do algoritmo proposto é semelhante ao do método clássico. Porém, no caso de medições não sincronizadas, a técnica clássica diverge completamente, enquanto que o desempenho do método proposto se mantém inalterado. Adicionalmente, para comprovar que o método proposto é passível de implementação e aplicação em tempo real, foram realizadas diversas simulações de faltas no RTDSTM, através do qual foi reafirmada a eficiência do algoritmo para casos de atrasos na transmissão de dados com pequena variabilidade e, em seguida, para casos de atrasos com alta variabilidade. Nesta última situação,

foram analisados cenários bastante adversos do ponto de vista das variações nos atrasos do sistema de comunicação, comprovando-se a eficiência do método proposto no cálculo do campo de busca da falta. De fato, dentre as 5950 simulações realizadas nesta etapa da avaliação, a falta esteve dentro do campo de busca estimado em mais de 82% dos casos.

Dentre os SEP avaliados nesta tese, foram modelados, no ATP, um sistema fictício e um sistema real pertencente ao Sistema Interligado Nacional, ambos de 230 kV. Através da simulação desses SEP, foram analisadas a influência dos transformadores para instrumento e dos filtros *anti-aliasing* sobre a precisão dos procedimentos de detecção e localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes. A linguagem MODELS do ATP foi utilizada para implementar os métodos de detecção e localização avaliados, bem como o sistema de comunicação do SEP modelado, viabilizando a aplicação das rotinas desenvolvidas em tempo de execução das simulações, como se estivessem sendo executadas em tempo real. Já no RTDSTM, implementou-se um SEP de 230 kV modelado a partir de parâmetros reais de um sistema da Chesf. Das análises no RTDSTM, comprovou-se que a estratégia proposta para localização de faltas é passível de implementação e aplicação em tempo real, sendo indicada para sistemas desprovidos de uma referência de tempo comum e que possuam sistemas de comunicação confiáveis.

Como contribuição adicional, apresentou-se no Capítulo 4 uma análise comparativa entre métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes e na análise de componentes fundamentais. Através desta análise, confirmaram-se as vantagens do primeiro tipo no que diz respeito à robustez a fontes de erro típicas dos localizadores de faltas baseados em componentes fundamentais, tais como: características de falta, imprecisões nos parâmetros da LT e compensação série capacitiva. Além dessa avaliação, como segunda contribuição adicional, realizou-se uma análise sobre a influência de aproximações típicas das velocidades de propagação v_p consideradas durante procedimentos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, a qual pode ser encontrada no Apêndice B. Dessas análises, concluiu-se que a aproximação de v_p por valores na faixa de 97% a 100% da velocidade da luz não implicam, para linhas com comprimentos convencionais de algumas centenas de quilômetros, em um aumento relevante dos erros nas localizações estimadas. No entanto, comprovou-se que, em casos nos quais os parâmetros do sistema são conhecidos, o cálculo da velocidade de propagação a partir dos parâmetros da LT é indicado, pois resulta em localizações mais confiáveis e precisas.

Como continuação dos estudos realizados nesta tese, são sugeridas as seguintes propostas de trabalhos futuros:

- Desenvolver protótipos em *hardware* de localizadores de faltas baseados na teoria de ondas viajantes que utilizem os algoritmos de detecção e localização propostos nesta tese, com o objetivo de comparar seu desempenho com o de dispositivos localizadores reais disponíveis no mercado, mediante o uso de simuladores digitais em tempo real de sistemas elétricos como, por exemplo, o RTDSTM.
- Realizar estudos mais minuciosos sobre sistemas de comunicação, a fim de refinar o cálculo do campo de busca da falta em casos de atrasos na transmissão de dados com alta variabilidade.
- Avaliar o desempenho do método de detecção de transitórios proposto em sistemas com relação sinal-ruído baixa, ou seja, com elevados níveis de ruído.
- Comparar o desempenho do método de localização de faltas proposto com técnicas baseadas no conhecimento (inteligência artificial), na análise de altas frequências e na análise de componentes fundamentais, que funcionem a partir de dados não sincronizados.
- Avaliar a combinação do método proposto de detecção de transitórios com técnicas de correção da resposta em frequência dos transformadores para instrumento e filtros *anti-aliasing*, visando obter resultados mais precisos e confiáveis, independentemente do sistema de aquisição utilizado.
- Avaliar alternativas para incluir no método de detecção de faltas proposto funções capazes de realizar, baseando-se na TDQ, a classificação de faltas e a distinção entre faltas diretas e reversas.
- Incluir no método de localização de faltas proposto funções capazes de identificar faltas internas e externas.
- Avaliar a combinação do método proposto para localização de faltas com técnicas capazes de estimar os parâmetros da LT, possibilitando o cálculo automático da velocidade de propagação das ondas viajantes durante a estimação do ponto de falta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AIEE Committee Report. Bibliography and summary of fault location methods. *Transactions of the american institute of electrical engineers. Power apparatus and systems, part iii.*, v. 74, n. 3, p. –, 1955. ISSN 0097-2460.
- AJAEI, F.; SANAYE-PASAND, M. Minimizing the impact of transients of capacitive voltage transformers on distance relay. In: *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on.* [S.l.: s.n.], 2008. p. 1 –6.
- AMIN, S. M.; WOLLENBERG, B. Toward a smart grid: power delivery for the 21st century. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 3, n. 5, p. 34 – 41, sept.-oct. 2005. ISSN 1540-7977.
- ANDERSON, P. M. *Power System Protection*. Piscataway, NJ - USA: IEEE Press Series on Power Engineering, 1999.
- BENMOUYAL, G. Removal of DC-Offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering. *IEEE Transaction on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 621–630, Apr 1995.
- BENMOUYAL, G.; MAHSEREDJIAN, J. A combined directional and faulted phase selector element based on incremental quantities. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2001.
- BEWLEY, L. V. Traveling waves on transmission systems. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 50, n. 2, p. 532–550, 1931. ISSN 0096-3860.
- CARVALHO Jr., A. V. *Interação Transitória entre Transformadores de Potencial Capacitivos e Linhas de Transmissão: Uma Contribuição para Minimizar Falhas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Pernambuco, Brasil, agosto 2008.

- CHEN, Z.; MAUN, J.-C. Artificial neural network approach to single-ended fault locator for transmission lines. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 15, n. 1, p. 370–375, 2000. ISSN 0885-8950.
- CIGRE Working Group 02.33. Guidelines for Representation of Network Elements When Calculating Transients. Rue d’Artois FR-75 008 Paris, 1990.
- CORY, B. J.; GALE, P. Satellites for power system applications. *Power Engineering Journal*, v. 7, n. 5, p. 201–207, 1993. ISSN 0950-3366.
- COSTA, F.; SOBRINHO, A.; ANSALDI, M.; ALMEIDA, M. The effects of the mother wavelet for transmission line fault detection and classification. In: *Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.
- COSTA, F.; SOUZA, B.; BRITO, N. Effects of the fault inception angle in fault-induced transients. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 6, n. 5, p. 463–471, May 2012. ISSN 1751-8687.
- COSTA, F. B. Fault-induced transient detection based on real-time analysis of the wavelet coefficient energy. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 1, p. 140–153, Feb 2014. ISSN 0885-8977.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A. Fault-induced transient analysis for real-time fault detection and location in transmission lines. *International Conference on Power Systems Transients*, Delft, Netherlands, June 2011.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D. A wavelet-based algorithm to analyze oscillographic data with single and multiple disturbances. In: *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting: Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8. ISSN 1932-5517.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D. Real-time detection of fault-induced transients in transmission lines. *IET Electronics Letters*, p. 753–755, May 2010. ISSN 0013-5194.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D.; SILVA, K. M. Transformada Wavelet Discreta Aplicada ao Diagnóstico de Distúrbios. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Belém, Pará, Brasil, maio 2010.

- COURY, D. V.; OLESKOVICZ, M.; GIOVANNI, R. *Proteção Digital de Sistemas Elétricos de Potência: dos Relés Eletromecânicos aos Microprocessados Inteligentes*. São Carlos: Edgard USP, 2007.
- DAVOUDI, M.; SADEH, J.; KAMYAB, E. Time domain fault location on transmission lines using genetic algorithm. In: *2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1087–1092.
- DAWIDOWSKI, P.; BALCEREK, P.; IZYKOWSKI, J.; ROSOŁOWSKI, E. Atp-empt investigation of two-end synchronized fault location on transmission lines not requiring line parameters. *International Conference on Power Systems Transients*, Vancouver, Canada, July 2013.
- DOMMEL, H. W. *Electromagnetic Transients Program Reference Manual: EMTP Theory Book*. Portland, BPA: [s.n.], 1996.
- DOMMEL, H. W.; MICHELS, J. High-speed relaying using traveling wave transient analysis. *IEEE PES Winter Meeting*, New York, NY, A 78, p. 214 –219, January/February, 1978.
- EL-NAGGAR, K. A genetic based fault location algorithm for transmission lines. In: *16th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ No. 482) Electricity Distribution, 2001. Part 1: Contributions. CIRED*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 5 pp. vol.3–. ISSN 0537-9989.
- FAYBISOVICH, V.; FEIGINOV, M.; KHOROSHEV, M. I. Investigation of frequency domain traveling wave fault location methods. In: *2010 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1 –9.
- FENG, Z.; JUN, L.; LI, Z.; ZHIHAO, Y. A new fault location method avoiding wave speed and based on traveling waves for ehv transmission line. In: *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT 2008), 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1753 –1757.
- FUKUYAMA, Y.; UEKI, Y. Fault analysis system using neural networks and artificial intelligence. In: *Proceedings of the Second International Forum on Applications of Neural Networks to Power Systems (ANNPS'93)*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 20–25.

- GALE, P.; CROSSLEY, P.; BINGYIN, X.; YAOZHONG, G.; CORY, B.; BARKER, J. Fault location based on travelling waves. In: *Fifth International Conference on Developments in Power System Protection*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 54 –59.
- GILANY, M.; IBRAHIM, D.; ELDIN, E. Traveling-wave-based fault-location scheme for multiend-aged underground cable system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 82–89, 2007. ISSN 0885-8977.
- GIRGIS, A.; HART, D.; PETERSON, W. A new fault location technique for two- and three-terminal lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 1, p. 98 –107, jan 1992. ISSN 0885-8977.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. *Power System Analysis and Design*. 4. ed. [S.l.]: CL - Engineering, 2009.
- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M.; CHEN, D. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying dc-offset on the fourier algorithm. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 3, p. 711 – 717, july 2003. ISSN 0885-8977.
- HART, D. G.; NOVOSEL, D.; SMITH, R. A. *Modified Cosine Filters*. U. S. Patent 6154687. [S.l.], November, 2000.
- HE, Z.; MAI, R.; HE, W.; QIAN, Q. Phasor-measurement-unit-based transmission line fault location estimator under dynamic conditions. *IET Generation, Transmission and Distribution*, v. 5, n. 11, p. 1183–1191, 2011. ISSN 1751-8687.
- IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE. IEEE guide for determining fault location on AC transmission and distribution lines. *IEEE Std C37.114-2004*, p. 1–36, 2005.
- IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE. *EMTP Reference Models for Transmission Line Relay Testing*. [S.l.], 2004. Disponível em: <<http://www.pes-psrc.org>>.
- IURINIC, L.; FERRAZ, R.; GUIMARÃES, E.; BRETAS, A. Transmission lines fault location based on high-frequency components technique: a general formulation for estimation of the dominant frequency. *International Conference on Power Systems Transients*, Vancouver, Canada, July 2013.

- IZYKOWSKI, J.; ROSOŁOWSKI, E.; BALCEREK, P.; FULCZYK, M.; SAHA, M. Accurate noniterative fault location algorithm utilizing two-end unsynchronized measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 1, p. 72–80, Jan. 2010. ISSN 0885-8977.
- IZYKOWSKI, J.; ROSOŁOWSKI, E.; BALCEREK, P.; FULCZYK, M.; SAHA, M. Fault location on double-circuit series-compensated lines using two-end unsynchronized measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 4, p. 2072–2080, oct. 2011. ISSN 0885-8977.
- JAMALI, S.; GHEZELJEH, A. Fault location on transmission line using high frequency travelling waves. *International Conference on Developments in Power System Protection*, v. 1, p. 220–223, April 2004.
- JIAN, Q.; XIANGXUN, C.; JIANCHAO, Z. Travelling wave fault location of transmission line using wavelet transform. In: *International Conference on Power System Technology, 1998 (POWERCON '98)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 533–537 vol.1.
- JOHNS, A.; JAMALI, S. Accurate fault location technique for power transmission lines. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C*, v. 137, n. 6, p. 395–402, November 1990. ISSN 0143-7046.
- JOHNS, A. T.; SALMAN, S. K. *Digital Protection for Power Systems*. United Kingdom: Peter Peregrinus Ltd. (IEE Power Series 15), 1995.
- KEZUNOVIC, M.; PERUNICIC, B. Automated transmission line fault analysis using synchronized sampling at two ends. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 11, n. 1, p. 441–447, 1996. ISSN 0885-8950.
- KEZUNOVIC, M.; RIKALO, I. Detect and classify faults using neural nets. *IEEE Computer Applications in Power*, v. 9, n. 4, p. 42–47, 1996. ISSN 0895-0156.
- KIM, C.; BIALEK, T.; AWIYLIKA, J. An initial investigation for locating self-clearing faults in distribution systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 4, n. 2, p. 1105–1112, June 2013. ISSN 1949-3053.

- KIM, C. H.; AGGARWAL, R. Wavelet transforms in power systems. ii. examples of application to actual power system transients. *Power Engineering Journal*, v. 15, n. 4, p. 193 –202, August 2001. ISSN 0950-3366.
- KOJOVIC, L. A.; WILLIAMS, C. W. Sub-cycle detection of incipient cable splice faults to prevent cable damage. In: *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1175–1180 vol. 2.
- LEE, D.-G.; KANG, S.-H.; NAM, S.-R. New modified fourier algorithm to eliminate the effect of the dc offset on phasor estimation using dft. In: *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D 2008)*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1 –6.
- LEE, H.; MOUSA, A. GPS travelling wave fault locator systems: investigation into the anomalous measurements related to lightning strikes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 3, p. 1214 –1223, July 1996. ISSN 0885-8977.
- LEUVEN EMTP CENTER. *ATP - Alternative Transient Program: Rule book*. Herverlee, Belgium, 1987.
- LIANG, F.; JEYASURYA, B. Transmission line distance protection using wavelet transform algorithm. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 2, p. 545 – 553, april 2004. ISSN 0885-8977.
- LILJA, D. J. *Measuring Computer Performance: A Practitioner's Guide*. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 2000.
- LIN, D.; JUN, P.; WENXIA, S.; JUN, T.; JUN, Z. Fault location for transmission line based on traveling waves using correlation analysis method. In: *International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE 2008), 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 681 –684.
- LOPES, F. V. *Localização de Faltas em Linhas de Transmissão Baseada em Ondas Viajantes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, março 2011.
- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Fault location on transmission lines based on travelling waves. *International Conference on Power Systems Transients*, Delft, Netherlands, June 2011a.

- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Análise da Influência dos Transformadores de Potencial Capacitivos Sobre a Localização de Falhas Baseada na Teoria das Ondas Viajantes. *XIX Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande-PB, Brasil, Campina Grande-PB, Brasil, setembro 2012.*
- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Transients detection in EHV transmission lines using Park's transformation. In: *2012 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1 –6. ISSN 2160-8555.
- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Influência dos Transformadores de Potencial Capacitivos e Filtros Anti-Aliasing sobre Algoritmos de Localização de Falhas Baseados em Componentes Transitórias. *X Conferência Brasileira Sobre Qualidade da Energia Elétrica, Araxá-MG, Brasil, Araxá-MG, Brasil, junho 2013.*
- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. A traveling-wave detection method based on Park's transformation for fault locators. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1626–1634, 2013. ISSN 0885-8977.
- LOPES, F. V.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Um Algoritmo para Localização de Falhas em Tempo Real Sem Uso do GPS. *Décimo Quinto Encontro Regional Iberoamericano do CIGRÉ (ERIANC 2013)*, Foz do Iguaçu, Brazil, maio 2013.
- LOPES, F. V.; MELO, Y. M. P.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A. Real-time evaluation of PMU-based fault locators. *International Conference on Power Systems Transients*, Vancouver, Canada, July 2013.
- LOPES, F. V.; SANTOS, W. C.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A.; SOUZA, B. A. An adaptive fault location method for smart distribution and transmission grids. *2011 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, Medellin, Colombia, Oct. 2011b.
- MANN, B.; MORRISON, I. F. Digital calculation of impedance for transmission line protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90, n. 1, p. 270–279, 1971. ISSN 0018-9510.

