

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

Tese de Doutorado

Aprimoramento de Soluções de Localização de Curtos-Circuitos em Linhas de Transmissão

Raphael Leite de Andrade Reis

Campina Grande - Paraíba - Brasil

© Raphael Leite de Andrade Reis, Agosto de 2019

Raphael Leite de Andrade Reis

Aprimoramento de Soluções de Localização de Curtos-Circuitos em Linhas de Transmissão

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor 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

Agosto de 2019

R375a Reis, Raphael Leite de Andrade.

Aprimoramento de soluções de localização de curtos-circuitos em linhas de transmissão / Raphael Leite de Andrade Reis. - Campina Grande, 2019.

173 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

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

Referências.

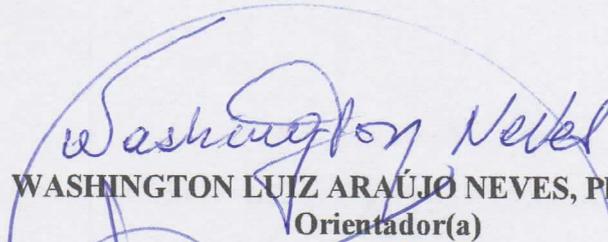
1. Linhas de Transmissão. 2. Localização de Curtos-circuitos. 3. Medições de um Terminal. 4. Ondas Viajantes. 5. Proteção de Sistemas Elétricos. 6. Transformadores para Instrumentos. I. Neves, Washington Luiz Araújo. II. Fernandes Júnior, Damásio. III. Título.

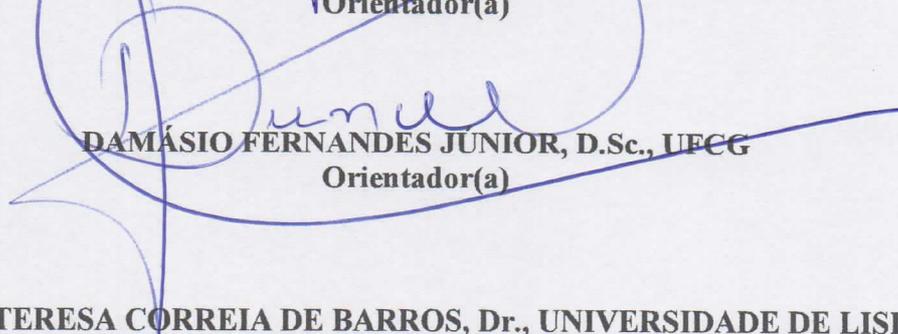
CDU 621.315(043)

**"APRIMORAMENTO DE SOLUÇÕES DE LOCALIZAÇÃO DE
CURTOS-CIRCUITOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO
"**

RAPHAEL LEITE DE ANDRADE REIS

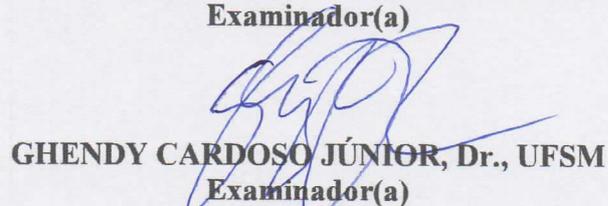
TESE APROVADA EM 07/08/2019

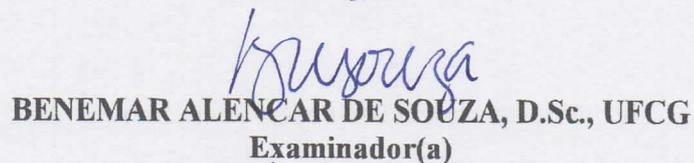

WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG
Orientador(a)

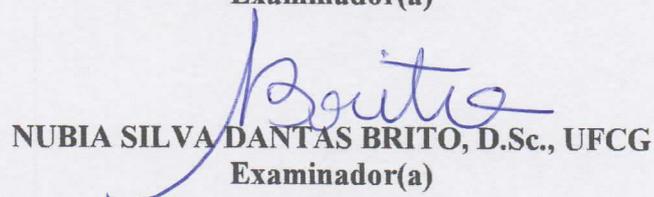

DAMÁSIO FERNANDES JUNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador(a)

MARIA TERESA CORREIA DE BARROS, Dr., UNIVERSIDADE DE LISBOA
Examinador(a)

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


GHENDY CARDOSO JÚNIOR, Dr., UFSM
Examinador(a)


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


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

CAMPINA GRANDE - PB

À minha mãe Terezinha, à minha esposa Érika e à memória da minha Tia Sônia, DEDICO.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelas bênçãos que me são atribuídas e por sempre estar presente em minha vida, dando-me forças para superar os obstáculos e concedendo-me a oportunidade de concretizar mais um sonho.

À minha esposa Érika pelo seu grande incentivo em todos os momentos que passamos juntos, além do companheirismo e carinho, sem os quais as dificuldades encontradas no decorrer desta pesquisa não seriam superadas.

Além de dedicar, agradeço à minha mãe Terezinha, por representar a minha base e ser meu exemplo de vida, por confiar e por me incentivar na busca dos meus objetivos.

À minha Tia Ivanê e ao meu Tio Marcelo por todo amor e apoio ao longo da vida, bem como aos meus familiares, os quais foram fundamentais em todas as etapas da minha trajetória.

Aos professores Washington Neves e Damásio Fernandes Júnior, não só pela orientação técnica, mas, principalmente, pela amizade e confiança em mim depositadas.

A Felipe Lopes pela amizade que surgiu das atividades de pesquisa, além das inúmeras vezes que dedicou seu tempo em esclarecimentos e sugestões para a realização desse trabalho.

Aos meus amigos Euler, Raphael, Igor, Estácio, Artur, Abinadabe e tantos outros que compartilharam comigo momentos especiais e, mesmo que indiretamente, contribuíram para a realização deste sonho.

Aos amigos Alex, Daphne, Jamile, Alana, Ericson, Huilman, Paulo e Caio pela amizade e inúmeras contribuições.

Aos meus colegas de trabalho da UACSA/UFRPE pela amizade e por todo apoio para a finalização desta pesquisa.

Aos funcionários da COPELE.

Raphael Leite de Andrade Reis

RESUMO

Um novo método para localização de curtos-circuitos no domínio do tempo utilizando dados de apenas um terminal monitorado da linha de transmissão (LT) é proposto nesta tese. O algoritmo faz uso dos coeficientes de tensão e corrente obtidos da transformada de Park para estimar o local do distúrbio. No caso de faltas aterradas, apenas ondas incidentes de corrente são utilizadas, enquanto que, para os demais casos, uma função de correlação é usada para determinar o tempo de atraso entre o primeiro surto refletido do terminal monitorado e o surto subsequente refletido no ponto de ocorrência do distúrbio. Este atraso é utilizado para estimar o local do curto-circuito. A avaliação do método é realizada por meio de simulações digitais. A validação é realizada por meio de comparações com os desempenhos de um relé numérico real que opera com funções no domínio do tempo, bem como de algoritmos de um e dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes reportados na literatura. Dos resultados obtidos, constata-se a eficiência do método em se localizar distúrbios em LT com dados de apenas um terminal, mesmo nos casos críticos em que altos valores de resistência e ângulo de incidência igual a 0° são considerados, conduzindo a falha de métodos usuais. Além disso, uma significativa economia de recursos será alcançada por não necessitar de canais de comunicação e seus dispositivos associados. Em outra vertente, contribuições nas análises de sensibilidade de cinco modelos digitais de transformadores de potencial capacitivos (TPC) para estudos de proteção são apresentadas, destacando as alterações nas respectivas respostas em frequência, inclusive nas de fase, as quais normalmente não são reportadas na literatura. Adicionalmente, um estudo original de análises estatísticas dos erros obtidos nos processos de localização de faltas é realizado, demonstrando que o conjunto total de erros pode ser aproximado por uma função com distribuição de probabilidade normal.

Palavras-chave: Linhas de transmissão; localização de curtos-circuitos; medições de um terminal; ondas viajantes; proteção de sistemas elétricos; transformadores para instrumentos.

ABSTRACT

A new single-ended traveling wave (TW)-based fault location method is proposed in this work. It uses the voltage and current signals obtained through the Park's transformation to estimate the fault distance. For ungrounded short-circuit cases, a correlation function is applied to compute the time delay between the fault-induced incident and reflected waves, whereas the incident direct (aerial)- and zero-mode current components are used for grounded disturbances. The proposed algorithm evaluations are performed through digital simulations. Its validation is carried out by comparisons with the performance of an actual numerical relay equipped with one-terminal TW-based fault location functions, and with the performance of one- and two-ended TW-based fault locators reported in the literature. From the obtained results, the efficiency in locating faults with single-ended measurements by the proposed technique is quite acceptable, even for zero-crossing fault inception angle scenarios and high fault resistances, which are usually reported as limiting factors for this kind of routines. Besides, a significant saving of economic resources are achieved since the use of the proposed algorithm does not require any communication means and their associated devices. In another strand, contributions on sensitivity analysis of five EMTP-based coupling capacitive voltage transformers (CCVT) digital models for protection studies are presented, in which their frequency response changing due to modeling errors or CCVT aging are shown, including the phase response, which is not often reported in the literature. Additionally, an original study of statistical analysis using the obtained fault location estimated errors is performed, attesting that the total error points can be approximated by a function with normal probability distribution.