- MARTÍ, J. R. Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transients simulations. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, PAS-101, n. 1, p. 147–157, January 1982.
- MILLER, H.; BURGER, J.; FISCHER, N.; KASZTENNY, B. Modern line current differential protection solutions. In: *2010 63rd Annual Conference for Protective Relay Engineers*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–25.
- MOUTINHO, J. A. P.; FILHO, J. C.; MATOS, R. R.; DUTRA, C. A.; TUMA, E. T.; COSTA, S. O. S. Localização de faltas em linhas de transmissão de energia elétrica através de ondas viajantes: Aplicação no sistema elétrico tramo oeste do Pará. *X Seminário Técnico de Proteção e Controle*, Recife, Pernambuco, Brasil, outubro 2010.
- NAIDU, S. R. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. [S.l.]: Grafset, 1985.
- NGUYEN, C.; FLUECK, A. Modeling of communication latency in smart grid. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2011.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716 –727, July 1929. ISSN 0096-3860.
- PERCIVAL, D. B.; WALDEN, A. T. *Wavelet Methods for Time Series Analysis*. New York, USA: Cambridge University Press, 2000.
- PERETTO, L.; SASDELLI, R.; TINARELLI, R. On uncertainty in wavelet-based signal analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 54, n. 4, p. 1593 – 1599, August 2005. ISSN 0018-9456.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems*. 2nd. ed. New York, USA: John Wiley & Sons Inc, 2009.
- PRESTON, G.; RADOJEVIC, Z.; KIM, C.; TERZIJA, V. New settings-free fault location algorithm based on synchronised sampling. *IET Generation, Transmission and Distribution*, v. 5, n. 3, p. 376–383, 2011. ISSN 1751-8687.

- RADOJEVIC, Z. M.; KIM, C. H.; POPOV, M.; PRESTON, G.; TERZIJA, V. New approach for fault location on transmission lines not requiring line parameters. *International Conference on Power Systems Transients*, Kyoto, Japan, June 2009.
- REDDY, M.; MOHANTA, D. Performance evaluation of an adaptive-network-based fuzzy inference system approach for location of faults on transmission lines using monte carlo simulation. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, v. 16, n. 4, p. 909–919, 2008. ISSN 1063-6706.
- ROCKEFELLER, G. D.; UDREN, E. High-speed distance relaying using a digital computer ii-test results. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-91, n. 3, p. 1244–1258, 1972. ISSN 0018-9510.
- RTDS TECHNOLOGIES INC. *Real Time Digital Simulator Tutorial Manual: RSCAD Version*. Winnipeg, Manitoba, Canada, 2008.
- SACHDEV, M.; BARIBEAU, M. A new algorithm for digital impedance relays. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-98, n. 6, p. 2232 –2240, nov. 1979. ISSN 0018-9510.
- SADINEZHAD, I.; AGELIDIS, V. An adaptive precise one-end power transmission line fault locating algorithm based on multilayer complex adaptive artificial neural networks. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009. ICIT 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –6.
- SAHA, M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. Atp-empt study of current differential protection with synchronization and fault location functions. *International Conference on Power Systems Transients*, Vancouver, Canada, July 2013.
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. London: Ed. Springer, 2010. (Power Systems). ISBN 978-1-84882-885-8.
- SALGADO, F. S.; CARNEIRO, S. Detection of fault induced transients in e.h.v. transmission lines for the development of a fault locator system. *International Conference on Power Systems Transients*, New Orleans, USA, June 2003.

- SALIM, R.; SALIM, K. C. O.; BRETAS, A. Further improvements on impedance-based fault location for power distribution systems. *IET Generation, Transmission and Distribution*, v. 5, n. 4, p. 467–478, 2011. ISSN 1751-8687.
- SANTOS, W. C.; COSTA, F.; SILVA, J. A. C. B.; LIRA, G. R. S.; SOUZA, B.; BRITO, N. S. D.; PAES, M. Automatic building of a simulated high impedance fault database. In: *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 550–554.
- SANTOSO, S.; POWERS, E.; GRADY, W. Power quality disturbance data compression using wavelet transform methods. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 3, p. 1250–1257, July 1997. ISSN 0885-8977.
- SANTOSO, S.; POWERS, E.; GRADY, W.; HOFMANN, P. Power quality assessment via wavelet transform analysis. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 2, p. 924–930, apr 1996. ISSN 0885-8977.
- SCHWEITZER III, E. O. A review of impedance-based fault locating experience. *14th Annual Iowa-Nebraska System Protection Seminar*, Omaha, Nebraska, Oct. 1990.
- SCHWEITZER III, E. O.; HOU, D. Filtering for protective relays. *19th Annual Western Protective Relay Conference*, Spokane, WA, Oct. 1993.
- SHI, Q.; TROELTZSCH, U.; KANOUN, O. Detection and localization of cable faults by time and frequency domain measurements. In: *Systems Signals and Devices (SSD), 2010 7th International Multi-Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- SIDHU, T.; ZHANG, X.; ALBASRI, F.; SACHDEV, M. Discrete-fourier-transform-based technique for removal of decaying dc offset from phasor estimates. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 150, n. 6, p. 745 – 752, nov. 2003. ISSN 1350-2360.
- SILVA, K. M. *Estimação de Fasores Baseada na Transformada Wavelet para Uso na Proteção de Distância de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, abril 2009.
- SILVA, M.; COURY, D.; OLESKOVICZ, M.; SEGATTO, E. An alternative fault location algorithm based on wavelet transforms for three-terminal lines. In: *2008 IEEE Power*

- and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7. ISSN 1932-5517.
- SOLIMAN, S.; BELKHAYAT, M. Power systems fault type identification based on Park's transformation algorithm. In: *2006 Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 141 –145.
- SOUZA, B.; BRITO, N.; NEVES, W.; SILVA, K.; COSTA, F.; DANTAS, K.; FONTES, A.; FERNANDES, A.; LIRA, M. *Implantação de Técnicas de Inteligência Artificial para Identificação e Análise de Ocorrências no Sistema Elétrico*. Campina Grande, Julho 2004.
- TAKAGI, T.; YAMAKOSHI, Y.; YAMAURA, M.; KONDOW, R.; MATSUSHIMA, T. Development of a new type fault locator using the one-terminal voltage and current data. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101, n. 8, p. 2892 –2898, aug. 1982. ISSN 0018-9510.
- TZIOUVARAS, D.; ROBERTS, J.; BENMOUYAL, G. New multi-ended fault location design for two- or three-terminal lines. In: *Seventh International Conference on (IEE) Developments in Power System Protection, 2001*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 395–398. ISSN 0537-9989.
- XIAOLI, Z.; XIANGJUN, Z.; LI, L.; CHOI, S.; YUANYUAN, W. Fault location using wavelet energy spectrum analysis of traveling waves. In: *International Power Engineering Conference*. [S.l.: s.n.], 2007.
- YU, C.-S. An unsynchronized measurements correction method for two-terminal fault-location problems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1325–1333, 2010. ISSN 0885-8977.
- ZANETTA Jr., L. C. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. São Paulo, SP - Brasil: Edusp - Editora da Universidade de São Paulo, 2003.
- ZIEGLER, G. *Numerical Distance Protection: Principles and Applications*. Berlin, Germany: Siemens, 2010.
- ZIMATH, S. L.; RAMOS, M. A. F.; FILHO, J. E. S. Comparison of impedance and travelling wave fault location using real faults. In: *2010 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1 –5.

DESCRIÇÃO DOS SISTEMAS ELÉTRICOS AVALIADOS

A.1 LINHA 230 KV, RECIFE II-BONGI (LT RCD-BGI)

A seguir, apresentam-se o diagrama unifilar e dados do SEP de 230 kV considerado na análise comparativa entre métodos de localização de faltas realizada no Capítulo 4 e na avaliação em tempo real do método proposto para localização de faltas realizada no Capítulo 7, mais especificamente na Seção 7.4. Em ambas as análises, a LT foi modelada como sendo perfeitamente transposta, a parâmetros distribuídos e constantes na frequência.

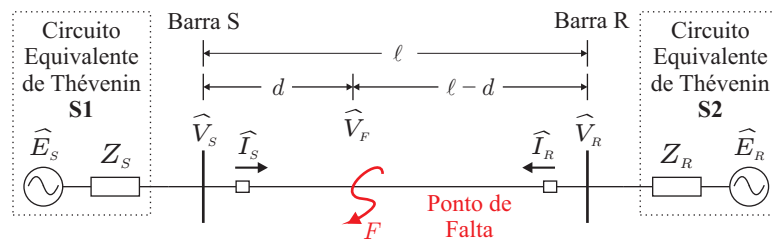


Figura A.1. SEP modelado para simulação de faltas na LT RCD-BGI.

Tabela A.1. Dados do SEP modelado para simulação de faltas na LT RCD-BGI.

Parâmetros Elétricos da LT			
Dados	$R \left(\frac{\Omega}{\text{km}} \right)$	$X \left(\frac{\Omega}{\text{km}} \right)$	$\omega C \left(\frac{\mu\text{F}}{\text{km}} \right)$
Sequência Positiva	0,098	0,530	3,252
Sequência Zero	0,522	1,432	2,293
Dados dos Equivalentes de Thévenin do SEP			
Fontes	V_{th} (p.u.)	$Z_{th} (Z_{Si} \text{ e } Z_{Sj})$	
		Seq. Zero(Ω)	Seq. Positiva (Ω)
S_i	$1,02 \angle 0^\circ$	$18,78 \angle 86,91^\circ$	$25,67 \angle 89,81^\circ$
S_j	$0,98 \angle -10^\circ$	$20,87 \angle 86,90^\circ$	$28,53 \angle 88,06^\circ$

Os parâmetros são provenientes de uma LT da Chesf que interliga as subestações Recife II, SE RCD, e Bongi, SE BGI. Assim, apenas o comprimento da LT foi alterado em cada simulação de forma que, para as simulações no ATP apresentadas no Capítulo 4, considerou-se $\ell = 400$ km, enquanto que para as simulações realizadas no RTDSTM, considerou-se $\ell = 200$ km.

A.2 LINHA 230 KV, MILAGRES-BANABUIÚ (LT MLG-BNB)

Apresenta-se na Figura A.2 o sistema de transmissão adotado em parte das simulações realizadas via ATP para avaliação do método de localização de faltas proposto. A LT de 230 kV na qual foram aplicadas as faltas foi a 04M2, responsável por parte da interligação entre as subestações Milagres, SE MLG, e Banabuiú, SE BNB, ambas situadas no estado do Ceará.

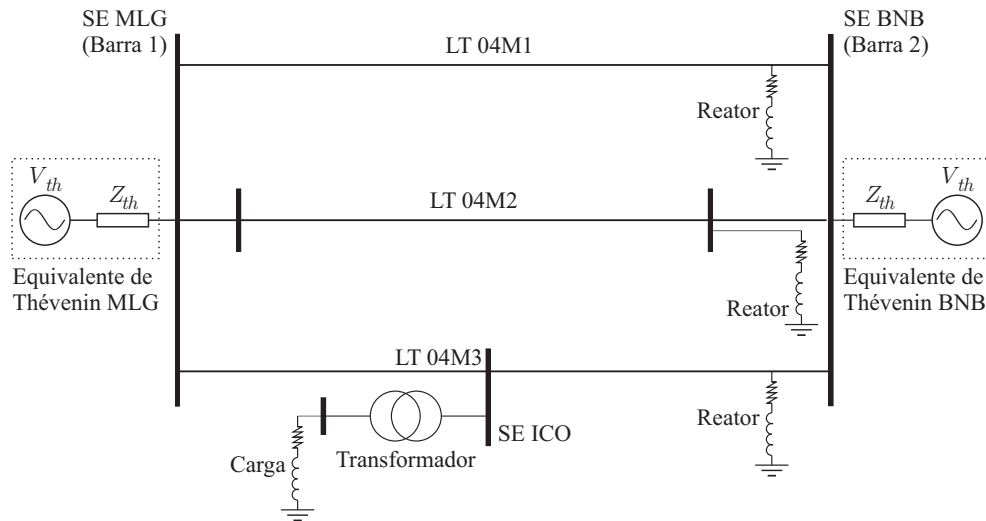


Figura A.2. SEP modelado para simulação de faltas na LT MLG-BNB.

Os dados do SEP modelado foram extraídos do trabalho de CARVALHO Jr. (2008), onde se encontra a descrição detalhada do referido SEP. Basicamente, CARVALHO Jr. (2008) afirma que os equivalentes de Thévenin conectados às barras das SE Milagres e Banabuiú foram obtidos por meio de um programa de cálculo de curto-circuito na frequência fundamental do SEP, neste caso, 60 Hz. Os reatores de linha conectados ao terminal de Banabuiú possuem tensão nominal de 230 kV, potência nominal de 10 Mvar, neutro solidamente aterrado e uma relação X/R de aproximadamente 2000. Na parte intermediária da LT 04M3, é representada a barra da subestação Icó, SE ICO, localizada no estado do Ceará, onde se encontra conectado um transformador abaixador de 230/69 kV de 100 MVA, cuja ligação é do tipo estrela-delta.

Por motivos de simplificação, os disjuntores do SEP não foram modelados no ATP. Já as LT foram modeladas como sendo perfeitamente transpostas, a parâmetros distribuídos e constantes na frequência. Os parâmetros utilizados para modelar o referido sistema no ATP são apresentados nas tabelas de A.2 a A.5.

Tabela A.2. Curva de saturação do transformador da SE ICO.

Corrente (A_{pico})	Fluxo (V.s)
0,52255480	498,137752
4,48599515	547,951267
22,6326143	597,765018
264,370386	697,392521

Tabela A.3. Dados do transformador, reatores e carga da porção avaliada do SIN.

Dados	Transformador		Reator	Carga
	69 kV	230 kV	230 kV	69 kV
R (Ω)	0,09	0,34	2,645	182,89
X (Ω)	9,1918	34,041	5290	25,10

Tabela A.4. Dados das linhas de transmissão da porção avaliada do SIN.

Linha de transmissão	r_1 (Ω/km)	x_1 (mH/km)	c_1 (nF/km)	r_0 (Ω/km)	x_0 (mH/km)	c_0 (nF/km)	Comp. ℓ (km)
Milagres-Banabuiú (LT 04M1)	0,0975	1,379	8,461	0,4111	3,64	6,153	225,9
Milagres-Banabuiú (LT 04M2)	0,0871	0,9774	12,1935	0,3892	3,2541	6,7562	225,2
Milagres-Icó (LT 04M3)	0,0868	0,943	12,488	0,3716	3,208	6,671	102,0
Icó-Banabuiú (LT 04M3)	0,0868	0,943	12,488	0,3749	3,205	6,679	123,1

Tabela A.5. Dados dos equivalentes de Thévenin da SE MLG e da SE BNB.

Subestação	Impedância Z_{th}				Fonte V_{th}	
	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_0 (Ω)	X_0 (Ω)	$ V_{th} $ (p.u.) (base 230 kV)	$\angle V_{th}$ ($^\circ$) (referência na tensão da fase A)
Milagres (MLG)	1,426	12,485	0,6538	9,2342	1,0237	0°
Banabuiú (BNB)	5,3471	31,716	4,5018	34,996	1,0237	-8°

AVALIAÇÃO DE APROXIMAÇÕES TÍPICAS DA VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO

A velocidade de propagação v_p de ondas eletromagnéticas induzidas por faltas é uma variável crucial para a maioria dos localizadores de faltas de um, dois ou mais terminais baseados na teoria de ondas viajantes. Embora v_p dependa dos parâmetros do SEP e das características da falta, tipicamente, são considerados valores aproximados desta grandeza. Neste apêndice, analisa-se a influência dessas aproximações sobre a precisão dos localizadores de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, incluindo a análise da influência das frequências dominantes dos transitórios induzidos por faltas sobre os valores assumidos por v_p . Embora esta análise não seja o foco desta tese, pode-se dizer que os resultados obtidos são esclarecedores no que concerne aos valores de v_p adotados durante a aplicação de métodos baseados na teoria de ondas viajantes.

B.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Conforme mencionado ao longo dessa tese, os métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes são imunes a uma série de fontes de erro típicas dos métodos clássicos baseados em componentes fundamentais (MOUTINHO *et al.*, 2010). Isso se deve ao fato destas técnicas dependerem apenas de variáveis como: a velocidade de propagação das ondas viajantes v_p na LT monitorada; o instante de chegada das ondas viajantes induzidas pela falta aos terminais monitorados; e o comprimento ℓ da LT (no caso de métodos de dois ou mais terminais). Em geral, a velocidade v_p é aproximada por valores próximos ao da velocidade da luz v_c (GALE *et al.*, 1993), mesmo sabendo-se que esta é função dos parâmetros da LT e das frequências características dos transitórios induzidos pela falta (JIAN *et al.*, 1998). Neste contexto, sabe-se que, muito embora vários trabalhos disponíveis na literatura venham atestando a validade dessas aproximações, o uso de valores aproximados para v_p em algoritmos de localização de faltas tem sido cada vez mais questionado pela comunidade científica.

B.1.1 Aproximações Típicas

Do equacionamento do Método I avaliado no Capítulo 4, percebe-se a necessidade de estipular um valor para a velocidade de propagação das ondas viajantes. Estas velocidades são função dos parâmetros da LT onde as ondas se propagam, e estes parâmetros são variáveis na frequência. Assim, a velocidade de propagação v_p de uma dada LT pode ser calculada usando (PHADKE; THORP, 2009):

$$v_p(\omega) = \frac{\omega}{\text{Im} \left[\sqrt{Z(\omega)Y(\omega)} \right]}, \quad (\text{B.1})$$

onde ω é a frequência angular para a qual a velocidade é calculada e $Z(\omega)$ e $Y(\omega)$ são a impedância série e admitância em derivação por unidade de comprimento da LT, respectivamente, de sequência zero ou positiva, que variam na frequência.

Muito embora o ideal fosse calcular v_p para uma dada frequência dominante ω_c considerando os valores de $Z(\omega_c)$ e $Y(\omega_c)$, sabe-se que, na prática, estes dados não são disponibilizados. De fato, em geral, apenas os parâmetros da LT para a frequência fundamental do SEP são fornecidos pelas concessionárias, o que dificulta a aplicação de (B.1) em sua forma mais precisa. Assim, para contornar tal problema, quatro aproximações para v_p são tipicamente utilizadas, as quais são obtidas da seguinte forma:

1. Usa-se (B.1) considerando apenas parâmetros na frequência fundamental do SEP, originando a velocidade que chamaremos de v_{fund} .
2. Usa-se (B.1) considerando os parâmetros da LT na frequência fundamental, porém, realizando a identificação da frequência dominante ω_c dos transitórios. Para este caso, faz-se $\omega = \omega_c$ em (B.1), sendo a velocidade resultante denominada de v_{freq} .
3. Na terceira aproximação, considera-se que a LT onde as ondas viajantes se propagam possui perdas desprezíveis. Desta forma, por meio de (B.1), pode-se obter a velocidade que chamaremos de $v_{perdas \rightarrow 0}$, a qual é dada por:

$$v_{perdas \rightarrow 0} = \frac{1}{\sqrt{lc}}, \quad (\text{B.2})$$

onde l e c são a indutância série e capacitância em derivação por unidade de comprimento, respectivamente, calculadas na frequência fundamental.

4. A velocidade de propagação é determinada empiricamente aproximando-a por valores próximos ao da velocidade da luz v_c ($\approx 3.10^5$ km/s). O valor de $0,98v_c$ é um dos mais utilizados (ZIMATH *et al.*, 2010; COSTA; SOUZA, 2011). Este tipo de aproximação se torna útil principalmente quando os parâmetros da LT não são conhecidos.

Diante da incerteza da validade dessas aproximações, vários trabalhos têm sido desenvolvidos com o intuito de eliminar v_p dos equacionamentos utilizados em procedimentos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes, conforme abordado no Capítulo 3 desta tese. Porém, o uso das técnicas clássicas de um e dois terminais considerando velocidades de propagação aproximadas ainda é predominante, fazendo necessárias análises sobre os erros provenientes destas aproximações.

B.1.2 Velocidade de Propagação *Versus* Frequências Dominantes

Da literatura, sabe-se que quão mais próximas forem as faltas dos pontos de medição, maiores serão as frequências presentes nos transitórios induzidos (SAHA *et al.*, 2010). Para evidenciar a variação das frequências dominantes das ondas viajantes em função do ponto de falta, foram simulados no ATP curtos-circuitos francos do tipo AT no SEP simplificado de 230 kV/60 Hz ilustrado na Figura B.1, cujos parâmetros em 60 Hz são listados nas Tabelas B.1 e B.2. A estrutura da torre da LT modelada é ilustrada na Figura B.2.

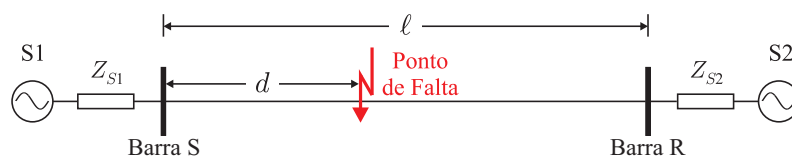


Figura B.1. SEP de 230 kV/60 Hz avaliado.

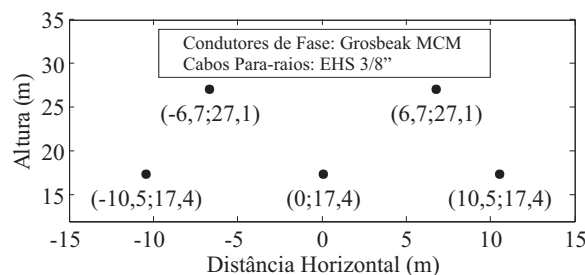


Figura B.2. Estrutura da torre da LT modelada.

Tabela B.1. Parâmetros das LT modeladas (60 Hz).

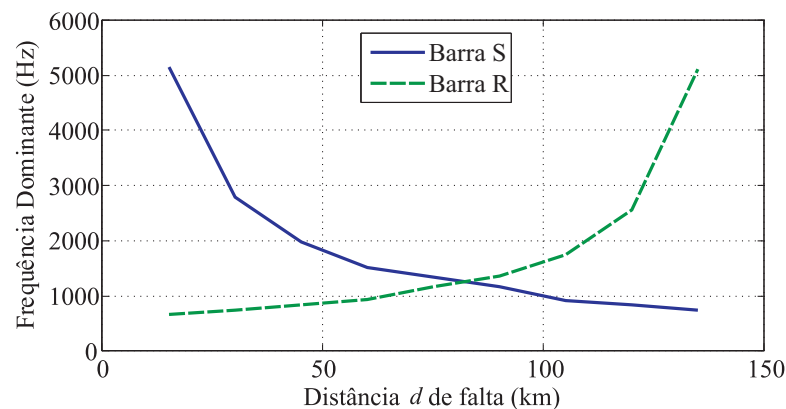
Sequência	Resistência (Ω/km)	Reatância (Ω/km)	Susceptância ($\mu\text{S}/\text{km}$)
Zero	0,246349	1,33113	1,80723
Positiva	0,0937011	0,677849	2,42979

Tabela B.2. Parâmetros dos equivalentes utilizados.

Dados	Equivalente	
	S1	S2
Tensão (p.u.)	$1,03\angle 0^\circ$	$0,99\angle 17^\circ$
Impedância (Ω)	$11,0 + j39,6$	$20,0 + j75,40$

Nesta avaliação, a LT foi modelada a parâmetros distribuídos dependentes da frequência usando o modelo proposto em Martí (1982) e considerando $\ell = 150$ km. A distância d de falta foi variada de 15 km a 135 km com passos de 15 km e, em cada caso, as frequências dominantes dos transitórios nas barras S e R foram identificadas utilizando o algoritmo proposto em Iurinic *et al.* (2013), trabalho do qual foram extraídos os parâmetros do SEP analisado.

Os resultados obtidos são apresentados na Figura B.3. Percebe-se que, de fato, as frequências dominantes diferem mais para faltas próximas às barras monitoradas, de forma que, nestes casos, as velocidades de propagação das ondas viajantes que se deslocam nos sentidos das barras S e R da LT podem apresentar maiores diferenças. Para ilustrar tal problemática, apresenta-se na Figura B.4 a relação entre as velocidades $v_{perdas \rightarrow 0}$ e v_{freq} calculadas para a LT avaliada usando (B.1) e (B.2), respectivamente, em uma faixa de frequência entre 0 e 1,5 kHz.


Figura B.3. Frequências dominantes para faltas na LT avaliada.

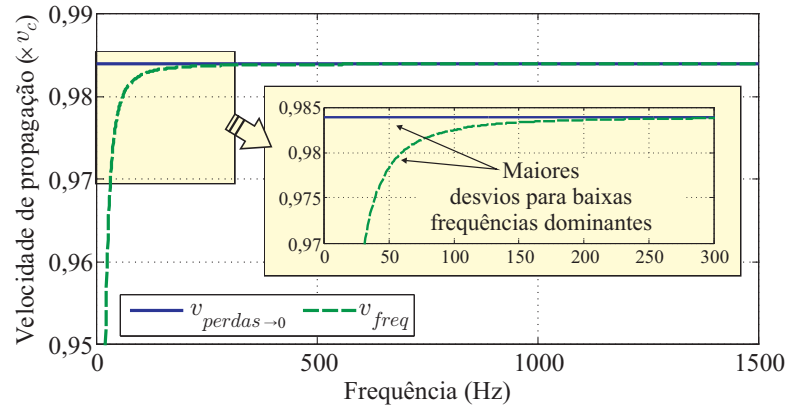


Figura B.4. Velocidade de propagação das ondas viajantes em função da frequência dominante.

A frequência mínima para faltas em linhas pode ser estimada a partir do tempo de trânsito da LT τ_ℓ das ondas viajantes de uma extremidade à outra. Assim, as frequências características dos transitórios variam tipicamente entre $\frac{v_c}{4\ell}$ e $\frac{v_c}{2\ell}$, a depender dos valores das impedâncias dos equivalentes conectados aos terminais da LT (SALGADO; CARNEIRO, 2003). Para a LT de 150 km avaliada, por exemplo, as impedâncias dos equivalentes são consideradas relativamente altas, de forma que a menor frequência esperada para os transitórios de falta é $f_{dom} \approx \frac{v_c}{4\ell} = \frac{300000}{4 \cdot 150} = 500$ Hz. Neste caso, as variações nas velocidades de propagação não são significativas e, portanto, $v_{perdas \rightarrow 0} \approx v_{freq}$. Porém, no caso de LT mais longas, a frequência mínima esperada pode atingir valores próximos às das harmônicas de segunda e terceira ordem, tornando necessária a avaliação das variações de v_p em casos de faltas próximas aos terminais das LT.

Para possibilitar um melhor entendimento do comportamento das velocidades de propagação em LT mais longas, apresenta-se na Figura B.5 a variação das frequências dominantes medidas na Barra S para faltas ao longo de LT de 150 km, 402 km e 900 km¹, cujos parâmetros são os mesmos apresentados nas Tabelas B.1 e B.2. As faltas foram aplicadas de 10% a 90% da extensão de cada LT, sendo o eixo horizontal expresso em termos de distância de falta por unidade ($\frac{d}{\ell}$). Da Figura B.5, percebe-se que as frequências esperadas para os transitórios diminuem com o aumento do comprimento da LT, o que pode ocasionar variações relevantes nas velocidades de propagação das ondas viajantes, conforme ilustrado na Figura B.4. Portanto, a avaliação das aproximações tipicamente utilizadas para as velocidades de propagação se faz necessária tanto para validá-las quanto para quantificar a influência destas sobre procedimentos

¹Embora este comprimento não seja comum, existem LT reais em operação no Brasil com comprimentos desta ordem, a exemplo da LT de 900 km que interliga as subestações em Foz do Iguaçu-PR e Tijuco Preto-SP.

de localização de faltas.

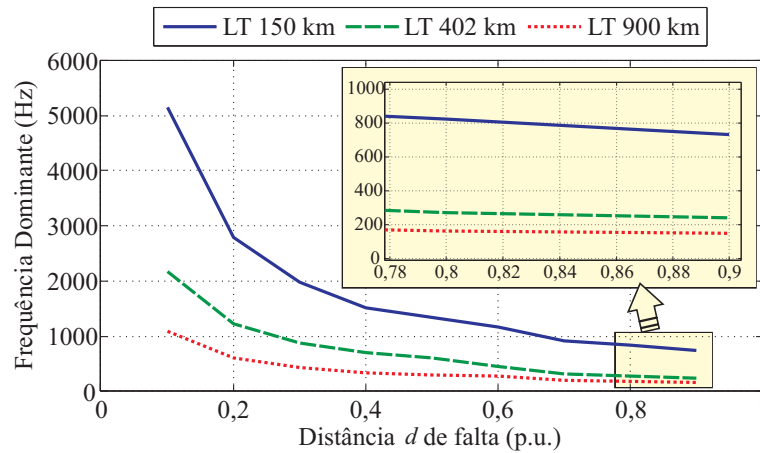


Figura B.5. Frequências dominantes para faltas nas LT de 150 km, 402 km e 900 km.

B.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS REALIZADAS

As simulações foram realizadas considerando o mesmo SEP ilustrado na Figura B.1, sendo a LT modelada a parâmetros distribuídos dependentes da frequência. Visando avaliar casos nos quais as frequências típicas dos transitórios de falta na LT sejam próximas da frequência fundamental do SEP, foram simuladas faltas considerando LT com comprimentos ℓ iguais a 150 km, 402 km e 900 km. Em cada análise foram simuladas faltas monofásicas francas do tipo AT (com ângulo de incidência de 90°), visto que consistem no tipo mais comum em SEP (SAHA *et al.*, 2010).

Cada simulação foi realizada usando um passo de integração igual a $1 \mu\text{s}$. Os sinais gerados utilizando esse passo representaram as tensões e correntes ‘analógicas’ do SEP. Para simular os conversores analógico-digital (A/D) dos dispositivos onde supostamente as rotinas do sistema localizador de faltas são executadas, em cada simulação, os sinais ‘analógicos’ foram ‘digitalizados’ (subamostrados) usando uma frequência de amostragem de 330 kHz. Visando realizar análises confiáveis das componentes de alta frequência induzidas pelas faltas, foram considerados filtros *anti-aliasing* e transformadores para instrumentos ideais, evitando-se, portanto, a atenuação dos transitórios presentes nos sinais monitorados.

B.2.1 Algoritmos Implementados

Para as análises ora propostas, foram implementados dois métodos de localização de faltas de dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes. O primeiro é descrito em Gale *et al.* (1993) e seu equacionamento se encontra disponível na descrição do Método I avaliado no Capítulo 4. Já o segundo é descrito em Jian *et al.* (1998), através do qual a estimativa da localização da falta é calculada usando:

$$d_{SR} = \frac{\ell \cdot v_S - (t_{R1} - t_{S1})v_S v_R}{v_S + v_R}, \quad (\text{B.3})$$

onde v_S e v_R são as velocidades das ondas viajantes que se propagam na direção das barras S e R, respectivamente.

Observa-se que (B.3) difere um pouco da formulação clássica apresentada em (4.1), embora convirja para (4.1) quando $v_S = v_R$. De fato, (B.3) utiliza duas velocidades de propagação distintas (v_S e v_R), as quais foram calculadas por meio de (B.1) considerando as frequências dominantes estimadas nos terminais da LT. Além disso, em (B.3), assim como na formulação clássica, necessita-se da estimação dos instantes t_{S1} e t_{R1} referentes ao momento em que as primeiras ondas viajantes induzidas pela falta incidem nas barras S e R, respectivamente. Para tanto, visando isentar as análises de questionamentos a respeito da técnica proposta nesta tese para detecção de transitórios, optou-se por utilizar, nesta avaliação, o método apresentado em Santoso *et al.* (1996) em associação com o processo de limiarização descrito em Santoso *et al.* (1997), os quais se baseiam na transformada *wavelet* discreta e já são consolidados na comunidade científica.

Conforme mencionado anteriormente, a identificação das frequências dominantes dos transitórios nos casos simulados foi realizada por meio do algoritmo proposto em Iurinic *et al.* (2013), o qual tem sido utilizado com sucesso na localização de faltas por meio da análise de componentes de alta frequência. Para minimizar a carga computacional associada ao algoritmo, considerou-se, no processo de estimação das frequências dominantes, uma taxa de amostragem de 1024 amostras/ciclo ($\approx 61,44$ kHz), sendo gravados apenas dois ciclos fundamentais das tensões do SEP no período de falta. Maiores detalhes sobre o algoritmo podem ser encontrados em Iurinic *et al.* (2013).

B.2.2 Resultados e Análises

As análises foram realizadas com o objetivo de comparar o desempenho dos métodos de localização de faltas implementados quando consideradas as aproximações típicas de v_p descritas na seção anterior. O procedimento de detecção de transitórios foi o mesmo em todos os casos, colocando as avaliações sob mesma condição em relação a possíveis erros na identificação dos instantes t_{S1} e t_{R1} .

Inicialmente, foram consideradas as aproximações baseadas nos parâmetros da LT, ou seja, v_{fund} , v_{freq} e $v_{perdas \rightarrow 0}$. Em seguida, foram avaliadas aproximações determinadas empiricamente de forma independente dos parâmetros da LT, sendo consideradas as velocidades $v_{0,97v_c} = 0,97v_c$, $v_{0,98v_c} = 0,98v_c$, $v_{0,99v_c} = 0,99v_c$ e $v_{1v_c} = v_c$. Para as velocidades v_{fund} , $v_{perdas \rightarrow 0}$, $v_{0,97v_c}$, $v_{0,98v_c}$, $v_{0,99v_c}$ e v_{1v_c} , utilizou-se (4.1) para estimar o ponto de falta. Já para a velocidade v_{freq} , utilizou-se (B.3) para estimar a localização do distúrbio, calculando-se as velocidades de propagação nos trechos entre a falta e os terminais da LT por meio de (B.1).

Os resultados obtidos quando consideradas aproximações baseadas nos parâmetros da LT são ilustrados na Figura B.6 em termos de erro absoluto das localizações estimadas para cada ponto de falta simulado. Já na Figura B.7, apresentam-se os resultados obtidos quando consideradas as velocidades $v_{0,97v_c}$, $v_{0,98v_c}$, $v_{0,99v_c}$ e v_{1v_c} .

Dos resultados apresentados na Figura B.6, percebe-se que os erros são menores quando consideradas as velocidades v_{freq} e $v_{perdas \rightarrow 0}$. De fato, ao utilizar a velocidade v_{fund} , os erros aumentam um pouco, fato este esperado, visto que a velocidade de propagação para a frequência fundamental difere de forma mais significativa das velocidades de propagação para altas frequências (ver Figura B.4). Deve-se destacar ainda que, embora o uso de v_{freq} reduza os erros em relação aos casos nos quais v_{fund} é utilizada, a identificação das frequências dominantes não promove grandes reduções nos erros, os quais foram da ordem de alguns poucos quilômetros para a LT de 900 km. Além disso, observa-se que os desempenhos dos métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes são praticamente os mesmos quando utilizadas as velocidades v_{freq} e $v_{perdas \rightarrow 0}$, independentemente do comprimento da LT. Assim, para aplicações nas quais a análise espectral dos transitórios não pode ser realizada, o uso de $v_{perdas \rightarrow 0}$ se mostra bastante adequado.