Keywords: Fault location; instrument transformers; protective relaying; single-ended measurements; traveling wave-based fault locators; transmission lines.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xiv
Lista de Tabelas	xxi
Glossário	xxiii
Lista de Símbolos	xxvi
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Justificativa e Relevância da Tese	1
1.2 Motivação	3
1.3 Objetivos	4
1.4 Contribuições da Tese	5
1.5 Organização do Texto	7
Capítulo 2 – Fundamentação Teórica	9
2.1 Linhas de Transmissão	9
2.1.1 Modelo de LT a Parâmetros Concentrados	9
2.1.2 Modelo de LT a Parâmetros Distribuídos	11
2.1.2.1 Coeficientes de Reflexão e Refração de Ondas Viajantes	14
2.2 Localização de Curtos-Circuitos em Linhas de Transmissão	17

2.2.1	Localização de Curtos-Circuitos Baseadas em Componentes Fundamentais	18
2.2.1.1	Estimação de Fasores	18
2.2.1.2	Série de Fourier	20
2.2.2	Localização de Curtos-Circuitos Baseadas na Análise de Transitórios de Falta	20
2.3	Proteção de Distância	22
2.4	Dados de Entrada de Algoritmos de Proteção e Localização de Curtos-Circuitos	24
2.4.1	Transformadores para Instrumentos	25
2.4.2	Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	27
Capítulo 3 – Revisão Bibliográfica		30
3.1	Métodos Baseados em Componentes Fundamentais	31
3.2	Métodos Baseados em Transitórios de Curtos-Circuitos	35
3.2.1	Técnicas Baseadas em Componentes de Alta Frequência	36
3.2.2	Técnicas Baseadas na Teoria de Ondas Viajantes	37
3.2.2.1	Técnicas de Detecção de Distúrbios Baseadas em Ondas Viajantes	44
3.3	Modelos de TI e Impactos em Algoritmos de Proteção e Localização de Curtos-Circuitos	46
3.4	Síntese da Revisão Bibliográfica	48
Capítulo 4 – Erros na Medição de Sinais de Tensão e Corrente		53
4.1	Modelos de TPC Avaliados	53
4.2	Filtros <i>Anti-Aliasing</i> Avaliados	58
Capítulo 5 – Análise de Sensibilidade de Algoritmos de Proteção e Localização de Distúrbios		65
5.1	Formulação dos Algoritmos de Estimação de Fasores Avaliados	65

5.1.1	Transformada Discreta de Fourier de Ciclo Completo (FCDFT)	65
5.1.2	Transformada Discreta de Fourier de Meio Ciclo (HCDFT)	66
5.1.3	Algoritmo de Guo (GUO)	66
5.1.4	Avaliação de Desempenho dos Métodos de Estimação de Fasores	67
5.2	Impacto de TPC na Proteção de Distância	73
5.3	Medição de Harmônicos	76
5.4	Formulação dos Algoritmos de Localização de Curtos-Circuitos Avaliados	77
5.4.1	Método de Takagi (1T60Hz) (TAKAGI <i>et al.</i> , 1982)	78
5.4.2	Método de Dois Terminais (2T60Hz) (DAS <i>et al.</i> , 2014)	78
5.4.3	Método de Um Terminal Baseado na Teoria de Ondas Viajantes (1TOV) (CROSSLEY; MCLAREN, 1983)	80
5.4.4	Método de Dois Terminais Baseado na Teoria de Ondas Viajantes (2TOV) (GALE <i>et al.</i> , 1993)	82
5.4.4.1	Detecção de Distúrbios Utilizando a Transformada de Park (T_{0dq})	83
5.4.5	Avaliação do Desempenho dos Métodos	84
5.4.5.1	Influência de Imprecisões nos Parâmetros da LT	85
5.4.5.2	Influência da Resistência do Curto-Circuito	89
5.4.5.3	Influência do Ângulo de Incidência	90
5.4.5.4	Influência da Saturação do TC	92
5.4.5.5	Influência da Taxa de Amostragem para os Métodos Baseados na Teoria de Ondas Viajantes	94
5.4.5.6	Influência da Velocidade de Propagação das Ondas Viajantes para os Métodos Baseados no Domínio do Tempo	95
5.4.5.7	Influência do TPC e do SIR	96
5.4.5.8	Influência da Resposta Transitória de TI e Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	101
5.5	Síntese do Capítulo	110

6.1	Utilização da Transformada de Park para Cálculo dos Sinais de Entrada	114
6.2	Distinção entre Curtos-Circuitos Aterrados e Não Aterrados	116
6.3	Cálculo da Função de Correlação	121
6.3.1	Determinação do Filtro Passa-Altas	123
6.3.2	Fluxograma do Método Proposto	129
6.4	Síntese do Capítulo	130
Capítulo 7 – Avaliação do Método Proposto para Localização de Curtos-Circuitos com Dados de Um Terminal		132
7.1	Análises Comparativas com o Desempenho de um Relé Digital	133
7.2	Análises Comparativas com Técnicas de Um e Dois Terminais	136
7.3	Análises em um SEP com LT de Circuito Simples Atrás do Ponto de Medição .	138
7.4	Análises em SEP com Diferentes Níveis de Relação Sinal-Ruído	140
7.5	Análises em SEP com LT Modeladas a Parâmetros Distribuídos Variantes com a Frequência	141
7.6	Síntese do Capítulo	144
Capítulo 8 – Conclusões e Propostas para Trabalhos Futuros		146
Referências Bibliográficas		150
Apêndice A – Parâmetros Não Lineares dos TPC Avaliados		162
Apêndice B – Exemplo de Cálculo da Função de Correlação		164
Apêndice C – Formulação Matemática Utilizando a Transformada de Park		167
C.1	Estimação do Ângulo θ_v	167

C.2	Uso da Transformada de Park para Desacoplar as Grandezas do SEP	171
-----	---	-----

LISTA DE FIGURAS

2.1	Modelos de LT a parâmetros concentrado: (a) linha curta; (b) linha média. . . .	10
2.2	Modelo de LT a parâmetros distribuídos.	11
2.3	Ondas viajantes progressivas e regressivas.	14
2.4	Ondas viajantes de corrente incidente, refletida e refratada em um ponto de descontinuidade do SEP.	15
2.5	Processo de estimação fasorial de um sinal de corrente por meio de uma janela de dados móvel.	19
2.6	SEP com representação do diagrama de reflexões de ondas viajantes induzidas por um curto-circuito.	21
2.7	Diagrama $R - X$	23
2.8	Estrutura funcional básica dos dados de entrada de algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos.	25
2.9	Circuitos elétricos básicos de TI: (a) TPC; (b) TC.	26
2.10	Sinais secundários devido a um curto-circuito monofásico próximo ao ponto de medição de um SEP de 230 kV: (a) tensão; (b) corrente.	26
2.11	Sinais de corrente primária e secundária quando um TC opera em condições de saturação.	27
2.12	Exemplo de amostras do sinal S_1 digitalizado com $f_s = 960$ Hz.	28
2.13	Exemplo de amostras do sinal S_2 digitalizado com $f_s = 960$ Hz.	28
4.1	TPC 1: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Res- posta em frequência de fase ($^\circ$).	55

4.2	TPC 2: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).	55
4.3	TPC 3: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).	55
4.4	TPC 4: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).	56
4.5	TPC 5: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).	56
4.6	Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev para f_c igual a 380 Hz e 400 kHz: (a) amplitude; (b) fase.	59
4.7	Resposta em frequência do TPC 1 para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	60
4.8	Resposta em frequência do TPC 3 para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	60
4.9	Resposta em frequência do TC para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) corrente (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	61
4.10	Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev para f_c iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) amplitude; (b) fase.	63
4.11	Resposta em frequência do TPC 1 para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	63
4.12	Resposta em frequência do TPC 3 para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	63
4.13	Resposta em frequência do TC para frequências de corte dos filtros <i>anti-aliasing</i> iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) corrente (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).	64
5.1	Resposta em frequência do TPC 1 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.	67
5.2	Resposta em frequência do TPC 2 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.	68

5.3	Resposta em frequência do TPC 3 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.	68
5.4	Resposta em frequência do TPC 4 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.	68
5.5	Resposta em frequência do TPC 5 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.	69
5.6	SEP utilizado na avaliação de desempenho dos métodos de estimação fasorial. . .	69
5.7	Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando FCDFE.	70
5.8	Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando HCDFT.	71
5.9	Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando GUO.	71
5.10	Fasores estimados considerando o TC operando com e sem saturação.	72
5.11	Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para $SIR = 0,1$	75
5.12	Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para $SIR = 1$	75
5.13	Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para $SIR = 10$	76
5.14	Medições de harmônicos considerando os sinais obtidos do: (a) TPC 1; (b) TPC 2; (c) TPC 3; (d) TPC 4; (e) TPC 5.	77
5.15	SEP utilizado para descrição dos métodos de localização de curtos-circuitos. . .	78
5.16	Sinais S_{prog} e $-S_{reg}$ para um defeito bifásico aplicado a 10 km do terminal monitorado.	80
5.17	Influência de imprecisões nos parâmetros de sequência positiva da LT: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	86
5.18	Influência de imprecisões nos parâmetros de sequência zero da LT para um curto-circuito monofásico: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	87

5.19	Influência da resistência do curto-circuito sobre os métodos avaliados: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	89
5.20	Incidência de transitórios para curtos-circuitos iniciados: (a) na passagem da tensão por zero; (b) no instante em que a tensão está no pico.	90
5.21	Influência do ângulo de incidência sobre os métodos avaliados: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	91
5.22	Influência da saturação do TC sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	93
5.23	Efeitos da saturação do TC nas medições de corrente.	93
5.24	Efeitos da saturação do TC em S_{prog}	94
5.25	Influência da taxa de amostragem sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados: (a) 1TOV; (b) 2TOV.	95
5.26	Influência da velocidade de propagação de ondas viajantes sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados: (a) 1TOV; (b) 2TOV.	96
5.27	Influência do TPC 1 sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.	97
5.28	Efeitos da resposta transitória do TPC em S_{prog}	98
5.29	Fasores estimados com um TPC ideal e com o TPC 1.	98
5.30	Estimação do local do distúrbio para o SIR igual a 1 e 10, considerando as tensões de entrada de 1T60Hz obtidas de um TPC ideal e dos seguintes dispositivos: (a) TPC 1; (b) TPC 2; (c) TPC 3; (d) TPC 4; (e) TPC 5.	100
5.31	SEP de 230 kV utilizado nas simulações acerca da resposta dinâmica dos TI e filtros <i>anti-aliasing</i>	101
5.32	Histograma dos erros obtidos para os métodos: (a) 2T60Hz considerando $f_c = 380$ Hz; (b) 2TOV considerando $f_s = 1$ MHz.	103
5.33	Histograma dos erros obtidos para os métodos: (a) 2T60Hz considerando $f_c = 180$ Hz; (b) 2TOV considerando $f_s = 50$ kHz.	103

5.34	<i>Boxplots</i> representando os erros percentuais obtidos com 2T60Hz e $f_c = 380$ Hz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.	105
5.35	<i>Boxplots</i> representando os erros percentuais obtidos com 2T60Hz e $f_c = 180$ Hz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.	106
5.36	<i>Boxplots</i> representando os erros percentuais obtidos com 2TOV para $f_s = 1$ MHz e $f_c = 400$ kHz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.	107
5.37	<i>Boxplots</i> representando os erros percentuais obtidos com 2TOV para $f_s = 50$ kHz e $f_c = 9$ kHz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.	108
6.1	Eixos referenciais que giram na frequência angular obtidos da transformada de Park.	115
6.2	Diagramas de Bewley dos sinais de corrente para os curtos-circuitos aplicados na metade da LT: (a) AT; (b) BC; (c) ABC.	118
6.3	Componentes I_0 e I_d da corrente para curtos-circuitos: (a) AT; (b) BC.	119
6.4	Sinais de corrente de eixo direto e de modo terra para curtos-circuitos do tipo AT aplicados a: (a) 1 km da Barra Local; (b) 99 km da Barra Local.	120
6.5	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado com ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha e resistência de 200Ω : (a) S_{prog} ; (b) φ'	123
6.6	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 1$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ'	124
6.7	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 2$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ'	124

6.8	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 3$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ'	125
6.9	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 3,6$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ'	125
6.10	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 1 km do terminal monitorado do SEP descrito no capítulo 7, cujos sinais e ângulos de incidência são apresentados conforme: (a) V_d para 0° ; (b) V_d para 90° ; (c) I_d para 0° ; (d) I_d para 90° ; (e) S_{prog} para 0° ; (f) S_{prog} para 90° ; (g) $-S_{reg}$ para 0° ; (h) $-S_{reg}$ para 90° ; (i) φ' para 0° ; (j) φ' para 90°	126
6.11	Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado do SEP descrito no capítulo 7, cujos sinais e ângulos de incidência são apresentados conforme: (a) V_d para 0° ; (b) V_d para 90° ; (c) I_d para 0° ; (d) I_d para 90° ; (e) S_{prog} para 0° ; (f) S_{prog} para 90° ; (g) $-S_{reg}$ para 0° ; (h) $-S_{reg}$ para 90° ; (i) φ' para 0° ; e (j) φ' para 90°	127
6.12	Fluxograma do método proposto para localização de curtos-circuitos com dados de um terminal.	129
7.1	SEP de 230 kV utilizado para avaliação do método proposto.	133
7.2	<i>Boxplots</i> representando os erros absolutos percentuais obtidos com 1TOV, método proposto e 2TOV.	137
7.3	SEP de 230 kV com LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.	138
7.4	SEP de 230 kV com LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.	139
7.5	<i>Boxplots</i> representando os erros absolutos percentuais obtidos com o método proposto para um SEP com uma LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.	139
7.6	Estrutura da torre proveniente de uma LT real do SIN.	142
B.1	Sinais utilizados para cálculo da função de correlação: (a) y_1 ; (b) y_2	164

-
- B.2 Processo de cálculo da função de correlação entre os sinais y_1 e y_2 : (a) $\tau = 0$;
(b) $\tau = 1$; (c) $\tau = 2$; (d) $\tau = 3$; (e) $\tau = 4$; (f) $\tau = 5$; (g) $\tau = 6$; (h) φ 165

LISTA DE TABELAS

1.1	Artigo publicado em periódico.	6
1.2	Artigo aceito para publicação em periódico.	6
1.3	Artigos publicados em conferências nacionais.	6
1.4	Artigos publicados em conferências internacionais.	7
2.1	Sinais de entrada \hat{V} e \hat{I} para as unidades do relé de distância.	24
3.1	Síntese da revisão bibliográfica sobre localização de curtos-circuitos em LT baseadas em componentes fundamentais.	50
3.2	Síntese da revisão bibliográfica sobre localização de curtos-circuitos em LT baseadas nos transitórios induzidos por faltas.	51
3.3	Síntese da revisão bibliográfica sobre impacto de TI em algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos.	52
5.1	Parâmetros da LT.	70
5.2	Parâmetros dos circuitos equivalentes Thévenin.	70
5.3	Variáveis Utilizadas para Simulação dos Curtos-Circuitos.	102
5.4	Influência dos TI e filtros <i>anti-aliasing</i> com $f_c = 380$ Hz sobre 2T60Hz.	104
5.5	Influência dos TI e filtros <i>anti-aliasing</i> com $f_c = 180$ Hz sobre 2T60Hz.	105
5.6	Influência dos TI e filtros <i>anti-aliasing</i> sobre 2TOV com $f_s = 1$ MHz e $f_c = 400$ kHz.	107
5.7	Influência dos TI e filtros <i>anti-aliasing</i> sobre 2TOV com $f_s = 50$ kHz e $f_c = 9$ kHz.	108

5.8	Algoritmos de estimação fasorial, dentre os avaliados, mais afetados por componentes harmônicas, sub-harmônicas, inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial.	113
5.9	TPC que ocasionaram a função de distância mho auto-polarizada ao sobrealcance para faltas situadas próximas ao limite de primeira zona em função do SIR. . . .	113
5.10	Algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados mais afetados pelas imprecisões do sistema elétrico e dos parâmetros de falta considerados.	113
7.1	Resultados obtidos pelos relé digital com dados de um terminal e método proposto.	135
7.2	Variáveis utilizadas para as simulações de curto-circuito realizadas no ATP. . . .	137
7.3	Resultados obtidos pela técnica proposta para diferentes níveis de relação sinal-ruído.	141
7.4	Resultados obtidos pela técnica proposta para os SEP com LT modeladas a parâmetros distribuídos constantes e variantes na frequência.	143
A.1	Característica não linear dos CSF referentes aos TPC 1 e 3.	162
A.2	Característica não linear do pararraios de carboneto de silício do TPC 2.	162
A.3	Característica não linear do transformador intermediário.	163
A.4	Relação de transformação do TP intermediário.	163

GLOSSÁRIO

AE	-	Análise Espectral.
AF	-	Componentes de Alta Frequência.
ANEEL	-	Agência Nacional de Energia Elétrica.
AB	-	Curto-circuito envolvendo as fases A e B.
ABC	-	Curto-circuito envolvendo as fases A, B e C.
ABT	-	Curto-circuito envolvendo as fases A, B e a terra.
AT	-	Curto-circuito envolvendo a fase A e a terra.
ATP	-	<i>Alternative Transients Program.</i>
A/D	-	Conversor analógico/digital.
BC	-	Curto-circuito envolvendo as fases B e C.
BCT	-	Curto-circuito envolvendo as fases B, C e a terra.
BT	-	Curto-circuito envolvendo a fase B e a terra.
CA	-	Curto-circuito envolvendo a fase C e A.
CAT	-	Curto-circuito envolvendo as fases C, A e a terra.
CC	-	Componente de Corrente Contínua.
CF	-	Componentes Fundamentais.
CM	-	Classificação do Método.
COR	-	Função de correlação.
CSF	-	Circuito Supressor de Ferorressonância.
CT	-	Curto-circuito envolvendo a fase C e a terra.

DTT	- Detecção do Transitório.
EF	- Estimação de fasores.
EMTP	- <i>Electromagnetic Transients Program.</i>
FFT	- <i>Fast Fourier Transform.</i>
FCDFDFT	- <i>Full Cycle Discrete Fourier Transform.</i>
GPS	- <i>Global Positioning System.</i>
GSE	- Grupo de Sistemas Elétricos.
GUO	- Algoritmo de GUO.
HCDFDFT	- <i>Half Cycle Discrete Fourier Transform.</i>
IMP+OV	- Combinação de Métodos de 60 Hz e OV.
LCC	- Localização de curtos-circuitos.
LT	- Linha de Transmissão.
MH	- Monitoramento de harmônicos.
MO	- Componente Modal.
MRS	- Método da Reatância Simples.
NTM	- Número de Terminais Monitorados.
ONS	- Operador Nacional do Sistema Elétrico.
OV	- Ondas Viajantes.
PC	- Parâmetros Concentrados.
PD	- Parâmetros Distribuídos.
P21	- Proteção de distância.
PI	- Processo Iterativo.
PU	- Procedimento Utilizado.
RF	- Resposta em Frequência.