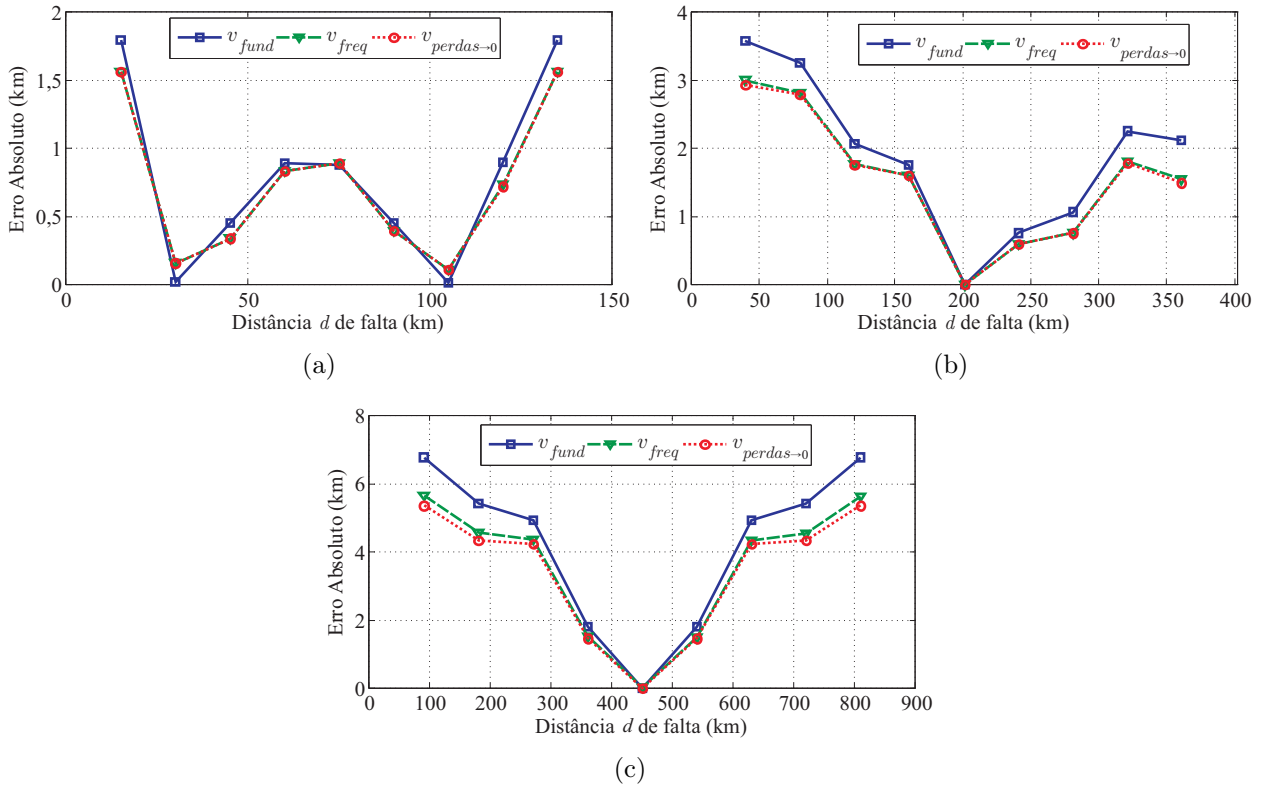


Figura B.6. Erros das localizações estimadas quando usadas aproximações de v_p que consideram os parâmetros da linha: (a) LT de 150 km; (b) LT de 402 km; (c) LT de 900 km.

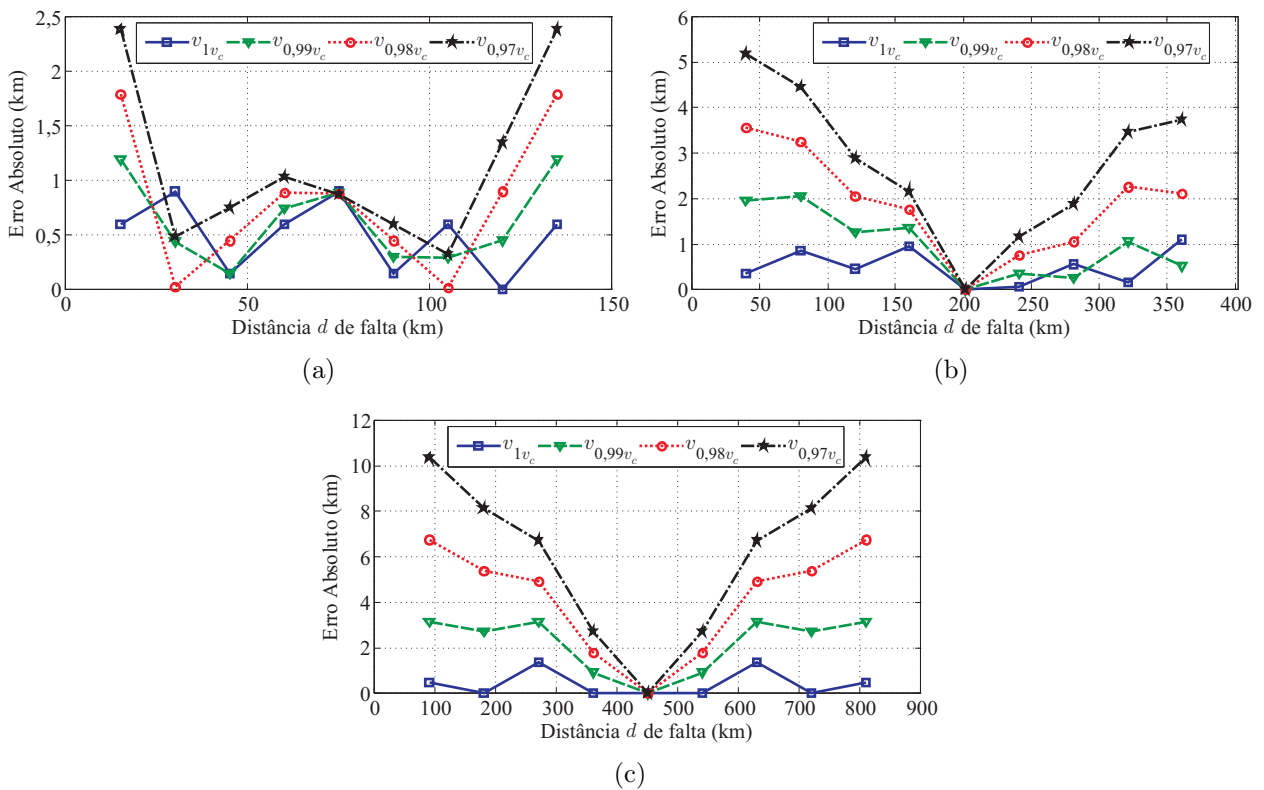


Figura B.7. Erros das localizações estimadas quando usadas aproximações de v_p que não consideram os parâmetros da linha: (a) LT de 150 km; (b) LT de 402 km; (c) LT de 900 km.

Considerando agora os resultados apresentados na Figura B.7, percebe-se que o desempenho do método de localização de falta varia pouco para distúrbios na região central das linhas. Nesses casos, o período entre os instantes de incidência das ondas viajantes nos terminais monitorados, representado em (4.1) por $t_{R1} - t_{S1}$, tende a zero, minimizando a influência das velocidades de propagação consideradas. No entanto, para faltas próximas aos terminais da LT, os erros para cada uma das aproximações avaliadas diferem de forma mais evidente. Para a LT de 150 km, por exemplo, observa-se que o uso de $v_{0,97v_c}$, $v_{0,98v_c}$, $v_{0,99v_c}$ e v_{1v_c} resulta em localizações com erros muito próximos entre si, mesmo em casos de faltas próximas aos terminais da LT. Porém, para as LT de 402 km e 900 km, os melhores desempenhos são obtidos quando utilizadas velocidades mais elevadas, como v_{1v_c} e $v_{0,99v_c}$.

É importante frisar que este comportamento varia dependendo dos parâmetros da LT sob análise. Para o sistema analisado, $v_{perdas \rightarrow 0} \approx 0,98v_c$, fazendo com que os melhores resultados sejam obtidos quando consideradas velocidades maiores que $v_{0,98v_c}$. No entanto, para outras LT com parâmetros diferentes dos utilizados, os resultados poderiam ser outros. Ainda assim, pode-se concluir que os erros provenientes das aproximações usadas na representação de v_p cresce com o aumento do comprimento da LT, constatação esta que serve como ponto de partida para estudos futuros.

Na Tabela B.3 são apresentadas as médias dos erros absolutos obtidos para todas as LT avaliadas.

Tabela B.3. Erro absoluto médio das localizações estimadas.

Velocidade Utilizada	Erros Médios (km)		
	LT 150 km	LT 402 km	LT 900 km
v_{fund}	0,80	1,87	4,20
v_{freq}	0,73	1,54	3,56
$v_{perdas \rightarrow 0}$	0,73	1,52	3,41
v_{1v_c}	0,50	0,49	0,40
$v_{0,99v_c}$	0,63	0,98	2,20
$v_{0,98v_c}$	0,80	1,87	4,20
$v_{0,97v_c}$	1,13	2,76	6,19

Percebe-se que, de uma forma geral, os menores erros médios foram obtidos usando v_{1v_c} e $v_{0,99v_c}$, seguidos de v_{freq} , $v_{perdas \rightarrow 0}$ e $v_{0,98v_c}$. Isso se deve ao fato das velocidades aproximadas v_{fund} , v_{freq} e $v_{perdas \rightarrow 0}$ considerarem os parâmetros da LT na frequência fundamental, resultando em velocidades menores que as obtidas se fossem considerados os parâmetros da LT calculados para as frequências dominantes dos transitórios. Por isso, v_{1v_c} e $v_{0,99v_c}$ resultaram nos menores erros. Porém, deve-se destacar que, embora não requeiram os parâmetros da LT, v_{1v_c} e $v_{0,99v_c}$ podem não ser as melhores aproximações para outros sistemas, de forma que v_{freq} e $v_{perdas \rightarrow 0}$ são as aproximações mais confiáveis quando se tem conhecimento dos parâmetros da LT. Ainda neste contexto, sabe-se que o cálculo de v_{freq} requer a identificação das frequências dominantes, procedimento este que nem sempre é possível. Portanto, de uma forma geral, conclui-se que $v_{perdas \rightarrow 0}$ é a aproximação mais confiável dentre as tipicamente utilizadas quando os parâmetros das LT são conhecidos. Por outro lado, se estes dados não se encontrem disponíveis, o uso de velocidades aproximadas por valores entre 96% a 100% da velocidade da luz podem ser boas escolhas.

FUNDAMENTOS DO ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DE FASORES IMPLEMENTADO

Para implementar os métodos de localização de faltas baseados em componentes fundamentais avaliados no Capítulo 4, implementou-se o algoritmo de Fourier de ciclo completo (PHADKE; THORP, 2009), utilizando como sinais de entrada tensões e correntes filtradas por filtros *anti-aliasing* de 3ª ordem do tipo Butterworth com frequência de corte em 180 Hz e considerado janelas de um ciclo fundamental com 16 amostras cada (ver Capítulo 2). Esta técnica foi escolhida por ser capaz de eliminar todas as componentes harmônicas e por já ser consolidada no meio científico.

Os algoritmos de Fourier empregados na estimação de fasores são fundamentados na série de Fourier, cujo equacionamento permite a extração do módulo e da fase das componentes fundamentais dos sinais periódicos avaliados. Segundo Phadke & Thorp (2009), um sinal $x(t)$ é dito periódico se $x(t) = x(t + T_0)$, sendo t a variável usada para representar o tempo e $T_0 \neq 0$. Assim, o menor valor de T_0 que satisfaz a referida relação é chamado de período e a frequência com que o sinal se repete é dada por $f_0 = \frac{1}{T_0}$. Na expressão (C.1) é apresentada a fórmula representativa de um sinal periódico.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(2\pi n f_0 t) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \text{sen}(2\pi n f_0 t) , \quad (\text{C.1})$$

onde $n f_0$ é a n -ésima harmônica do sinal $x(t)$ e a_0 , a_n e b_n são os coeficientes da série de Fourier, os quais, para o método de ciclo completo, são calculados por:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) dt , \quad (\text{C.2})$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt , \quad (\text{C.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) \text{sen}(2\pi n f_0 t) dt . \quad (\text{C.4})$$

Desta forma, considerando apenas os coeficientes de uma mesma harmônica, torna-se possível reescrever a equação (C.1):

$$x(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} A_n \cos(2\pi n_n f_0 t + \varphi_n) , \quad (\text{C.5})$$

onde A_n e φ_n representam a amplitude e fase do sinal avaliado, respectivamente, sendo calculados por (PHADKE; THORP, 2009):

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} , \quad (\text{C.6})$$

$$\varphi_n = \text{tg}^{-1} \left(-\frac{b_n}{a_n} \right) . \quad (\text{C.7})$$

Portanto, o valor eficaz¹ do fasor \hat{X}_n do sinal $x(t)$ é dado por:

$$\hat{X}_n = \frac{A_n}{\sqrt{2}} \angle \varphi_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n - j b_n) . \quad (\text{C.8})$$

Para viabilizar a estimação dos fasores no domínio digital, é necessário o cálculo dos coeficientes do filtro digital de Fourier de um ciclo, conforme demonstrado a seguir.

C.1 FILTRO DIGITAL DE FOURIER DE UM CICLO

No domínio digital, o algoritmo de Fourier de um ciclo é comumente referenciado pela sigla FCDFT proveniente da expressão em inglês *Full Cycle Discrete Fourier Transform*. Neste algoritmo de estimação de fasores, são utilizadas janelas de dados deslizantes no tempo que compreendem um período T_0 de um sinal periódico $x(t)$ na frequência fundamental, ou seja, $n = 1$ nas expressões de (C.1) a (C.14). Portanto, da formulação matemática apresentada até o momento, fazendo $n = 1$ e sendo a_n e b_n as partes real e imaginária do sinal avaliado, obtém-se das expressões (C.3) e (C.4) que:

$$X_{re} = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) \cos(2\pi f_0 t) dt , \quad (\text{C.9a})$$

$$X_{im} = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} x(t) \text{sen}(2\pi f_0 t) dt . \quad (\text{C.9b})$$

¹Embora a amplitude dos fasores seja dada em termos de tensões e correntes eficazes, neste trabalho, são considerados os valores de pico dos sinais avaliados.

Então, considerando-se janelas de um ciclo na frequência fundamental com N amostras e assumindo que essas amostras se encontram espaçadas por um período de amostragem Δt , (C.9) pode ser transcrita para o domínio digital conforme demonstrado a seguir:

$$X_{re} \approx \frac{2}{N\Delta t} [x_0 \cos(\Omega_0 t_0) + x_1 \cos(\Omega_0 t_1) + \dots + x_{N-1} \cos(\Omega_0 t_{N-1})] \Delta t, \quad (\text{C.10a})$$

$$X_{im} \approx \frac{2}{N\Delta t} [x_0 \sin(\Omega_0 t_0) + x_1 \sin(\Omega_0 t_1) + \dots + x_{N-1} \sin(\Omega_0 t_{N-1})] \Delta t, \quad (\text{C.10b})$$

onde $x_k = x(t_k)$ e $\Omega_0 = 2\pi f_0$.

Desta maneira, as partes real X_{re} e imaginária X_{im} do sinal $x(t)$ são dadas por:

$$X_{re} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \mathbf{h}_{re,k}, \quad (\text{C.11a})$$

$$X_{im} = -\frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \sin\left(\frac{2\pi}{N}k\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \mathbf{h}_{im,k}, \quad (\text{C.11b})$$

onde $\mathbf{h}_{re,k}$ e $\mathbf{h}_{im,k}$ são, respectivamente, as k -ésimas amostras dos coeficientes dos filtros digitais de Fourier de um ciclo \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} , os quais são dados por:

$$\mathbf{h}_{re} = \frac{2}{N} [\cos(\Omega_0 t_0) \cos(\Omega_0 t_1) \cos(\Omega_0 t_2) \dots \cos(\Omega_0 t_{N-1})], \quad (\text{C.12a})$$

$$\mathbf{h}_{im} = -\frac{2}{N} [\sin(\Omega_0 t_0) \sin(\Omega_0 t_1) \sin(\Omega_0 t_2) \dots \sin(\Omega_0 t_{N-1})]. \quad (\text{C.12b})$$

Por fim, uma vez calculadas as partes real e imaginária do sinal avaliado, a amplitude A_{f_0} e a fase φ_{f_0} da componente fundamental pode ser obtida usando:

$$A_{f_0} = \sqrt{X_{re}^2 + X_{im}^2}, \quad (\text{C.13})$$

$$\varphi_{f_0} = \text{tg}^{-1}\left(\frac{X_{im}}{X_{re}}\right). \quad (\text{C.14})$$

Uma característica relevante deste algoritmo de estimação de fasores é a simplicidade de sua implementação computacional, visto que os coeficientes dos filtros digitais \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} podem ser calculados de forma *off-line* sem requerer um grande esforço computacional.