SEP	-	Sistema Elétrico de Potência.
SIN	-	Sistema Interligado Nacional.
SIR	-	<i>System Impedance Ratio</i> .
STC	-	Saturação do TC.
TC	-	Transformador de Corrente.
TDF	-	Transformada Discreta de Fourier.
TI	-	Transformador para Instrumento.
TP	-	Transformador de Potencial.
TPC	-	Transformador de Potencial Capacitivo.
TW	-	Transformada <i>Wavelet</i> .
TWC	-	Transformada <i>Wavelet</i> Contínua.
TWD	-	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta.
TWDR	-	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta Redundante.
UFCG	-	Universidade Federal de Campina Grande.
1T60Hz	-	Método de Localização de Curtos-Circuitos de Um Terminal Baseado em Componentes Fundamentais.
2T60Hz	-	Método de Localização de Curtos-Circuitos de Dois Terminais Baseado em Componentes Fundamentais.
1TOV	-	Método de Localização de Curtos-Circuitos de Um Terminal Baseado na Teoria de Ondas Viajantes.
2TOV	-	Método de Localização de Curtos-Circuitos de Dois Terminais Baseado na Teoria de Ondas Viajantes.

LISTA DE SÍMBOLOS

R	- Resistência por unidade de comprimento da linha de transmissão.
R_L	- Resistência total da linha de transmissão.
R_0	- Resistência de sequência zero.
R_1	- Resistência de sequência positiva.
R_F	- Resistência de curto-circuito.
X_0	- Reatância de sequência zero.
X_1	- Reatância de sequência positiva.
C	- Capacitância por unidade de comprimento da linha de transmissão.
C_C	- Capacitância Parasita do Reator de Compensação.
C_P	- Capacitância Parasita do Primário.
C_1 e C_2	- Capacitâncias da coluna capacitiva de um transformador de potencial capacitivo.
C_{11}	- Capacitância de sequência positiva da linha de transmissão.
N	- Relação de Transformação do Transformador de Potencial.
L	- Indutância por unidade de comprimento da linha de transmissão.
L_{11}	- Indutância de sequência positiva da linha de transmissão.
R_b e R_0	- Carga do Transformador de Potencial Capacitivo.
R_f e L_f	- Componentes do Circuito Supressor de Ferorressonância.
g	- Condutância por unidade de comprimento da linha de transmissão.
X_L	- Reatância total da linha de transmissão.

Z_L	- Impedância total da linha de transmissão.
Y_L	- Admitância <i>shunt</i> total da linha de transmissão.
ω	- Frequência angular.
I_S	- Corrente no terminal S.
I_R	- Corrente no terminal R.
V_S	- Tensão no terminal S.
V_R	- Tensão no terminal R.
ℓ	- Comprimento da linha de transmissão.
Δx	- Comprimento de uma seção da linha de transmissão.
$v(x)$	- Tensão em um determinado ponto x do sistema.
$V(x, s)$	- Transformada de Laplace da tensão em um determinado ponto x do sistema.
$V^+(0, s)$ e $V^-(0, s)$	- Condições de contorno que representam o sinal de tensão no ponto na origem do sistema em análise ($x = 0$).
$i(x)$	- Corrente em um determinado ponto x do sistema.
$I(x, s)$	- Transformada de Laplace da corrente em um determinado ponto x do sistema.
$I^+(0, s)$ e $I^-(0, s)$	- Condições de contorno que representam o sinal de corrente no ponto na origem do sistema em análise ($x = 0$).
$v(x + \Delta x)$	- Tensão na posição $x + \Delta x$ do sistema.
$i(x + \Delta x)$	- Corrente na posição $x + \Delta x$ do sistema.
v	- Velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas.
v_0	- Velocidade de propagação das ondas viajantes do modo terra.
v_c	- Velocidade da luz.
f_1	- Ondas de tensão e corrente que se propagam no sentido positivo de x .
f_2	- Ondas de tensão e corrente que se propagam no sentido negativo de x .
S_{prog}	- Ondas viajantes progressivas, isto é, surtos que trafegam na direção da

	fonte para o local do distúrbio.
S_{reg}	- Ondas viajantes regressivas, isto é, surtos que trafegam no sentido do local do distúrbio para a fonte.
$S_{template}$	- Seção armazenada de referência para ondas viajantes progressivas.
S_a	- Sinal de tensão ou corrente da fase A.
S_b	- Sinal de tensão ou corrente da fase B.
S_c	- Sinal de tensão ou corrente da fase C.
S_0	- Sinal de tensão ou corrente de sequência zero.
S_d	- Sinal de tensão ou corrente de eixo direto.
S_q	- Sinal de tensão ou corrente de eixo em quadratura.
\bar{S}	- Valor médio de um sinal S .
Δt	- Passo de amostragem.
t	- Variável que representa o tempo.
T	- Período de um sinal.
$y(t)$	- Sinal periódico contínuo.
y_1 e y_2	- Sinais utilizados para ilustrar um exemplo de cálculo da função de correlação.
f	- Frequência fundamental de operação do sistema elétrico (60 Hz).
f_s	- Frequência de amostragem.
f_c	- Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i> .
f_{S_1}	- Frequência de um sinal S_1 .
f_{S_2}	- Frequência de um sinal S_2 .
a_n	- Componente real de um fasor, que também é referida por Y_{real} .
b_n	- Componente imaginária de um fasor, que também é referida por Y_{imag} .
Y_{real}	- Componente real de um fasor.

Y_{imag}	-	Componente imaginária de um fasor.
A_n	-	Módulo de um fasor.
φ	-	Função de correlação.
φ_n	-	Ângulo de fase de um fasor.
S_L	-	Circuito equivalente Thévenin do terminal local.
S_R	-	Circuito equivalente Thévenin do terminal remoto.
\hat{V}_{F2}	-	Fasor de tensão de sequência negativa no ponto do curto-circuito.
\hat{V}_{L1}	-	Fasor de tensão de sequência positiva na barra local.
\hat{V}_{L2}	-	Fasor de tensão de sequência negativa na barra local.
\hat{V}_{R1}	-	Fasor de tensão de sequência positiva na barra remota.
\hat{V}_{R2}	-	Fasor de tensão de sequência negativa na barra remota.
\hat{V}_{thL}	-	Tensão da fonte de um circuito equivalente Thévenin instalado no terminal local.
\hat{V}_{thR}	-	Tensão da fonte de um circuito equivalente Thévenin instalado no terminal remoto.
Z_{thL}	-	Impedância de um circuito equivalente Thévenin instalado no terminal local.
Z_{thR}	-	Impedância de um circuito equivalente Thévenin instalado no terminal remoto.
Z_T	-	Impedância de surto de um ponto de descontinuidade do SEP.
Z_s	-	Impedância de surto da LT.
Z_p	-	Impedância própria de uma fase do sistema elétrico.
Z_m	-	Impedância mútua entre fases do sistema elétrico.
v_i	-	Onda viajante de tensão incidente no ponto de descontinuidade.
v_R	-	Onda viajante de tensão refletida no ponto de descontinuidade.
v_T	-	Onda viajante de tensão refratada, ou transmitida, no ponto de descontinuidade.

i_i	- Onda viajante de corrente incidente no ponto de descontinuidade.
i_R	- Onda viajante de corrente refletida no ponto de descontinuidade.
i_T	- Onda viajante de corrente refratada, ou transmitida, no ponto de descontinuidade.
Γ_i	- Coeficiente de reflexão da corrente.
T_i	- Coeficiente de transmissão da corrente.
Γ_v	- Coeficiente de reflexão da tensão.
T_v	- Coeficiente de transmissão da tensão.
t_{11}	- Instante de detecção da onda viajante incidente no terminal local.
t_{12}	- Instante de detecção da onda viajante refletida do ponto do defeito no terminal local.
t_{21}	- Instante de detecção da onda viajante incidente no terminal remoto.
F	- Ponto de aplicação do curto-circuito.
$Z_{aparente}$	- Impedância medida pelo relé.
Z_{L0}	- Impedância de sequência zero da linha de transmissão.
Z_{L1}	- Impedância de sequência positiva da linha de transmissão.
Z_{L2}	- Impedância de sequência negativa da linha de transmissão.
Z_A	- Impedância de alcance do relé.
Z_F	- Impedância de curto-circuito.
R_F	- Resistência de curto-circuito.
Z_{pri}	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida de um TPC ideal.
$Z_{TPC\ 1}$	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida do transformador de potencial capacitivo 1.
$Z_{TPC\ 2}$	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida do transformador de potencial capacitivo 2.
$Z_{TPC\ 3}$	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida do

	transformador de potencial capacitivo 3.
$Z_{\text{TPC } 4}$	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida do transformador de potencial capacitivo 4.
$Z_{\text{TPC } 5}$	- Impedância de referência estimada por meio da tensão obtida do transformador de potencial capacitivo 5.
ε_{ω}	- Energia dos coeficientes <i>wavelet</i> .
$\mu_{\varepsilon_{\omega}}$	- Média da energia dos coeficientes <i>wavelet</i> .
$\sigma_{\varepsilon_{\omega}}$	- Desvio padrão da energia dos coeficientes <i>wavelet</i> .
\hat{V}	- Fasor de tensão medido pelo relé digital.
\hat{I}	- Fasor de corrente medido pelo relé digital.
\hat{V}_{pol}	- Grandeza de polarização utilizada na proteção de distância para aplicação em comparadores de fase.
\hat{V}_{op}	- Grandeza de operação utilizada na proteção de distância para aplicação em comparadores de fase.
\hat{V}_L	- Fasor da tensão estimado na barra local.
\hat{I}_L	- Fasor da corrente estimado na barra local.
\hat{V}_R	- Fasor da tensão estimado na barra remota.
\hat{I}_R	- Fasor da corrente estimado na barra remota.
$\Delta \hat{I}$	- Elemento incremental de fasores de corrente.
\hat{I}_{L1}	- Fasor de corrente de sequência positiva na barra local.
\hat{I}_{L2}	- Fasor de corrente de sequência negativa na barra local.
\hat{I}_{R1}	- Fasor de corrente de sequência positiva na barra remota.
\hat{I}_{R2}	- Fasor de corrente de sequência negativa na barra remota.
h	- Porcentagem da linha de transmissão a ser protegida.
θ	- Ângulo de fase do sinal S_d .
θ_v	- Ângulo de fase do sinal S_a .