Para permitir uma melhor visualização da atuação do algoritmo FCDFT na eliminação das componentes diferentes da fundamental, apresenta-se na Figura C.1 a resposta em frequência do módulo dos filtros digitais de Fourier \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} . Adicionalmente, na Figura C.2, apresenta-se a convolução das respostas em frequência dos filtros \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} com a resposta em frequência do filtro *anti-aliasing* Butterworth implementado para limitação de banda dos sinais avaliados.

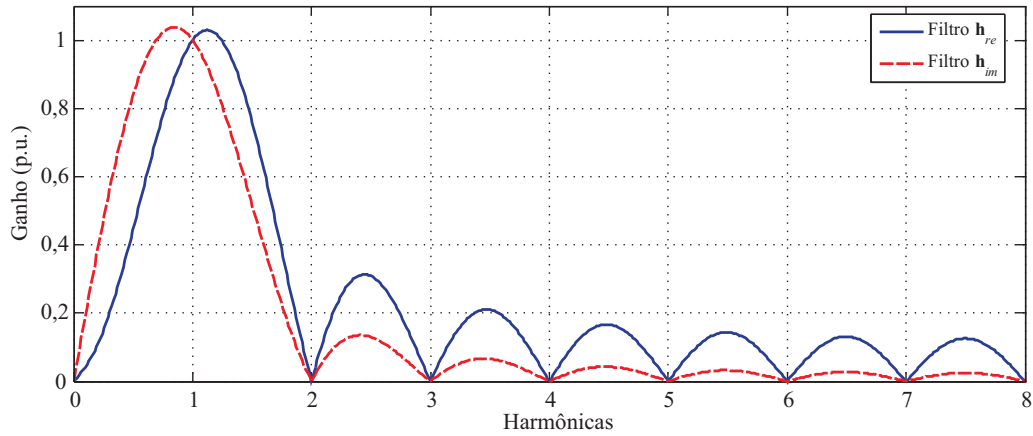


Figura C.1. Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo.

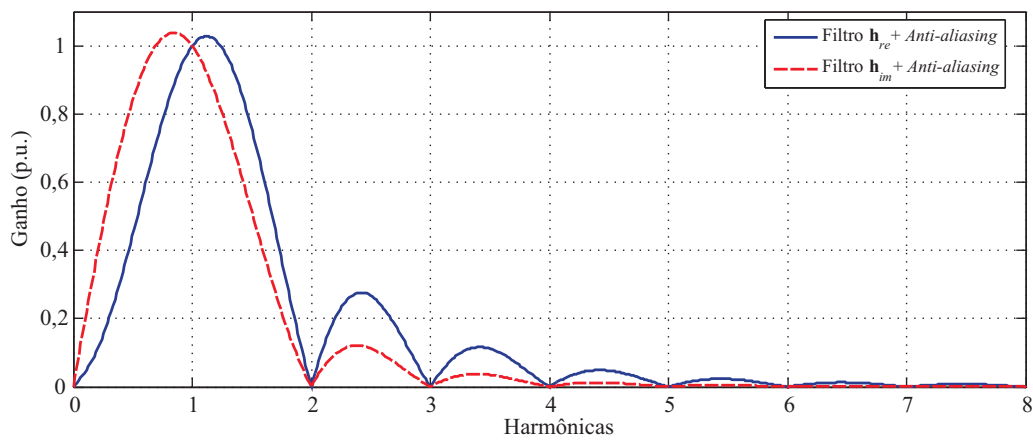


Figura C.2. Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo convoluídos com a resposta em frequência do filtro *anti-aliasing*.

Analisando as figuras, verifica-se que os módulos dos filtros digitais de Fourier \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} são unitários para a frequência fundamental, enquanto que são nulos para as demais componentes harmônicas. De forma semelhante, ao considerar a aplicação do filtro *anti-aliasing*, percebe-se que o ganho para a frequência fundamental permanece unitário, sendo as demais componentes harmônicas novamente eliminadas. No entanto, devido à atuação do filtro Butterworth, algumas alterações são verificadas nas respostas em frequência dos filtros \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} , dentre as quais se destaca a atenuação das componentes interharmônicas acima de 180 Hz, que é a frequência de corte do filtro *anti-aliasing* implementado.

C.2 RESPOSTA NO TEMPO DO ALGORITMO DE FOURIER DE UM CICLO

Para validar as implementações realizadas, realizou-se uma avaliação da resposta no tempo do algoritmo FCDFT. Esta análise é de suma importância para assegurar a confiabilidade dos resultados apresentados no Capítulo 4. Na Figura C.3, apresentam-se os módulos dos fasores de tensão e corrente obtidos via FCDFT considerando um registro oscilográfico simulado, no qual é considerada uma taxa de amostragem de 1,0416 ms (16 amostras/ciclo). Analisando as figuras, percebe-se que nos primeiros instantes após o início da falta, as formas de onda dos sinais de tensão e corrente deixam de ser puramente senoidais, ocasionando oscilações nos módulos dos fasores estimados. Tal fato é proveniente da aparição de uma componente CC de decaimento exponencial, cuja amplitude, em ambos os casos, depende dos valores das tensões e correntes no instante imediatamente anterior à ocorrência do distúrbio (SILVA, 2009).

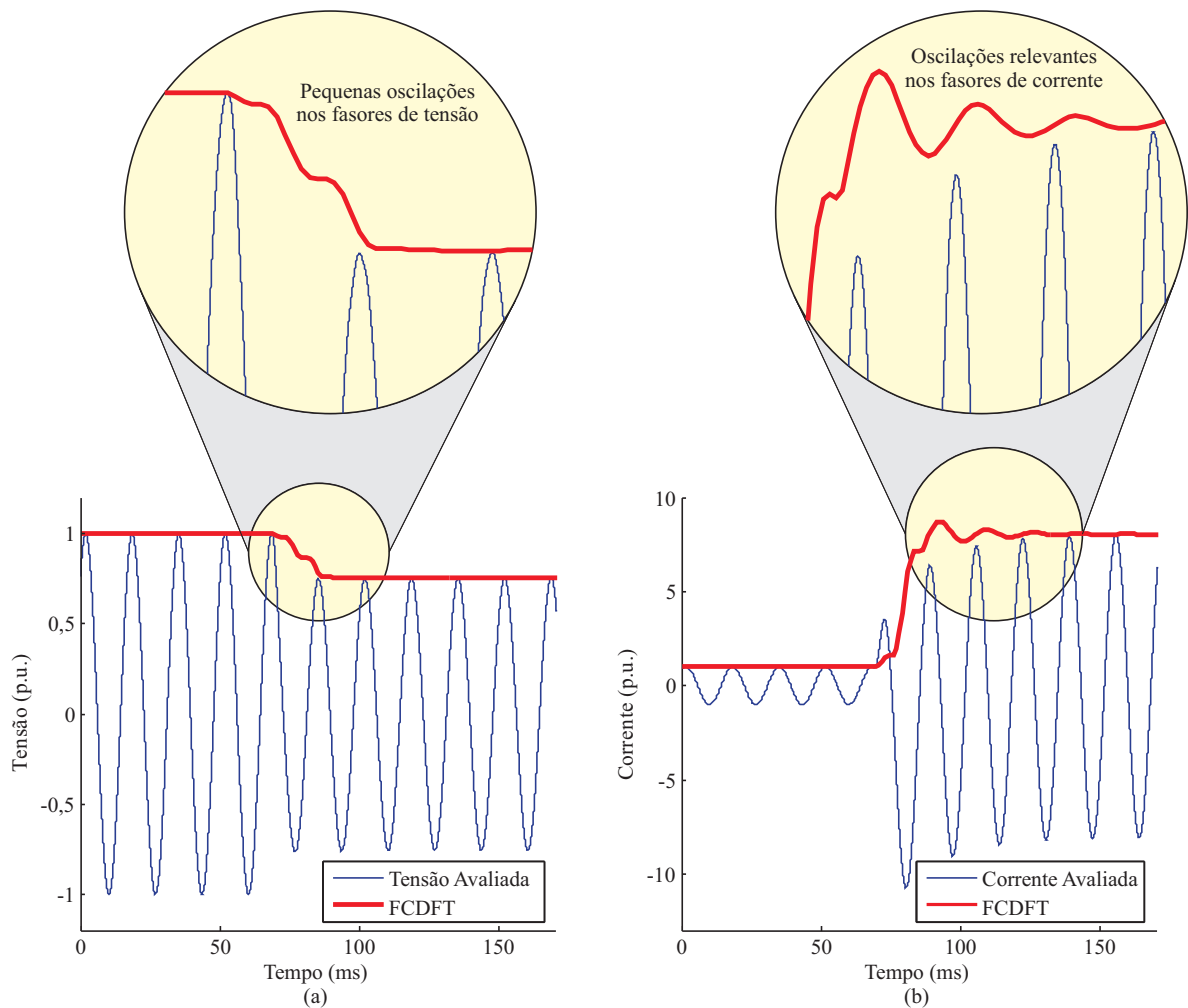


Figura C.3. Resposta no tempo do algoritmo FCDFT: (a) Tensão; (b) Corrente.

Nos algoritmos de localização de faltas baseados na análise de componentes de frequência fundamental, a presença da componente CC de decaimento exponencial pode resultar em erros indesejáveis, visto que ocasiona retardos na convergência dos fasores no regime permanente de falta. Segundo Benmouyal (1995), a duração máxima desta componente CC é de aproximadamente cinco ciclos fundamentais, tempo este maior do que o da atuação da proteção em vários casos práticos. Por isso, para minimizar os efeitos da componente CC, utilizou-se o filtro digital proposto Benmouyal (1995), o qual é descrito a seguir.

C.3 ELIMINAÇÃO DA COMPONENTE CC DE DECAIMENTO EXPONENCIAL

O filtro digital proposto em Benmouyal (1995) para eliminação da componente CC de decaimento exponencial consiste em um filtro passa-altas denominado de filtro mímico. Este filtro se baseia no comportamento de um circuito RL, cuja relação l/r é projetada de tal forma a minimizar o impacto da componente CC de decaimento exponencial no processo de estimação de fasores fundamentais e, conseqüentemente, na operação dos sistemas de proteção. De fato, pode-se demonstrar que se um dado sinal de corrente na forma de uma componente CC de decaimento exponencial circular por uma impedância com a relação l/r igual à constante de tempo de decaimento desse sinal, a componente CC de decaimento exponencial é completamente eliminada da forma de onda da tensão sobre a impedância do circuito RL.

De Silva (2009), sabe-se que uma impedância RL, dada no domínio de Laplace como $K(1 + s\tau_d)$, pode ser representada no domínio da transformada Z como:

$$K [(1 + \tau_d) - \tau_d z^{-1}] , \quad (\text{C.15})$$

onde o operador s da transformada de Laplace foi substituído por $1 - z^{-1}$.

Reescrevendo (C.15) no domínio do tempo discreto e sendo x_k o sinal de entrada, obtém-se a expressão que define o processo de filtragem do filtro mímico digital (BENMOUYAL, 1995):

$$x_k^* = K [(1 + \tau_d)x_k - \tau_d x_{k-1}] , \quad (\text{C.16})$$

onde x_k^* é a amostra do sinal filtrado no instante k , x_k e x_{k-1} são, respectivamente, as amostras do sinal original nos instantes k e $k - 1$, τ_d é a constante de tempo de projeto do filtro mímico, dada em número de amostras, e K é o ganho do filtro, o qual é calculado para ser unitário na

frequência fundamental, sendo dado por:

$$K = \sqrt{\frac{1}{\left[(1 + \tau_d) - \tau_d \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right]^2 + \left[\tau_d \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right]^2}}. \quad (\text{C.17})$$

O valor de τ_d deve ser escolhido com base na constante de tempo da LT em estudo e, portanto, pode ser aproximado por:

$$\tau_d = \frac{\left(\frac{L_1}{R_1}\right)}{\Delta t}, \quad (\text{C.18})$$

onde R_1 e L_1 são a resistência e indutância série de sequência positiva da LT, respectivamente.

Embora os efeitos da componente CC sejam mais evidentes nos sinais de corrente, o filtro mímico digital proposto em Benmouyal (1995) foi considerado em todos os procedimentos de estimação de fasores realizados no Capítulo 4, contemplando inclusive os sinais de tensão. Na Figura C.4 são apresentadas as respostas em frequência dos filtros \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} em cascata com o filtro *anti-aliasing* e com o referido filtro mímico.

Tratando-se de um filtro passa-altas, percebe-se que o filtro mímico promove uma pequena amplificação das componentes harmônicas já atenuadas pelo filtro Butterworth *anti-aliasing*. Além disto, ao contrário das respostas em frequência apresentadas anteriormente nas Figuras C.1 e C.2, os módulos dos filtros \mathbf{h}_{re} e \mathbf{h}_{im} em torno da frequência fundamental apresentam um deslocamento no sentido das altas frequências, de forma que passa a atenuar mais evidentemente as sub-harmônicas entre a componente CC e a primeira harmônica (frequência nominal do SEP). Assim, elimina-se quase que totalmente a componente CC de decaimento exponencial.

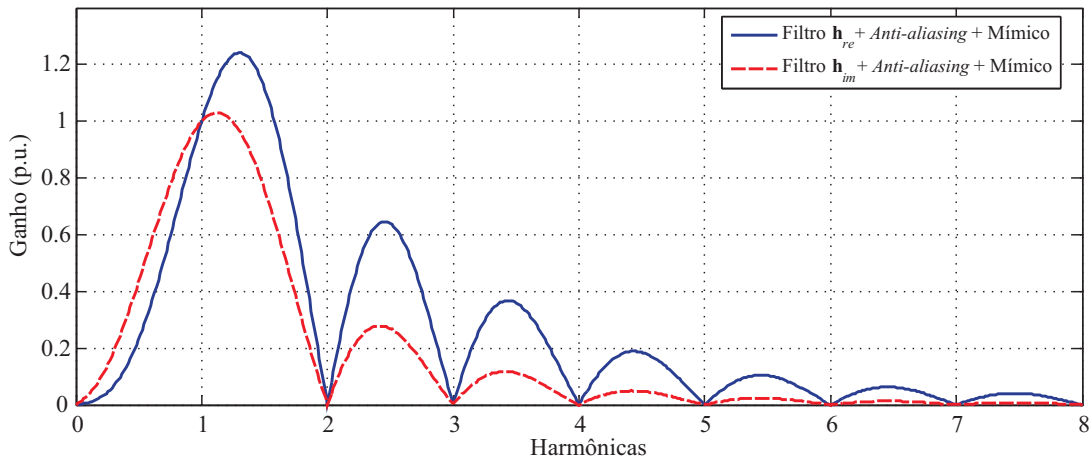


Figura C.4. Resposta em frequência dos módulos dos filtros digitais de Fourier de um ciclo convoluídos com a resposta em frequência do filtro *anti-aliasing* e do filtro mímico.

Na Figura C.5, são evidenciados os módulos dos fasores calculados para o mesmo registro apresentado na Figura C.3 com e sem o filtro mímico digital. Neste exemplo, o valor calculado para a constante τ_d foi de aproximadamente um período fundamental dos sinais em regime permanente. Percebe-se que, embora o algoritmo FCDFT promova por si só uma considerável atenuação da componente CC de decaimento exponencial, ainda assim, o uso do filtro mímico digital proposto em Benmouyal (1995) permite a obtenção mais rápida dos fasores de tensão e corrente no regime permanente de falta. Desta forma, sabendo-se que os métodos de localização de faltas baseados na análise de fasores fundamentais utilizam dados do regime permanente de falta, pode-se concluir que as localizações estimadas também oscilam menos e, conseqüentemente, são fornecidas de forma mais rápida e confiável.

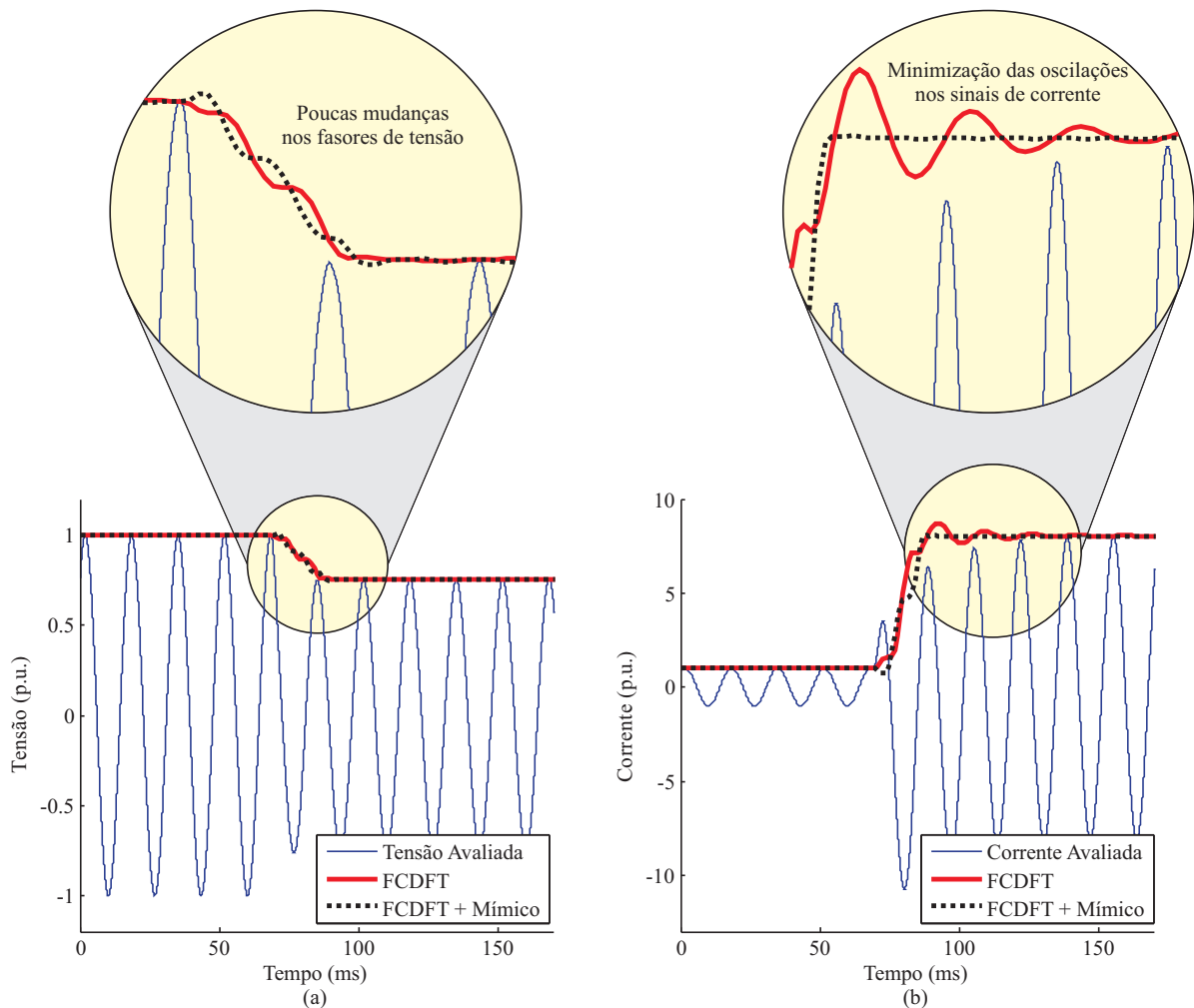


Figura C.5. Resposta no tempo do algoritmo FCDFT com filtro mímico: (a) Tensão; (b) Corrente.

APÊNDICE D

DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DA TDQ

Para um melhor entendimento do desenvolvimento matemático da TDQ, apresentam-se a seguir as relações trigonométricas utilizadas neste Apêndice.

$$\text{sen}(A \pm B) = \text{sen } A \cdot \cos B \pm \cos A \cdot \text{sen } B, \quad (\text{D.1a})$$

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cdot \cos B \mp \text{sen } A \cdot \text{sen } B, \quad (\text{D.1b})$$

$$\text{sen } A \cdot \text{sen } B = \frac{1}{2} \cos(A - B) - \frac{1}{2} \cos(A + B), \quad (\text{D.1c})$$

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cos(A - B), \quad (\text{D.1d})$$

$$\text{sen } A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \text{sen}(A + B) + \frac{1}{2} \text{sen}(A - B). \quad (\text{D.1e})$$

Inicialmente, considere-se o sistema trifásico apresentado a seguir:

$$A_a = A_{am} \text{sen}(\omega t + \theta_v), \quad (\text{D.2a})$$

$$A_b = A_{bm} \text{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ), \quad (\text{D.2b})$$

$$A_c = A_{cm} \text{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ). \quad (\text{D.2c})$$

Aplicando-se a TDQ por meio da expressão (5.1) apresentada no Capítulo 5, e fazendo os eixos referenciais síncronos \mathbf{A}_{dq} girarem a uma frequência angular ω_p , obtém-se que as componentes de eixo direto A_d e em quadratura A_q são dadas por:

$$A_d = \frac{2}{3} [A_a \cos(\omega_p t + \theta) + A_b \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) + A_c \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ)], \quad (\text{D.3})$$

$$A_q = -\frac{2}{3} [A_a \text{sen}(\omega_p t + \theta) + A_b \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) + A_c \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ)]. \quad (\text{D.4})$$

Para simplificar o desenvolvimento, as expressões (D.3) e (D.4) são reescritas como:

$$A_d = \frac{2}{3} [A_{da} + A_{db} + A_{dc}], \quad (\text{D.5})$$

$$A_q = -\frac{2}{3} [A_{qa} + A_{qb} + A_{qc}]. \quad (\text{D.6})$$

Portanto, desenvolvendo A_{da} , A_{db} e A_{dc} , obtêm-se que:

$$\begin{aligned}
 A_{da} &= A_a \cos(\omega_p t + \theta) \\
 &= A_{am} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \cos(\omega_p t + \theta) \\
 &= A_{am} \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + \omega_p t + \theta) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - \omega_p t - \theta) \right], \\
 &= A_{am} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta] + \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega - \omega_p)t + \theta_v - \theta] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{am} \{ \operatorname{sen}[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] - \operatorname{sen}[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \}. \tag{D.7}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{db} &= A_b \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &= A_{bm} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) \cdot \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &= A_{bm} \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ + \omega_p t + \theta - 120^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ - \omega_p t - \theta + 120^\circ) \right], \\
 &= A_{bm} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta - 240^\circ] + \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega - \omega_p)t + \theta_v - \theta] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{bm} \{ \operatorname{sen}[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v - 240^\circ] - \operatorname{sen}[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \}. \tag{D.8}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{dc} &= A_c \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 &= A_{cm} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ) \cdot \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 &= A_{cm} \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ + \omega_p t + \theta + 120^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ - \omega_p t - \theta - 120^\circ) \right], \\
 &= A_{cm} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta + 240^\circ] + \frac{1}{2} \operatorname{sen}[(\omega - \omega_p)t + \theta_v - \theta] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{cm} \{ \operatorname{sen}[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v + 240^\circ] - \operatorname{sen}[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \}. \tag{D.9}
 \end{aligned}$$

Desenvolvendo A_{qa} , A_{qb} e A_{qc} , tem-se que:

$$\begin{aligned}
 A_{qa} &= A_a \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &= A_{am} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &= A_{am} \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - \omega_p t - \theta) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + \omega_p t + \theta) \right], \\
 &= A_{am} \left\{ \frac{1}{2} \cos[(\omega - \omega_p)t + \theta_v - \theta] - \frac{1}{2} \cos[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{am} \{ \cos[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] - \cos[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \}. \tag{D.10}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{qb} &= A_b \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &= A_{bm} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) \cdot \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &= A_{bm} \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - 120^\circ - \omega_p t - \theta + 120^\circ) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - 120^\circ + \omega_p t + \theta - 120^\circ) \right], \\
 &= A_{bm} \left\{ \frac{1}{2} \cos[(\omega - \omega_p)t + \theta - \theta_v] - \frac{1}{2} \cos[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta - 240^\circ] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{bm} \{ \cos[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] - \cos[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v - 240^\circ] \}. \tag{D.11}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{qc} &= A_c \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 &= A_{cm} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ) \cdot \operatorname{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 &= A_{cm} \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + 120^\circ - \omega_p t - \theta - 120^\circ) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + 120^\circ + \omega_p t + \theta + 120^\circ) \right], \\
 &= A_{bm} \left\{ \frac{1}{2} \cos[(\omega - \omega_p)t + \theta - \theta_v] - \frac{1}{2} \cos[(\omega + \omega_p)t + \theta_v + \theta + 240^\circ] \right\}, \\
 &= \frac{1}{2} A_{bm} \{ \cos[(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] - \cos[(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v + 240^\circ] \}. \tag{D.12}
 \end{aligned}$$

Considerando as relações trigonométricas apresentadas anteriormente e fazendo $x = (\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v$, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{sen}(x - 240^\circ) &= \operatorname{sen} x \cdot \cos(240^\circ) - \cos x \cdot \operatorname{sen}(240^\circ), \\
 &= -0,5 \operatorname{sen} x + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos x. \tag{D.13}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{sen}(x + 240^\circ) &= \operatorname{sen} x \cdot \cos(240^\circ) + \cos x \cdot \operatorname{sen}(240^\circ), \\
 &= -0,5 \operatorname{sen} x - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos x. \tag{D.14}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \cos(x - 240^\circ) &= \cos x \cdot \cos(240^\circ) + \operatorname{sen} x \cdot \operatorname{sen}(240^\circ), \\
 &= -0,5 \cos x - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen} x. \tag{D.15}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \cos(x + 240^\circ) &= \cos x \cdot \cos(240^\circ) - \operatorname{sen} x \cdot \operatorname{sen}(240^\circ), \\
 &= -0,5 \cos x + \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen} x. \tag{D.16}
 \end{aligned}$$

Desta forma, a componente de eixo direto A_d é dada por:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \{A_{am} \operatorname{sen} x - A_{am} \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \\
 &\quad + A_{bm} \operatorname{sen}(x - 240^\circ) - A_{bm} \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \\
 &\quad + A_{cm} \operatorname{sen}(x + 240^\circ) - A_{cm} \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 &= \frac{1}{3} \{A_{am} \operatorname{sen} x - 0, 5A_{bm} \operatorname{sen} x + \frac{\sqrt{3}}{2} A_{bm} \cos x \\
 &\quad - 0, 5A_{cm} \operatorname{sen} x - \frac{\sqrt{3}}{2} A_{cm} \cos x \\
 &\quad - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 &= \frac{1}{3} \{ \operatorname{sen} x [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \\
 &\quad + \cos x [\frac{\sqrt{3}}{2}(A_{bm} - A_{cm})] \\
 &\quad - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 A_d &= \frac{1}{3} \{ [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \operatorname{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2}(A_{bm} - A_{cm}) \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \operatorname{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}. \tag{D.17}
 \end{aligned}$$

Analogamente, a componente de eixo em quadratura é representada pela expressão a seguir.

$$\begin{aligned}
 A_q &= -\frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \{-A_{am} \cos x + A_{am} \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \\
 &\quad - A_{bm} \cos(x - 240^\circ) + A_{bm} \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \\
 &\quad - A_{cm} \cos(x + 240^\circ) + A_{cm} \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 &= -\frac{1}{3} \{-A_{am} \cos x + 0, 5A_{bm} \cos x + \frac{\sqrt{3}}{2} A_{bm} \operatorname{sen} x \\
 &\quad + 0, 5A_{cm} \cos x - \frac{\sqrt{3}}{2} A_{cm} \operatorname{sen} x \\
 &\quad + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 &= -\frac{1}{3} \{ \cos x [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \\
 &\quad + \operatorname{sen} x [\frac{\sqrt{3}}{2}(A_{bm} - A_{cm})] \\
 &\quad + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}, \\
 A_q &= -\frac{1}{3} \{ [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2}(A_{bm} - A_{cm}) \operatorname{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v]\}. \tag{D.18}
 \end{aligned}$$

Percebe-se, portanto, que uma vez ocorridos desvios entre as frequências ω_p e ω , surgirão oscilações nas componentes A_d e A_q com frequência igual a $\omega_p - \omega$. Já para o caso de desbalanceamento entre fases, surgirão componentes com frequência igual a $\omega_p + \omega$, cuja amplitude dependerá das amplitudes dos sinais avaliados.

D.1 ANÁLISE DO SISTEMA EM REGIME PERMANENTE

D.1.1 Sistema Balanceado Sem Desvio de Frequência

Considerando-se um sistema trifásico balanceado, tem-se que $A_{am} = A_{bm} = A_{cm} = A_m$ e $\omega_p = \omega$. Logo:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{1}{3} \left\{ [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \text{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \text{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_d &= \frac{1}{3} \left\{ [A_m - \frac{1}{2}(A_m + A_m)] \text{sen} [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_m - A_m) \cos [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. - [A_m + A_m + A_m] \text{sen} [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_d &= \frac{1}{3} \{-3A_m \text{sen} [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v]\} = -A_m \text{sen} (\theta - \theta_v). \tag{D.19}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_q &= -\frac{1}{3} \left\{ [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \text{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_q &= -\frac{1}{3} \left\{ [-A_m + \frac{1}{2}(A_m + A_m)] \cos [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_m - A_m) \text{sen} [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. + [A_m + A_m + A_m] \cos [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_q &= -\frac{1}{3} \{3A_m \cos [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v]\} = -A_m \cos (\theta - \theta_v). \tag{D.20}
 \end{aligned}$$

D.1.2 Sistema Desbalanceado Sem Desvio de Frequência

Considerando-se um sistema trifásico desbalanceado, tem-se apenas que $\omega_p = \omega$. Logo:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{1}{3} \left\{ [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \text{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \text{sen} [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_d &= \frac{1}{3} \left\{ [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \text{sen} [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \cos [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \text{sen} [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_d &= \frac{1}{3} \left\{ [A_{am} - \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \text{sen} (2\omega t + \theta + \theta_v) \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \cos (2\omega t + \theta + \theta_v) \\
 &\quad \left. - [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \text{sen} (\theta - \theta_v) \right\}. \tag{D.21}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_q &= -\frac{1}{3} \left\{ [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \cos [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \text{sen} [(\omega_p + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega_p - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_q &= -\frac{1}{3} \left\{ [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \cos [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \text{sen} [(\omega + \omega)t + \theta + \theta_v] \\
 &\quad \left. + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos [(\omega - \omega)t + \theta - \theta_v] \right\}, \\
 A_q &= -\frac{1}{3} \left\{ [-A_{am} + \frac{1}{2}(A_{bm} + A_{cm})] \cos (2\omega t + \theta + \theta_v) \right. \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{2} (A_{bm} - A_{cm}) \text{sen} (2\omega t + \theta + \theta_v) \\
 &\quad \left. + [A_{am} + A_{bm} + A_{cm}] \cos (\theta - \theta_v) \right\}. \tag{D.22}
 \end{aligned}$$

Percebe-se, portanto, que na ocorrência de desbalanceamentos entre fases é verificada a presença da 2ª harmônica (2ω) durante o regime permanente, as quais são tão grandes quanto forem as diferenças entre as amplitudes dos sinais de fase avaliados.

D.1.3 Determinação do módulo A_m e da fase θ_v dos Sinais Avaliados

Considerando o caso do SEP em regime permanente e com fases balanceadas, são obtidas componentes ortogonais A_d e A_q equivalentes a níveis CC. Desta forma, é possível processá-las trigonometricamente para fins de determinação do módulo A_m e da fase θ_v dos sinais avaliados em caso do SEP estar balanceado ou mesmo com pequenos desbalanceamentos.

Considerando as expressões (D.19) e (D.20), para a determinação do módulo A_m , tem-se que:

$$\begin{aligned}\sqrt{A_d^2 + A_q^2} &= \sqrt{[-A_m \sin(\theta - \theta_v)]^2 + [-A_m \cos(\theta - \theta_v)]^2}, \\ &= \sqrt{A_m^2 \sin^2(\theta - \theta_v) + A_m^2 \cos^2(\theta - \theta_v)}, \\ &= \sqrt{A_m^2 [\sin^2(\theta - \theta_v) + \cos^2(\theta - \theta_v)]}, \\ &= \sqrt{A_m^2}.\end{aligned}$$

Portanto,

$$A_m = \sqrt{A_d^2 + A_q^2}. \quad (\text{D.23})$$

Por outro lado, para calcular a fase θ_v , considera-se a razão entre as componentes A_d e A_q conforme apresentado a seguir:

$$\begin{aligned}\frac{A_d}{A_q} &= \frac{-A_m \sin(\theta - \theta_v)}{-A_m \cos(\theta - \theta_v)}, \\ &= \text{tg}(\theta - \theta_v).\end{aligned}$$

Desta forma, obtém-se que:

$$\begin{aligned}\text{tg}(\theta - \theta_v) &= \frac{A_d}{A_q}, \\ \theta_v - \theta &= -\text{tg}^{-1}\left(\frac{A_d}{A_q}\right), \\ \theta_v &= \theta - \text{tg}^{-1}\left(\frac{A_d}{A_q}\right).\end{aligned} \quad (\text{D.24})$$

Com isso, deve-se utilizar uma estimativa aleatória θ_0 do ângulo θ na primeira aplicação da TDQ, obtendo-se as componentes $A_d(\theta_0)$ e $A_q(\theta_0)$. Em seguida, utilizando estas componentes, obtém-se θ_v , de forma que nas aplicações sucessivas da TDQ, deve-se utilizar $\theta = \theta_v$.