θ_f	- Ângulo de incidência do curto-circuito.
θ_{L1}	- Ângulo da impedância de sequência positiva da linha de transmissão.
τ	- Tempo de atraso entre uma onda viajante incidente e a onda refletida correspondente do ponto de curto-circuito.
τ_{21}	- Ângulo de torque da função de distância mho.
\hat{V}_a	- Fasor de tensão da fase A.
\hat{V}_b	- Fasor de tensão da fase B.
\hat{V}_c	- Fasor de tensão da fase C.
\hat{V}_{ab}	- Fasor de tensão das fases A e B.
\hat{V}_{bc}	- Fasor de tensão das fases B e C.
\hat{V}_{ca}	- Fasor de tensão das fases C e A.
\hat{I}_a	- Fasor de corrente da fase A.
\hat{I}_b	- Fasor de corrente da fase B.
\hat{I}_c	- Fasor de corrente da fase C.
\hat{I}_{ab}	- Fasor de corrente das fases A e B.
\hat{I}_{bc}	- Fasor de corrente das fases B e C.
\hat{I}_{ca}	- Fasor de corrente das fases C e A.
\hat{I}_0	- Fasor de corrente de sequência zero.
k_0	- Fator de compensação de sequência zero.
V_{pri}	- Tensão do primário.
$V_{TPC 1}$	- Tensão proveniente do transformador de potencial capacitivo 1.
$V_{TPC 2}$	- Tensão proveniente do transformador de potencial capacitivo 2.
$V_{TPC 3}$	- Tensão proveniente do transformador de potencial capacitivo 3.
$V_{TPC 4}$	- Tensão proveniente do transformador de potencial capacitivo 4.

$V_{\text{TPC } 5}$	- Tensão proveniente do transformador de potencial capacitivo 5.
$\hat{V}_{\text{TPC } 1}$	- Fasor da tensão estimada com o sinal proveniente do transformador de potencial capacitivo 1.
$\hat{V}_{\text{TPC } 2}$	- Fasor da tensão estimada com o sinal proveniente do transformador de potencial capacitivo 2.
$\hat{V}_{\text{TPC } 3}$	- Fasor da tensão estimada com o sinal proveniente do transformador de potencial capacitivo 3.
$\hat{V}_{\text{TPC } 4}$	- Fasor da tensão estimada com o sinal proveniente do transformador de potencial capacitivo 4.
$\hat{V}_{\text{TPC } 5}$	- Fasor da tensão estimada com o sinal proveniente do transformador de potencial capacitivo 5.
V_s	- Tensão do secundário.
\hat{V}_s	- Fasor da tensão secundária do transformador de potencial capacitivo.
$\hat{V}_{s+\text{FCDF}}T$	- Fasor da tensão secundária do transformador de potencial capacitivo obtido com o algoritmo <i>Full Cycle Discrete Fourier Transform</i> .
$\hat{V}_{s+\text{GUO}}$	- Fasor da tensão secundária do transformador de potencial capacitivo obtido com o algoritmo de GUO.
$\hat{V}_{s+\text{HCDF}}T$	- Fasor da tensão secundária do transformador de potencial capacitivo obtido com o algoritmo <i>Half Cycle Discrete Fourier Transform</i> .
I_{pri}	- Corrente do primário.
I_s	- Corrente do secundário.
V_{sf}	- Tensão do secundário filtrada pelo filtro <i>anti-aliasing</i> .
I_{sf}	- Corrente do secundário filtrada pelo filtro <i>anti-aliasing</i> .
$V_{sf}(k)$	- Amostras de tensão secundária filtradas e digitalizadas por conversores analógico/digital.
$I_{sf}(k)$	- Amostras de corrente secundária filtradas e digitalizadas por conversores analógico/digital.
$V_{sfd}(k)$	- Amostras de tensão obtidas de filtros digitais.
$I_{sfd}(k)$	- Amostras de corrente obtidas de filtros digitais.

S_1	- Sinal senoidal com frequência de 120 Hz.
S_2	- Sinal senoidal com frequência de 840 Hz.
S_1 amost	- Amostras do sinal S_1 .
S_2 amost	- Amostras do sinal S_2 .
K	- Sinal de tensão ou corrente.
V	- Sinal de tensão.
I	- Sinal de corrente.
K_{pri}	- Sinal primário.
K_{s}	- Sinal secundário.
$K_{\text{s 400kB2}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de segunda ordem para $f_c = 400$ kHz.
$K_{\text{s 400kB3}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de terceira ordem para $f_c = 400$ kHz.
$K_{\text{s 400kC3}}$	- Sinal secundário com filtro Chebyshev de terceira ordem para $f_c = 400$ kHz.
$K_{\text{s 380B2}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de segunda ordem para $f_c = 380$ Hz.
$K_{\text{s 380B3}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de terceira ordem para $f_c = 380$ Hz.
$K_{\text{s 380C3}}$	- Sinal secundário com filtro Chebyshev de terceira ordem para $f_c = 380$ Hz.
$K_{\text{s 9kB2}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de segunda ordem para $f_c = 9$ kHz.
$K_{\text{s 9kB3}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de terceira ordem para $f_c = 9$ kHz.
$K_{\text{s 9kC3}}$	- Sinal secundário com filtro Chebyshev de terceira ordem para $f_c = 9$ kHz.
$K_{\text{s 180B2}}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de segunda ordem para $f_c = 180$ Hz.

$K_{s\ 180B3}$	- Sinal secundário com filtro Butterworth de terceira ordem para $f_c = 180$ Hz.
$K_{s\ 180C3}$	- Sinal secundário com filtro Chebyshev de terceira ordem para $f_c = 180$ Hz.
N	- Número de amostras por ciclo.
M	- Número de amostras contidos em uma janela de dados.
k	- k -ésima janela de dados.
m	- m -ésima amostra.
d	- Distância de aplicação do curto-circuito em relação ao terminal monitorado.
d_1	- Distância da fonte ao terminal monitorado.
\tilde{d}	- Local estimado do curto-circuito.
d_{pu}	- Distância do curto-circuito em por unidade.
T_{0dq}	- Matriz referente a transformada de Park.
V_d	- Coeficientes de eixo direto da tensão obtidos da transformada de Park.
V_0	- Coeficientes de sequência zero da tensão obtidos da transformada de Park.
V_q	- Coeficientes de eixo em quadratura da tensão obtidos da transformada de Park.
I_0	- Coeficientes de sequência zero da corrente obtidos da transformada de Park.
I_d	- Coeficientes de eixo direto da corrente obtidos da transformada de Park.
I_q	- Coeficientes de eixo em quadratura da corrente obtidos da transformada de Park.
c_{dif}	- Coeficiente de diferenças.
ε	- Erro percentual.
μ	- Valor médio da função de distribuição de probabilidade normal.

σ	- Desvio padrão da função de distribuição de probabilidade normal.
μ_ϵ	- Valor médio do erro.
σ_ϵ	- Desvio padrão do erro.
n	- Número considerado de amostras após a detecção do distúrbio por coeficientes do modo terra.
k_f	- Amostra de aplicação do curto-circuito.
k_{f0}	- Amostra relativa ao instante inicial em que o defeito é detectado por coeficientes do modo terra.
k_{f1}	- Amostra relativa ao instante inicial em que o defeito é detectado por coeficientes do modo aéreo.
η	- Limiar para identificação de um curto-circuito aterrado.
λ	- Fluxo magnético.
V_{abc}	- Vetor de tensões de fase do sistema elétrico.
I_{abc}	- Vetor de correntes de fase do sistema elétrico.
Z_{abc}	- Matriz de impedâncias do sistema elétrico.

1.1 JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA DA TESE

No Brasil, segundo o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), a produção e transmissão de energia elétrica consiste em um sistema hidro-termo-eólico de grande porte, com predominância da matriz hidrelétrica, sendo o Sistema Interligado Nacional (SIN) constituído pelos subsistemas Sul, Sudeste/Centro-Oeste, Nordeste e grande parte da região Norte. Para realizar a interconexão entre estes sistemas elétricos de potência (SEP), linhas de transmissão (LT) são utilizadas, integrando as diferentes fontes de produção ao mercado consumidor. Em 2005, por exemplo, 83.049,2 km de LT interligavam os diferentes pontos do SIN em níveis de tensão a partir de 230 kV¹. Já em 2017, este número aumentou para 141.388 km, sendo estimado um total de 185.484 km para o ano de 2023².