D.2 AVALIAÇÃO DE SINAIS COM NÍVEL CC

Em determinadas aplicações em *hardware*, o uso de níveis CC nos sinais avaliados é necessário devido às características operacionais das entradas analógicas do conversor A/D de dispositivos eletrônicos. Sendo assim, a análise da aplicação de níveis CC nos sinais avaliados é importante para permitir o entendimento das saídas da TDQ nestas situações. Neste caso, tem-se da TDQ que:

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} A_a + CC_A \\ A_b + CC_B \\ A_c + CC_C \end{bmatrix}, \quad (\text{D.25})$$

Sendo:

$$A_d = \frac{2}{3} [A'_{da} + A'_{db} + A'_{dc}], \quad (\text{D.26})$$

$$A_q = -\frac{2}{3} [A'_{qa} + A'_{qb} + A'_{qc}]. \quad (\text{D.27})$$

Logo:

$$\begin{aligned} A'_{da} &= (A_a + CC_A) \cdot \cos(\omega_p t + \theta) \\ &= [A_{am} \sin(\omega t + \theta_v) + CC_A] \cdot \cos(\omega_p t + \theta) \\ &= \underbrace{A_{am} \sin(\omega t + \theta_v) \cdot \cos(\omega_p t + \theta)}_{A_{da} \text{ sem componente CC}} + CC_A \cos(\omega_p t + \theta) \\ A'_{da} &= A_{da} + CC_A \cos(\omega_p t + \theta). \end{aligned} \quad (\text{D.28})$$

Analogamente, tem-se para as fases B e C que:

$$\begin{aligned} A'_{db} &= (A_b + CC_B) \cdot \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\ &= [A_{bm} \sin(\omega t + \theta_v - 120^\circ) + CC_B] \cdot \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\ A'_{db} &= A_{db} + CC_B \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ). \end{aligned} \quad (\text{D.29})$$

$$\begin{aligned} A'_{dc} &= (A_c + CC_C) \cdot \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\ &= [A_{cm} \sin(\omega t + \theta_v + 120^\circ) + CC_C] \cdot \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\ A'_{dc} &= A_{dc} + CC_C \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ). \end{aligned} \quad (\text{D.30})$$

Portanto, substituindo as expressões (D.28), (D.29) e (D.30) em (D.26), tem-se que:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{2}{3}\{A'_{da} + A'_{db} + A'_{dc}\} \\
 &= \frac{2}{3}\{A_{da} + CC_A \cos(\omega_p t + \theta) + A_{db} + CC_B \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &\quad + A_{dc} + CC_C \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ)\} \\
 &= \underbrace{\frac{2}{3}\{A_{da} + A_{db} + A_{dc}\}}_{A_d \text{ sem componente } CC} + \frac{2}{3}\{CC_A \cos(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad + CC_B \cos(\omega_p t + \theta - 120^\circ) + CC_C \cos(\omega_p t + \theta + 120^\circ)\} \\
 A_d &= A_d^{sem\ CC} + \frac{2}{3} \left[CC_A - \frac{1}{2}(CC_B + CC_C) \right] \cos(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{3} [CC_B - CC_C] \text{sen}(\omega_p t + \theta). \tag{D.31}
 \end{aligned}$$

Considerando-se componentes CC de mesmo valor para as três fases do sistema, tem-se que $CC = CC_A = CC_B = CC_C$. Logo, realizando as devidas substituições em (D.31), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 A_d &= A_d^{sem\ CC} + \frac{2}{3} \left[CC - \frac{1}{2}(CC + CC) \right] \cos(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3}}{3} [CC - CC] \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 A_d &= A_d^{sem\ CC}. \tag{D.32}
 \end{aligned}$$

De forma similar, são obtidas as seguintes expressões para as componentes de eixo em quadratura:

$$\begin{aligned}
 A'_{qa} &= (A_a + CC_A) \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &= [A_{am} \text{sen}(\omega t + \theta_v) + CC_A] \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &= \underbrace{A_{am} \text{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta)}_{A_{qa} \text{ sem componente } CC} + CC_A \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 A'_{qa} &= A_{qa} + CC_A \text{sen}(\omega_p t + \theta). \tag{D.33}
 \end{aligned}$$

Analogamente, tem-se para as fases B e C que:

$$\begin{aligned}
 A'_{qb} &= (A_b + CC_B) \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &= [A_{bm} \text{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) + CC_B] \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 A'_{qb} &= A_{qb} + CC_B \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ). \tag{D.34}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A'_{qc} &= (A_c + CC_C) \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 &= [A_{cm} \text{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ) + CC_C] \cdot \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ) \\
 A'_{qc} &= A_{qc} + CC_C \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ).
 \end{aligned} \tag{D.35}$$

Substituindo as expressões (D.33), (D.34) e (D.35) em (D.27), tem-se que:

$$\begin{aligned}
 A_q &= -\frac{2}{3}\{A'_{qa} + A'_{qb} + A'_{qc}\} \\
 &= -\frac{2}{3}\{A_{qa} + CC_A \text{sen}(\omega_p t + \theta) + A_{qb} + CC_B \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) \\
 &\quad + A_{qc} + CC_C \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ)\} \\
 &= \underbrace{-\frac{2}{3}\{A_{qa} + A_{qb} + A_{qc}\}}_{A_q \text{ sem componente } CC} - \frac{2}{3}\{CC_A \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad + CC_B \text{sen}(\omega_p t + \theta - 120^\circ) + CC_C \text{sen}(\omega_p t + \theta + 120^\circ)\} \\
 A_q &= A_q^{\text{sem } CC} - \frac{2}{3}\left[CC_A - \frac{1}{2}(CC_B + CC_C)\right] \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad - \frac{\sqrt{3}}{3}[CC_B - CC_C] \cos(\omega_p t + \theta).
 \end{aligned} \tag{D.36}$$

Para o caso de $CC = CC_A = CC_B = CC_C$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 A_q &= A_q^{\text{sem } CC} - \frac{2}{3}\left[CC - \frac{1}{2}(CC + CC)\right] \text{sen}(\omega_p t + \theta) \\
 &\quad - \frac{\sqrt{3}}{3}[CC - CC] \cos(\omega_p t + \theta) \\
 A_q &= A_q^{\text{sem } CC}.
 \end{aligned} \tag{D.37}$$

Isto implica que a presença de níveis CC nos sinais avaliados não implica em alterações das saídas da TDQ, desde que esses níveis sejam iguais em todas as fases analisadas. Caso contrário, componentes oscilatórias com frequência igual a ω_p surgirão em A_d e A_q .

FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

E.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RTDSTM

Nas últimas décadas, a análise de transitórios eletromagnéticos em SEP tem sido tradicionalmente realizada por meio de simulações computacionais fazendo uso de programas baseados na regra trapezoidal de integração, dentre os quais se destaca o ATP (LEUVEN EMTP CENTER, 1987). Desta forma, torna-se possível transformar as equações integrais resultantes da análise nodal dos sistemas em equações algébricas, permitindo-se, portanto, a simulação digital de eventos como, por exemplo, distúrbios em LT.

Neste contexto, sabe-se que a solução das referidas equações algébricas é calculada em momentos discretos, os quais são usualmente denominados de *passo de integração*. Assim, para um computador convencional, a solução das equações do sistema em estudo podem demorar vários segundos até serem finalizadas, fato este que implica em uma simulação em tempo de execução, mas que não consiste em uma simulação em tempo real. Porém, com o avanço da tecnologia digital, tornou-se possível a implementação de computadores capazes de solucionar rapidamente as equações algébricas dos componentes típicos dos SEP sem extrapolar o período do passo de integração adotado durante as simulações. Assim, tornou-se possível analisar sistemas de forma mais parecida com a realidade, introduzido-se, portanto, o conceito de *simulações em tempo real*.

O RTDSTM foi especialmente projetado para o estudo em tempo real dos fenômenos de natureza eletromagnética e é composto por uma combinação de *hardware* e *software* que funciona como os Analisadores de Rede, conhecidos em inglês como *Transient Network Analyser* (TNA), equipamento este tradicionalmente utilizado na análise de sistemas elétricos no domínio contínuo do tempo.

Diferentemente dos TNAs analógicos, nos quais as variáveis do sistema são contínuas no tempo, o RTDSTM é capaz de avaliar o modelo do SEP apenas em instantes discretos no tempo. Assim, a técnica utilizada para solução dos sistemas simulados é a análise nodal de forma similar aos algoritmos básicos empregados em programas do tipo EMTP. Porém, devido à atuação de diversos processadores de alta velocidade trabalhando em paralelo, as soluções do SEP simulado são obtidas em um intervalo de tempo muito menor que as constantes de tempo do sistema em estudo, fato este que tem tornado o RTDSTM um dos equipamentos mais utilizados no âmbito de simulações em tempo real em nível mundial.

O RTDSTM possui uma interface de entradas e saídas permitindo o intercâmbio de informações analógicas e digitais entre o simulador e equipamentos reais como, por exemplo, relés de proteção, RDP e equipamentos de monitoramento e controle. Desta forma, torna-se possível o comissionamento e avaliação destes dispositivos, sem que haja a necessidade de grandes laboratórios de alta tensão ou ensaios em campo. Vale ainda salientar que outra potencialidade do RTDSTM é referente à possibilidade de incorporação às simulações em tempo real de modelos de componentes do sistema elétrico ou de algoritmos de proteção e controle criados pelo próprio usuário, permitindo a interação destes com os modelos já existentes no RTDSTM. Esta funcionalidade é de grande relevância, pois permite avaliar a atuação de algoritmos de forma segura e simples.

E.2 SOFTWARES DO RTDSTM

O simulador RTDSTM consiste em um *hardware* de processamento paralelo cuja arquitetura é montada em unidades modulares denominadas usualmente de *racks*. Estes módulos possuem cartões de processamento e de comunicação, sendo capazes de simular sistemas elétricos em tempo real com um número limitado de barras e equipamentos. Esta capacidade é comumente definida como 54 nós por *rack*, de forma que, para a simulação de sistemas elétricos mais complexos, pode-se utilizar outros *racks* funcionando em conjunto. Assim, o sistema elétrico inteiro é dividido em subsistemas e cada um destes é rodado em um *rack* distinto. Na Figura E.1 são ilustrados alguns tipo de *racks* do RTDSTM já disponíveis no comércio.



Figura E.1. Racks do RTDSTM disponíveis no comércio.

Nesta tese, as simulações realizadas não envolveram as saídas analógicas do RTDSTM, de forma que todos os casos foram simulados no domínio digital por meio dos *softwares* disponíveis no simulador, dentre os quais se destacam o módulo *Draft*[®], o módulo *Tline*[®], o módulo *Runtime*[®] e o módulo *Component Builder* (*CBuilder*[®]). A seguir, apresenta-se uma breve descrição dos referidos módulos.

E.2.1 Módulo *Draft*[®]

O módulo *Draft*[®] serve como uma interface gráfica para implementação dos diagramas esquemáticos a serem simulados em tempo real, incluindo os modelos criados pelo próprio usuário. No lado direito da tela deste módulo são encontradas as bibliotecas que contêm os modelos dos componentes para implementação dos SEP bem como dos sistemas de controle, proteção e automação. Desta forma, cada modelo é disponibilizado em forma de ícone, bastando para o usuário selecioná-lo e posicioná-lo no campo para elaboração dos sistemas (lado esquerdo da tela do módulo), onde os elementos são inseridos de acordo com a configuração do SEP em estudo. Na Figura E.2 é apresentada a interface do módulo *Draft*[®].

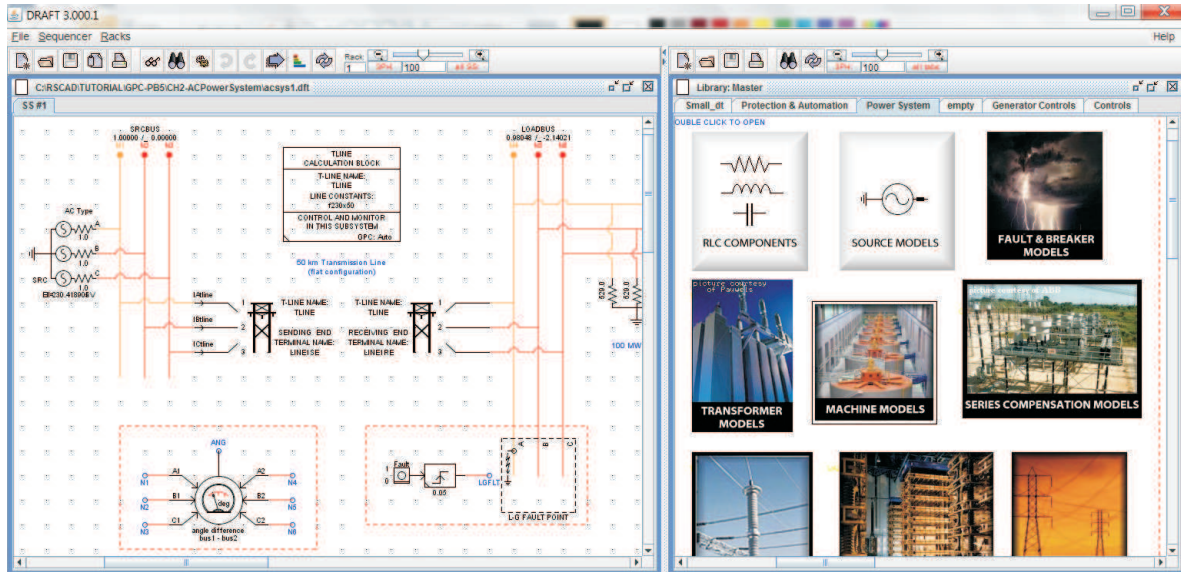


Figura E.2. Interface do módulo *Draft*[®].

E.2.2 Módulo *Tline*[®]

Neste módulo denominado de *Tline*[®] é possível modelar linhas operantes em corrente alterada ou contínua. Para tanto, os dados da LT são inseridos como entradas do módulo e, então, convertidos para um modelo compatível com o módulo *Draft*[®] utilizado na modelagem do SEP. No *Tline*[®], encontram-se disponíveis os modelos de Bergeron (parâmetros distribuídos e constantes na frequência), parâmetros variáveis na frequência e o π a parâmetros concentrados. Na Figura E.3 é ilustrada a interface do referido módulo.

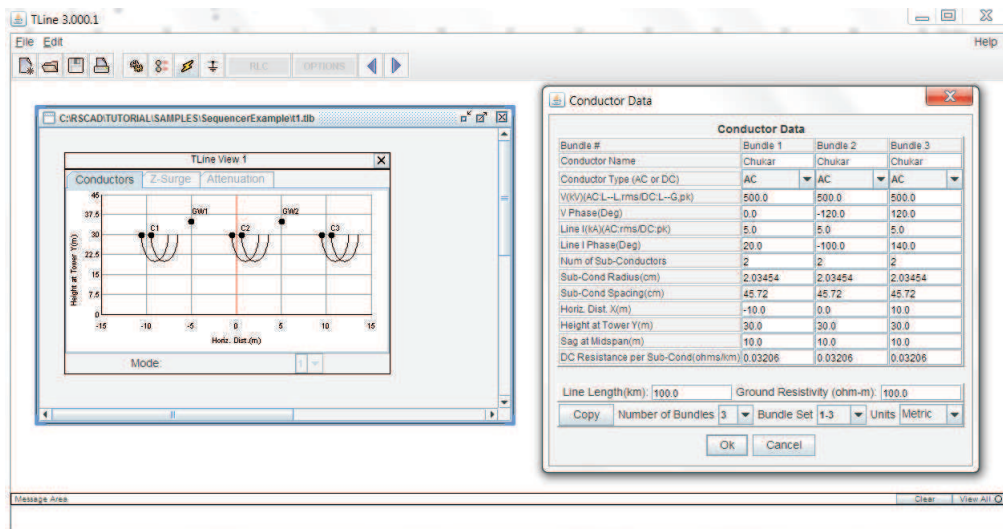


Figura E.3. Interface do módulo *Tline*[®].

E.2.3 Módulo *Runtime*[®]

Conforme evidenciado na Figura E.4, o módulo *Runtime*[®] permite que o usuário controle a simulação em tempo real realizada no RTDS[™]. Assim, uma vez que a compilação do sistema modelado no módulo *Draft*[®] seja finalizada sem erros, torna-se possível inicializar a simulação, na qual encontram-se inclusos os blocos funcionais elaborados pelo próprio usuário. Durante a simulação, o módulo *Runtime*[®] permite uma interação dinâmica com o sistema simulado através de botões de comando, onde faltas, fechamento de disjuntores e disparo de rotinas de proteção, por exemplo, podem ser aplicadas a qualquer momento em pontos pré-definidos do SEP em estudo.

Outra potencialidade do módulo *Runtime*[®] diz respeito ao monitoramento contínuo das grandezas do sistema elétrico simulado como tensão, corrente e potência. Adicionalmente, as variáveis de saída dos modelos construídos pelo próprio usuário também podem ser visualizados. Em todos estes casos os sinais são atualizados sempre que algum evento é detectado na simulação, permitindo a análise do comportamento transitório do SEP avaliado. Além disso, existem funções que permitem a simulação em massa, denominadas de *script*, através das quais torna-se possível simular automaticamente uma grande quantidade de simulações, conforme realizado nesta tese.

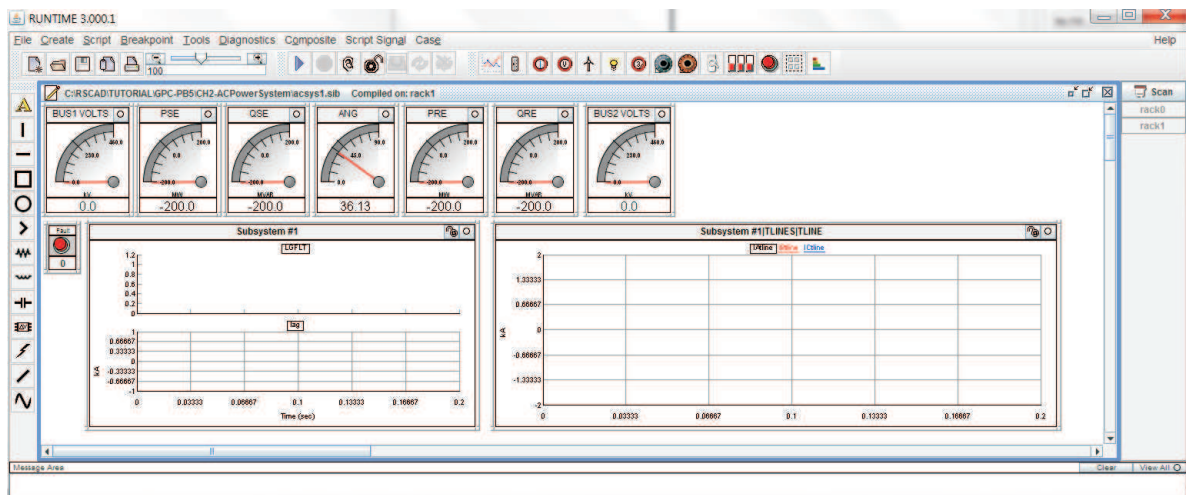


Figura E.4. Interface do módulo *Runtime*[®].

E.2.4 Módulo *Component Builder* (*CBuilder*[®])

O módulo *CBuilder*[®] (ver E.5) consiste em um ambiente de criação de novos componentes de controle e do sistema elétrico por meio da implementação de rotinas de programação na linguagem C. Desta forma, os componentes criados neste módulo podem ser incorporados às simulações em tempo real, interagindo com os componentes já existentes no RTDS[™].

Nesta tese, utilizou-se o módulo *CBuilder*[®] para implementar as funções do sistema localizador de faltas, permitindo a avaliação dos algoritmos de detecção e localização propostos como se estes estivessem incorporados em dispositivos localizadores reais.

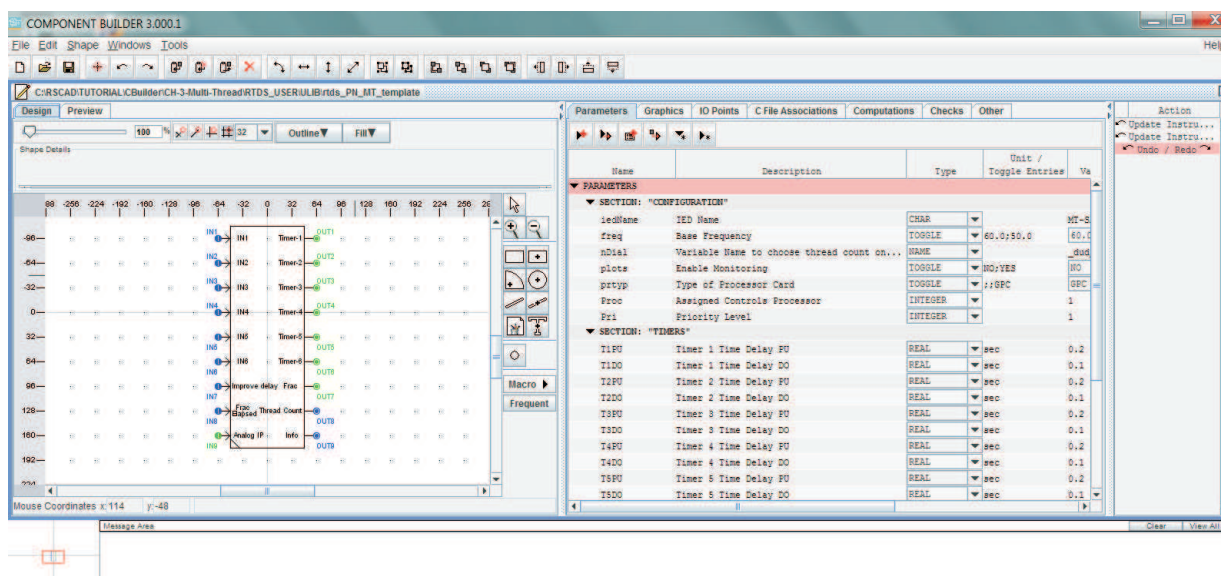
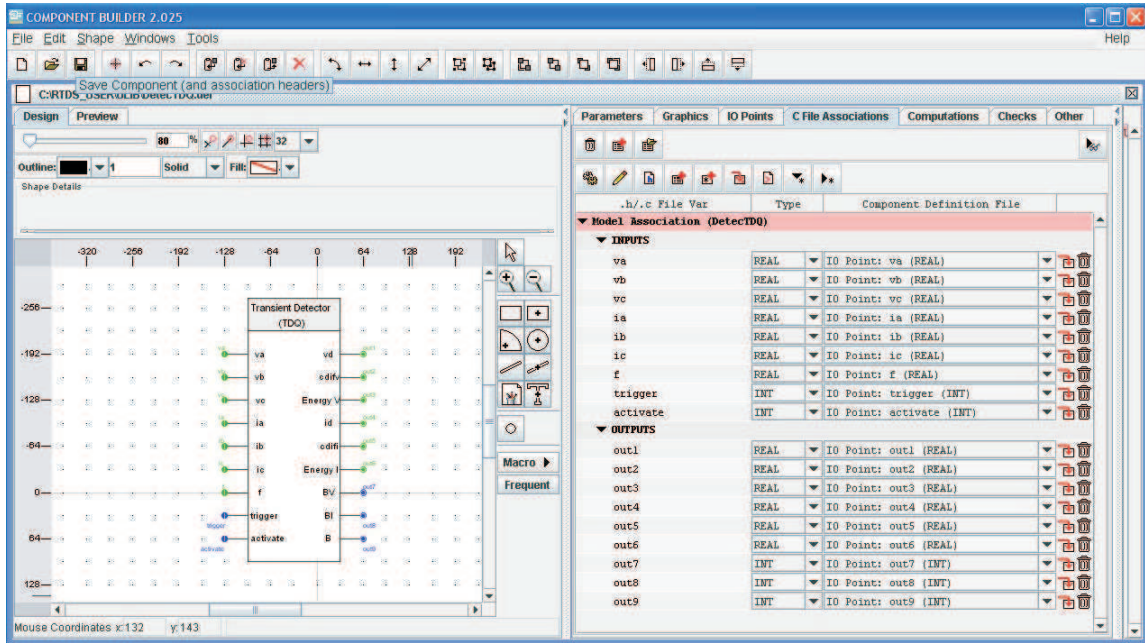


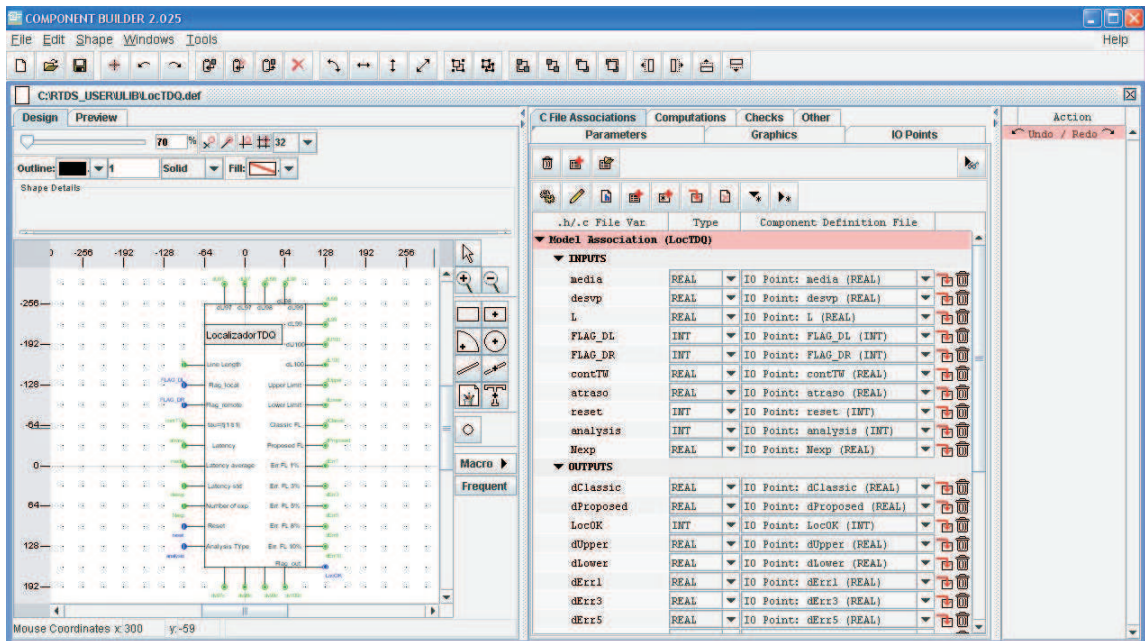
Figura E.5. Interface do módulo *CBuilder*[®].

E.3 IMPLEMENTAÇÕES REALIZADAS NO RTDS[™]

Nesta seção são apresentadas algumas das principais implementações realizadas no RTDS[™] que resultaram nos resultados apresentados nesta tese. Conforme mencionado no Capítulo 7, os blocos funcionais responsáveis pela detecção dos transitórios de falta e pela localização da falta foram desenvolvidos através do módulo *CBuilder*[®], cujas telas durante o desenvolvimento desses elementos são ilustradas na Figura E.6.



(a)



(b)

Figura E.6. Módulos do sistema localizador de faltas proposto implementados no módulo *CBUILDER*[®]: (a) Módulo detector de transitórios; (b) Módulo localizador de faltas.

Uma vez funcionando sem erros, os módulos detectores de transitórios e localizadores de faltas foram inseridos no módulo *Draft*[®], simulando o sistema localizador proposto responsável pelo monitoramento do SEP modelado. A interligação desses blocos funcionais é ilustrada na Figura E.7. Na figura, são também ilustrados os componentes auxiliares utilizados na estratégia para localização em tempo real, a exemplo das portas lógicas XOR e contadores dos módulos localizadores de faltas.

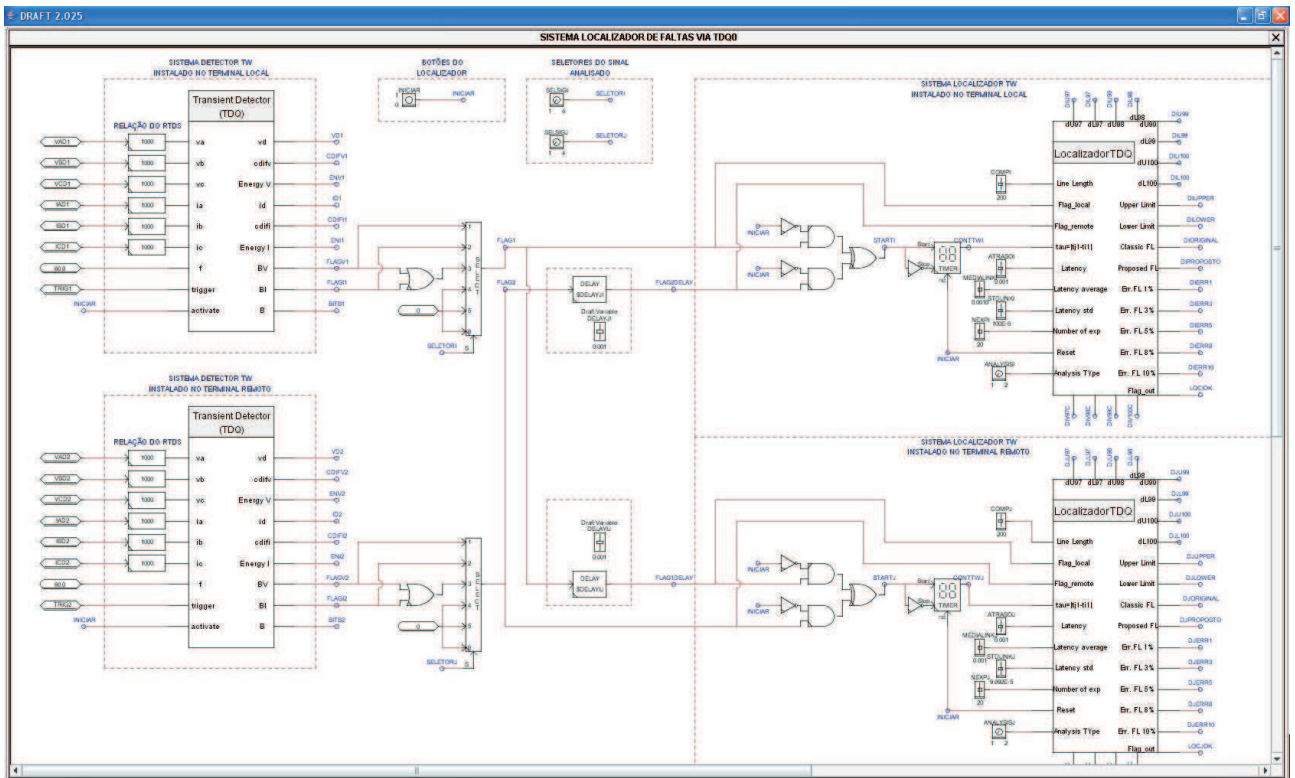


Figura E.7. Sistema localizador de faltas implementado no módulo *Draft*[®].

Adicionalmente, na Figura E.7, percebe-se a existência de alguns componentes de controle como os botões para inicializar o sistema localizador, para selecionar os sinais a serem monitorados (tensões, correntes ou tensões e correntes) e ainda, interligados aos módulos localizadores, os botões para selecionar o tipo de análise a ser realizada, o que se refere aos casos de atrasos na transmissão de dados com pequena ou alta variabilidade. Na prática, esses botões estariam acessíveis aos usuários do dispositivo, viabilizando a operação adequada do sistema localizador de faltas.

A partir da simulação do SEP em conjunto com o sistema localizador proposto, foi possível realizar as simulações de localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes por meio do módulo *Runtime*[®]. Desta forma, para monitorar todas as variáveis de interesse, foi utilizada uma série de medidores e elementos gráficos que possibilitaram analisar o desempenho do método proposto em cada simulação realizada. Na Figura E.8, ilustra-se a tela da interface do *Runtime*[®] durante uma simulação em tempo real de uma falta a uma distância de 40% do comprimento da linha em relação ao terminal de referência, considerando o mesmo sistema avaliado no Capítulo 7.

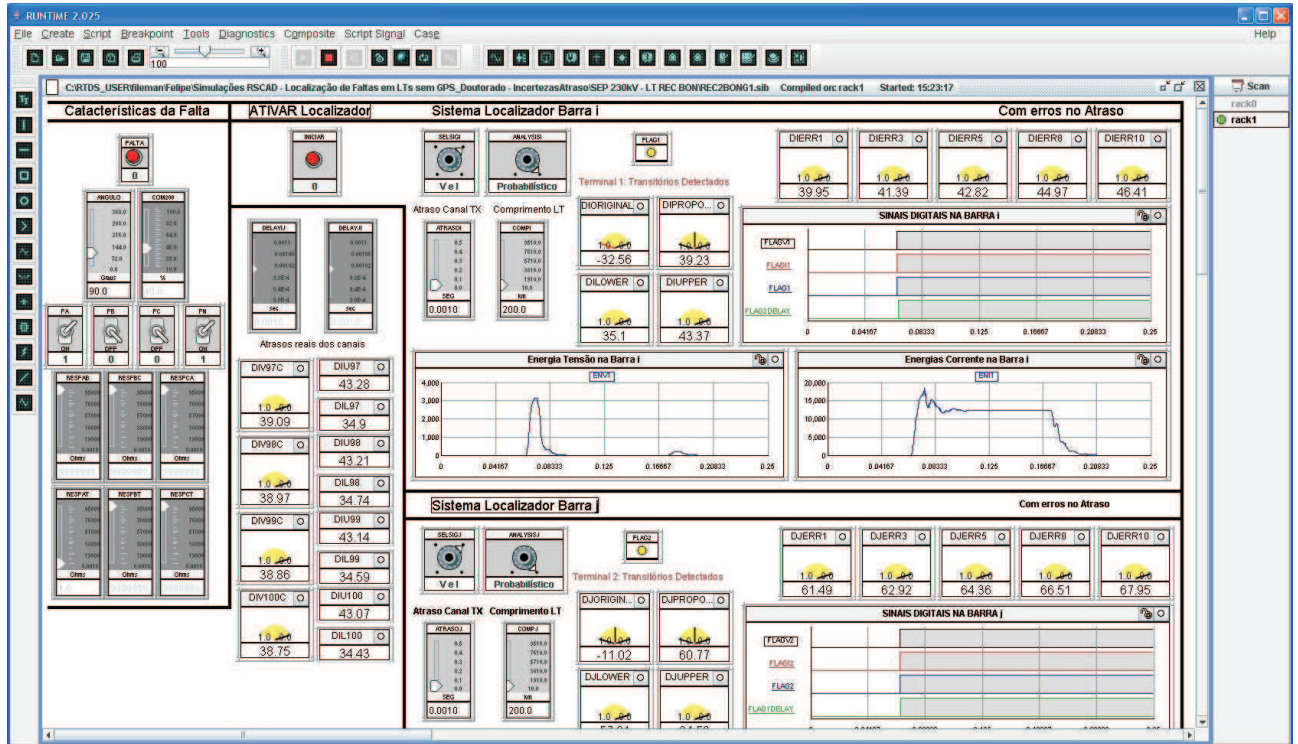


Figura E.8. Interface do *Runtime*[®].

Percebe-se que na mesma tela, são apresentados as localizações estimadas pelo método clássico e pelo método proposto considerando diferentes velocidades de propagação e de erros nos atrasos estimados da transmissão de dados. Além disso, são também apresentados na tela os limites do campo de busca estimado pelo método proposto, considerando que o atraso na transmissão de dados apresenta alta variabilidade.