Diante da expansão dos SEP presentes no SIN nas últimas décadas, o aumento da extensão das LT foi inevitável, a exemplo da linha que interliga as subestações de Serra da Mesa à Sapeaçu, que segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), apresenta 1050 km de extensão³. Devido a tais comprimentos, as LT tornam-se mais suscetíveis a ocorrência de distúrbios, como curtos-circuitos, ou mesmo por causas naturais, como intempéries, o que pode acarretar em desligamentos não programados do SEP e conseqüentemente, interromper o atendimento aos consumidores. Neste cenário, requisitos como confiabilidade, qualidade e continuidade do serviço tornaram-se condições primordiais impostas por órgãos reguladores para aferir e garantir o bom desempenho do sistema.

Na ocorrência de distúrbios, de modo a assegurar a integridade do sistema elétrico, o esquema de proteção deve eliminar o defeito da maneira mais rápida possível, evitando maiores

¹Informação extraída do site www.ons.org.br, no dia 31/01/2018.

²Informação extraída do site www.ons.org.br, no dia 25/06/2019.

³Informação extraída do site www.aneel.gov.br, no dia 25/06/2019.

prejuízos aos equipamentos conectados à rede elétrica. A depender da situação, após a isolação do curto-circuito, equipes de manutenção das concessionárias deslocam-se até o ponto de ocorrência da falta para proceder os devidos reparos e conduzir o SEP ao restabelecimento do serviço. Neste âmbito, mecanismos confiáveis para prover uma estimativa precisa do local do distúrbio é essencial para auxiliar as equipes de manutenção das empresas, além de evitar desligamentos prolongados.

Neste contexto, diversas técnicas vêm sendo reportadas na literatura na tentativa de propor soluções para localizar curtos-circuitos mais rapidamente e com maior precisão. Basicamente, os métodos de localização enquadram-se em quatro categorias: técnicas baseadas em componentes de frequência fundamental; técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes; técnicas baseadas em componentes de alta frequência; e técnicas baseadas em redes neurais artificiais. Muito embora, a depender das análises requeridas, duas grandes classes podem ser consideradas: métodos baseados em componentes fundamentais e técnicas que dependem dos transitórios induzidos pelos curtos-circuitos (SAHA *et al.*, 2010).

Independente da categoria de métodos de localização de faltas utilizada, é fato que erros de medição ocasionados por transformadores para instrumentos (TI), a exemplo dos transformadores de potencial capacitivos (TPC), podem ocorrer, fazendo com que distorções não presentes nos sinais primários sejam transferidas aos algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos durante a ocorrência de distúrbios no SEP. Neste contexto, diversos métodos são propostos para reduzir o impacto da resposta dinâmica dos TI sobre o desempenho de tais funções, sendo, a priori, necessária a utilização de modelos digitais mais precisos dos equipamentos durante simulações, de forma a representar com maior fidelidade as distorções que por ventura possam existir nos sinais secundários dos dispositivos.

Atualmente, com o avanço da tecnologia digital, sobretudo dos sistemas de aquisição e processamento de dados, bem como da tentativa de amenizar o impacto dos TI, as técnicas que dependem dos transitórios induzidos por curtos-circuitos, a exemplo dos algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes, vêm se destacando, uma vez que são reportadas como mais precisas que os métodos que dependem de componentes fundamentais, dado que não são afetadas por fatores que normalmente comprometem o desempenho dos métodos baseados em fasores, como o carregamento e não homogeneidade do SEP (SAHA *et al.*, 2010).

Por outro lado, é bem reportado na literatura que os métodos de localização de curtos-circuitos que utilizam dados de dois ou mais terminais monitorados da LT são mais robustos (SAHA *et al.*, 2010; DAS *et al.*, 2014). De fato, por utilizarem mais informações do SEP para estimar o local do defeito, resultados mais precisos podem ser obtidos. No entanto, o funcionamento desses algoritmos depende da existência de um canal de comunicação entre os terminais da linha, o qual pode ou não apresentar esquemas de sincronização. Caso não exista este meio de troca de informações ou ocorram problemas de funcionamento de um dispositivo que estabeleça um tempo de referência comum entre os terminais, como o *Global Positioning System* (GPS), ou até mesmo sua ausência seja verificada, o desempenho de tais rotinas é comprometido.

Diante do exposto, fica evidente a necessidade de utilização de modelos digitais de TI mais precisos para estudos de proteção e localização de curtos-circuitos, haja visto que distorções nos sinais secundários podem ocorrer durante distúrbios no SEP e conseqüentemente, comprometer o desempenho de tais funções. Assim, uma representação mais fidedigna de modelos de TI possibilita a realização de avaliações mais minuciosas acerca do desempenho do sistema sob estudo, fatos estes que justificam a necessidade da realização de análises de sensibilidade referentes aos dispositivos de medição, a exemplo de TI e filtros *anti-aliasing*, bem como investigações qualitativas do quanto a resposta dinâmica do sistema de aquisição de dados afeta as estimativas de técnicas de proteção, localização de distúrbios e monitoramento de harmônicos.

Em outra vertente, embora as técnicas de localização de curtos-circuitos baseadas na teoria de ondas viajantes se configurem como uma tendência recente já embarcada em dispositivos de proteção (FISCHER *et al.*, 2012), mecanismos de localizar os pontos de ocorrência dos distúrbios de forma rápida, automática e precisa com a utilização de medições de apenas um terminal monitorado da LT ainda se fazem necessários, proporcionando, inclusive, uma economia significativa de recursos, haja visto que não há necessidade de uso de canais de comunicação e seus dispositivos associados.

1.2 MOTIVAÇÃO

Fundamentalmente, uma das maiores dificuldades para aplicação de técnicas de localização de curtos-circuitos de um terminal baseadas na teoria de ondas viajantes consiste em se

distinguir, corretamente, os surtos refletidos do ponto de ocorrência da falta de outras ondas presentes no sistema elétrico (SAHA *et al.*, 2010). Para tanto, alguns algoritmos reportados na literatura utilizam métodos baseados em fasores para pré-estimar o local do distúrbio, de modo a fornecer um campo de busca para identificação das ondas refletidas a serem utilizadas nas rotinas baseadas no domínio do tempo (PATHIRANA *et al.*, 2002; MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2016). Todavia, por utilizar informações providas de componentes fundamentais, as mesmas limitações destas técnicas podem, também, afetar os algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes. Outras técnicas, por sua vez, fazem uso de funções de correlação com vistas a detectar similaridades presentes entre as ondas incidentes e refletidas do ponto do falta, estimando assim, o tempo de atraso entre tais surtos (CROSSLEY; MCLAREN, 1983; SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988). Embora estas rotinas apresentem boa precisão, fatores como ângulos de incidência de falta iguais a zero para as fases envolvidas com o distúrbio, componentes de baixa frequência, bem como refrações provenientes de curtos-circuitos monofásicos são considerados como limitantes para o desempenho das mesmas. Deste modo, há uma necessidade real pela busca de novos algoritmos de localização de curtos-circuitos de um terminal baseados na teoria de ondas viajantes, que sejam mais robustos que os métodos tradicionalmente reportados na literatura.

1.3 OBJETIVOS

O principal objetivo desta tese é propor uma técnica para localizar curtos-circuitos baseada na teoria de ondas viajantes utilizando dados de apenas um terminal monitorado da LT. Para tanto, os objetivos específicos são:

- Realizar análises de sensibilidade acerca dos parâmetros que mais afetam as respostas em frequência de TPC, cujas variações podem ocorrer devido ao envelhecimento dos dispositivos ou, até mesmo, por serem recorrentemente submetidos a distúrbios;
- Avaliar o impacto das respostas em frequência e transitória de TI e filtros *anti-aliasing* sobre técnicas de proteção e localização de distúrbios;
- Realizar análises comparativas e de sensibilidade sobre diferentes métodos de localização de curtos-circuitos, evidenciando as fontes de erro que mais afetam o desempenho dos

algoritmos, identificando as potencialidades e limitações de cada um, bem como justificando o interesse em desenvolver um método de um terminal baseado na teoria de ondas viajantes.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DA TESE

As principais contribuições desta tese são:

- Desenvolvimento de uma técnica de localização de curtos-circuitos de um terminal baseada na teoria de ondas viajantes. Ao contrário dos métodos clássicos desta categoria, o algoritmo proposto é capaz de estimar o ponto de falta inclusive para ângulos de incidência iguais a zero das fases envolvidas no distúrbio, os quais são normalmente reportados como um fator limitante;
- Desenvolvimento de novas análises de sensibilidade acerca da resposta dinâmica de TPC, inclusive sobre as respostas em frequência de fase, as quais normalmente não são reportadas na literatura, mesmo apresentando importância significativa para o entendimento do impacto dos TI sobre o desempenho de funções de proteção;
- Constatação de que a utilização de sinais da tensão provenientes de TPC que amplificam componentes de alta frequência podem melhorar o desempenho de algoritmos de localização de curtos-circuitos de dois terminais baseados no domínio do tempo. As estimações realizadas com medições de corrente são tradicionalmente consideradas como os únicos dados de entrada de tais rotinas.

No que tange à divulgação dos resultados obtidos nesta tese, apresentam-se nas Tabelas 1.1, 1.2, 1.3 e 1.4 as principais publicações em periódicos e anais de eventos.

Tabela 1.1. Artigo publicado em periódico.

Periódico	Título	Autores
Electric Power Systems Research, v. 162, p. 142-149, 2018	Influence of instrument transformers and anti-aliasing filters on the performance of fault locators	R. L. A. Reis, W. L. A. Neves, D. Fernandes Jr.

Fonte: autoria própria.

Tabela 1.2. Artigo aceito para publicação em periódico.

Periódico	Título	Autores
IEEE Transactions on Power Delivery, 2019	Coupling Capacitor Voltage Transformers Models and Impacts on Electric Power Systems: A Review	R. L. A. Reis, W. L. A. Neves, F. V. Lopes, D. Fernandes Jr.

Fonte: autoria própria.

Tabela 1.3. Artigos publicados em conferências nacionais.

Periódico	Título	Autores
Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), Natal - RN, 2016	Influência de Transformadores para Instrumentos e Filtros Anti-Aliasing sobre Localizadores de Falhas Baseados na Teoria de Ondas Viajantes	R. Reis, W. Neves, D. Fernandes Jr., F. Lopes
Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), Campina Grande - PB, 2015	Análise de distúrbios no sistema Chesf de transmissão: uma abordagem sobre a influência dos transformadores de potencial capacitivos	R. Reis, W. Neves, F. V. Lopes, D. Barros, J. Nascimento, C. Costa, N. Brito, S. Moraes

Fonte: autoria própria.

Tabela 1.4. Artigos publicados em conferências internacionais.

Periódico	Título	Autores
The International Conference on Power Systems Transients (IPST), Perpignan/França, 2019	Sensitivity Analysis of Traveling Wave-Based and Impedance-Based Fault Location Techniques	R. L. A. Reis, W. L. A. Neves, F. V. Lopes, D. Fernandes Jr.
IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exhibition Latin America (T&D LA), Lima/Peru, 2018	Hardware-in-the-Loop Validation of a Protection Performance Analysis Platform	R. Reis, J. Nascimento, C. Costa, D. Barros, F. V. Lopes, W. Neves, N. Brito, S. Moraes
The International Conference on Power Systems Transients (IPST), Seul/Coreia do Sul, 2017	Impact of Instrument Transformers and Anti-Aliasing Filters on Fault Locators	R. L. A. Reis, W. L. A. Neves, D. Fernandes Jr.
XVII Encuentro Regional Iberoamericano Del Cigre, (ERIAC), Cidade do Leste/Paraguai, 2017	Impacto de Transformadores para Instrumentos sobre o Desempenho de um Software para Diagnóstico de Distúrbios e Avaliação da Proteção	R. Reis, F. Lopes, D. Barros, J. Nascimento, C. Costa, N. Brito, W. Neves, S. Moraes
XVII Encuentro Regional Iberoamericano Del Cigre, (ERIAC), Cidade do Leste/Paraguai, 2017	Validação de um Aplicativo para Diagnóstico de Distúrbios e Desempenho da Proteção Baseada em Simulações em Tempo Real	R. Reis, C. Costa, D. Barros, F. Lopes, J. Nascimento, N. Brito, W. Neves, S. Moraes
The International Conference on Power Systems Transients (IPST), Cavtat/Croácia, 2015	Influence of Coupling Capacitor Voltage Transformers on Travelling Wave-Based Fault Locators	R. L. A. Reis, F. V. Lopes, W. Neves, D. Fernandes Jr.

Fonte: autoria própria.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta tese está organizada em 8 capítulos, onde, após este capítulo introdutório, a seguinte estrutura é apresentada:

- No Capítulo 2, a fundamentação teórica que dá suporte à esta pesquisa é apresentada, abordando temas acerca de LT, funções de proteção e localização de curtos-circuitos, bem como do sistema de aquisição de dados.
- No Capítulo 3, apresenta-se um levantamento bibliográfico em relação aos principais al-

goritmos reportados na literatura que são baseados em componentes fundamentais e na teoria de ondas viajantes, destacando as vantagens e limitações existentes, assim como do impacto dos TI sobre o desempenho de funções de proteção.

- No Capítulo 4, faz-se uma análise de sensibilidade das respostas em frequência de módulo e fase de diferentes modelos de TI, além do estudo acerca dos impactos ocasionados pelos dispositivos em cascata com filtros *anti-aliasing* nas medições de sinais de tensão e corrente.
- Já no Capítulo 5, realiza-se uma análise comparativa sobre o desempenho de métodos de localização de distúrbios baseados em fasores e na teoria de ondas viajantes, ressaltando as principais limitações de cada categoria. Além disso, avalia-se o impacto das respostas dinâmicas dos TI sobre aplicações de proteção e monitoramento de harmônicos.
- No Capítulo 6, descreve-se a técnica proposta para localização de curtos-circuitos baseada na teoria de ondas viajantes, que utiliza dados de apenas um terminal monitorado da LT.
- No Capítulo 7, apresenta-se as avaliações comparativas acerca dos desempenhos da técnica proposta, de um relé digital real que opera com funções de localização de defeitos de um terminal no domínio do tempo, bem como de algoritmos de um e dois terminais reportados na literatura.
- As considerações finais e as propostas para trabalhos futuros são relatadas no Capítulo 8.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Com a expansão dos SEP e o conseqüente aumento dos comprimentos das LT, aliados a consumidores com cargas cada vez mais sensíveis, os requisitos como confiabilidade e continuidade de serviço tornaram-se alvos de melhorias constantemente buscadas pelas concessionárias. Dessa forma, o desenvolvimento de técnicas de localização de curtos-circuitos mais precisas e robustas fazem parte de investigações realizadas por pesquisadores e profissionais da área, cujas formulações e metodologias apresentam relações diretas com os modelos de LT adotados. De fato, a depender dos modelos utilizados, a transmissão de energia elétrica e os fenômenos transitórios associados podem ser representados de formas mais exatas, sendo a precisão dos algoritmos diretamente relacionada ao modelo escolhido.

Da literatura, verifica-se que os métodos de localização de distúrbios são desenvolvidos principalmente com base nos modelos de LT a parâmetros concentrados e a parâmetros distribuídos (SAHA *et al.*, 2010), cujos fundamentos básicos são descritos a seguir.

2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO

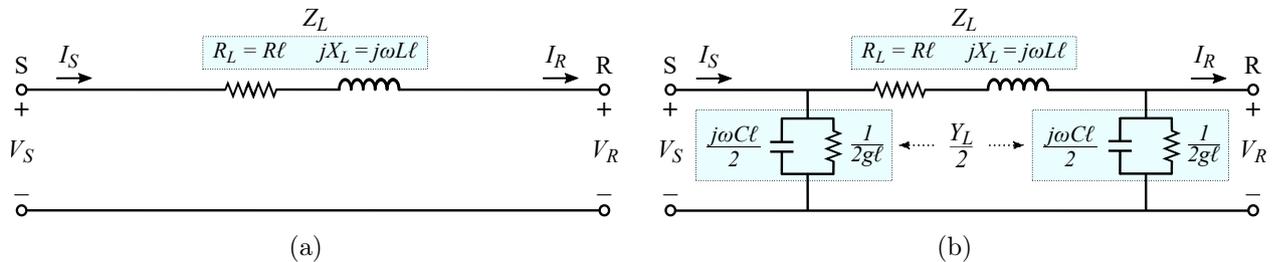
2.1.1 Modelo de LT a Parâmetros Concentrados

Uma das formas mais simples de modelos de LT é a abordagem que assume os parâmetros da LT como constantes e definidos em um determinada frequência ω , normalmente a frequência fundamental, ou seja, os parâmetros R (resistência por unidade de comprimento), L (indutância por unidade de comprimento) e C (capacitância por unidade de comprimento) são constantes em qualquer ponto de LT analisada.

Os modelos de LT usualmente utilizados para estudos envolvendo linhas curta e média são ilustrados na Figura 2.1, 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, respectivamente, e ℓ o comprimento da LT. Segundo Glover *et al.* (2011), as linhas podem ser consideradas curtas quando o comprimento é menor que 80 km. Já a LT é dada como média quando ℓ está entre 80 e 250 km.

Figura 2.1. Modelos de LT a parâmetros concentrado: (a) linha curta; (b) linha média.



Fonte: autoria própria.

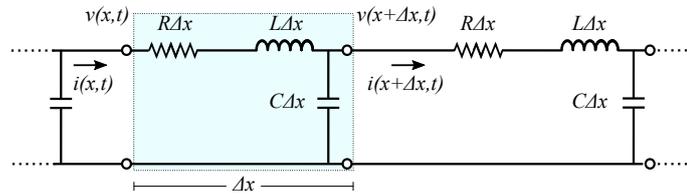
No modelo de LT curta ilustrado na Figura 2.1(a), apenas a impedância série ($Z_L = R_L + jX_L$) é incluída no mesmo, sendo, portanto, a admitância *shunt* (Y_L) desconsiderada. Todavia, tal admitância é incluída no modelo de linhas médias, conforme ilustrado na Figura 2.1(b), sendo o circuito denominado de circuito π nominal. Uma prática comum adotada para representação da LT média é incluir metade da Y_L em cada terminal da LT. Normalmente, a condutância g é desprezada para linhas aéreas (GLOVER *et al.*, 2011).

Quando um curto-circuito ocorre em um determinado ponto da LT, ondas eletromagnéticas surgem no SEP e se propagam para ambos os terminais da linha (SAHA *et al.*, 2010). Devido ao fato dos circuitos apresentados serem definidos por parâmetros concentrados, tais ondas de tensão e corrente são instantaneamente identificadas nos terminais S e R. De outra forma, caso um curto-circuito ocorra na barra S dos sistemas apresentados na Figura 2.1, as ondas eletromagnéticas oriundas deste terminal seriam instantaneamente detectadas no terminal remoto (R). No entanto, na prática, isto não ocorre em razão de que há um tempo dispendido para que as ondas se propaguem de uma barra a outra do SEP. Por outro lado, esse tempo de trânsito é tão pequeno para LT de pequena extensão que pode ser considerado desprezível na maioria das aplicações. À medida que o comprimento da LT aumenta, as variações de tensão e corrente nos terminais da linha deixam de ser instantaneamente identificadas, de modo que um modelo mais preciso das linhas se faz necessário, como o modelo de LT a parâmetros distribuídos.

2.1.2 Modelo de LT a Parâmetros Distribuídos

De modo a levar em consideração a natureza distribuída das LT, ou, de maneira análoga, a influência do comprimento das linhas em relação ao tempo de propagação das ondas, considere o circuito ilustrado na Figura 2.2, que representa duas seções de uma LT com comprimento Δx cada, sendo $v(x)$ e $i(x)$ as tensões e correntes em um determinado ponto x , e $v(x + \Delta x)$ e $i(x + \Delta x)$ as tensões e correntes na posição $x + \Delta x$, respectivamente.

Figura 2.2. Modelo de LT a parâmetros distribuídos.



Fonte: autoria própria.

Concentrando-se apenas na seção de comprimento Δx da LT ilustrada na Figura 2.2, tem-se:

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

De maneira análoga para as correntes, tem-se:

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

Supondo condições iniciais nulas e aplicando a transformada de Laplace na Equação (2.1), obtém-se:

$$V(x, s) - V(x + \Delta x, s) = R\Delta x \cdot I(x, s) + sL\Delta x \cdot I(x, s). \quad (2.3)$$

Isolando Δx na Equação (2.3):

$$\frac{V(x + \Delta x, s) - V(x, s)}{\Delta x} = -(R + sL) \cdot I(x, s). \quad (2.4)$$

Aplicando o limite em na Equação (2.4), a derivada em relação a x pode ser obtida, conforme:

$$\frac{\partial V(x, s)}{\partial x} = -(R + sL) \cdot I(x, s). \quad (2.5)$$

Procedimento similar pode ser aplicado para as correntes, a partir da Equação (2.2), que resulta em:

$$\frac{\partial I(x, s)}{\partial x} = -sC \cdot V(x, s). \quad (2.6)$$

Derivando a Equação (2.5) em relação a x :

$$\frac{\partial^2 V(x, s)}{\partial x^2} = -(R + sL) \cdot \frac{\partial I(x, s)}{\partial x}, \quad (2.7)$$

e aplicando a Equação (2.6) na Equação (2.7), obtém-se:

$$\frac{\partial^2 V(x, s)}{\partial x^2} = (R + sL) \cdot sC \cdot V(x, s). \quad (2.8)$$

Analogamente, a expressão para a corrente é dada por:

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} = (R + sL) \cdot sC \cdot I(x, s). \quad (2.9)$$

Considerando uma LT sem perdas ($R = 0$), obtém-se das Equações (2.8) e (2.9):

$$\frac{\partial^2 V(x, s)}{\partial x^2} = s^2 \cdot LC \cdot V(x, s), \quad (2.10a)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} = s^2 \cdot LC \cdot I(x, s). \quad (2.10b)$$

A solução geral da Equação (2.10a) pode ser expressa da seguinte forma:

$$V(x, s) = V^+(0, s) \cdot e^{-s\frac{x}{v}} + V^-(0, s) \cdot e^{+s\frac{x}{v}}, \quad (2.11)$$

sendo $v = 1/\sqrt{LC}$ a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas. $V^+(0, s)$ e $V^-(0, s)$ são as condições de contorno que representam o sinal de tensão no ponto na origem do sistema em análise ($x = 0$), isto é, $V^+(0, s)$ é a transformada de Laplace de uma função $F(s)$ conhecida na origem. De forma análoga para a corrente, tem-se:

$$I(x, s) = I^+(0, s) \cdot e^{-s\frac{x}{v}} + I^-(0, s) \cdot e^{+s\frac{x}{v}}. \quad (2.12)$$

Substituindo a solução geral da Equação (2.11) na Equação (2.5) para uma linha sem perdas, obtém-se:

$$\frac{\partial V(x, s)}{\partial x} = -sL \cdot I(x, s), \quad (2.13)$$

e admitindo que $\gamma = x/v$, o que corresponde a $\gamma = s\sqrt{LC}$, tem-se:

$$I(x, s) = -\frac{1}{sL} \left(-\gamma(s)V^+(0, s) \cdot e^{-\gamma(s)x} + \gamma(s)V^-(0, s) \cdot e^{\gamma(s)x} \right). \quad (2.14)$$

Isolando γ na Equação (2.14):

$$I(x, s) = \frac{\gamma(s)}{sL} \left(V^+(0, s) \cdot e^{-\gamma(s)x} - V^-(0, s) \cdot e^{\gamma(s)x} \right). \quad (2.15)$$

Substituindo $\gamma = s\sqrt{LC}$ na Equação (2.15):

$$I(x, s) = \frac{1}{Z_s} (V^+(0, s) \cdot e^{-\gamma(s)x} - V^-(0, s) \cdot e^{\gamma(s)x}), \quad (2.16)$$

onde $Z_s = \sqrt{\frac{L}{C}}$ consiste na impedância de surto da LT.

De maneira análoga para a tensão, de modo a representá-la em função de γ , tem-se da Equação (2.11):

$$V = V^+(0, s) \cdot e^{-\gamma(s)x} + V^-(0, s) \cdot e^{\gamma(s)x}. \quad (2.17)$$

Para se obter a solução no tempo, recorre-se à transformada inversa de Laplace, tomando como base que:

$$F(s)e^{s\tau} \longleftrightarrow f(t + \tau). \quad (2.18)$$

Deste modo, e para fins de simplificação, as soluções gerais de tensão e corrente das Equações (2.10a) e (2.10b) de LT sem perdas, descritas nas Equações (2.17) e (2.16), respectivamente, podem ser expressas segundo:

$$v(x, t) = f_1\left(0, t - \frac{x}{v}\right) + f_2\left(0, t + \frac{x}{v}\right) = v^+ + v^-, \quad (2.19a)$$

$$i(x, t) = \frac{1}{Z_s} \left[f_1\left(0, t - \frac{x}{v}\right) - f_2\left(0, t + \frac{x}{v}\right) \right] = i^+ - i^-, \quad (2.19b)$$

onde f_1 representa as ondas de tensão e corrente que se propagam no sentido positivo de x , sendo, desta forma, denominada de onda progressiva, uma vez que representa as ondas que se deslocam no sentido de x crescente. Por outro lado, f_2 consiste nas ondas regressivas, visto que representa os surtos que se deslocam no sentido de x decrescente.

Diante do exposto, as tensões e correntes podem ser estimadas em qualquer posição da LT, desde que se tenham medições em um determinado terminal monitorado da linha. Este é um dos fatos que fazem com que os métodos de localização de curtos-circuitos que adotam modelos de linhas a parâmetros distribuídos sejam mais precisos, haja visto que o conhecimento das tensões e correntes em um ponto x qualquer pode ser estimado com maior fidelidade. Por isso, a formulação de diversas técnicas de estimação de locais de distúrbios ao longo de LT utilizam como base modelos de linhas a parâmetros distribuídos.

Por outro lado, realizando as operações $v + Z_s i$ e $v - Z_s i$ nas Equações (2.19a) e (2.19b),

dois sinais podem ser obtidos, respectivamente, da forma:

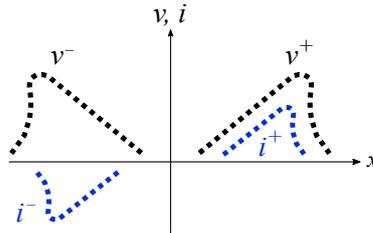
$$v(x, t) + Z_s i(x, t) = 2 \cdot f_1 \left(0, t - \frac{x}{v} \right) = S_{prog} , \quad (2.20a)$$

$$v(x, t) - Z_s i(x, t) = 2 \cdot f_2 \left(0, t + \frac{x}{v} \right) = S_{reg} , \quad (2.20b)$$

isto é, os sinais S_{prog} e S_{reg} descrevem, unicamente, as ondas viajantes progressivas e regressivas, respectivamente, que são induzidas na LT após a incidência de curtos-circuitos. Basicamente, o sinal S_{prog} consiste nos surtos que trafegam na direção da fonte para o local do defeito, assim como S_{reg} representa as ondas no sentido do defeito para a fonte.

No caso da ocorrência de distúrbios na LT, ondas de tensão e corrente se propagarão ao longo da linha, conforme descrito pelas Equações (2.20a) e (2.20b), sendo as ondas progressivas de tensão e corrente apresentando as mesmas polaridades, enquanto que as ondas regressivas de tensão e corrente se apresentam com polaridades contrárias, conforme ilustrado na Figura 2.3.

Figura 2.3. Ondas viajantes progressivas e regressivas.



Fonte: autoria própria.

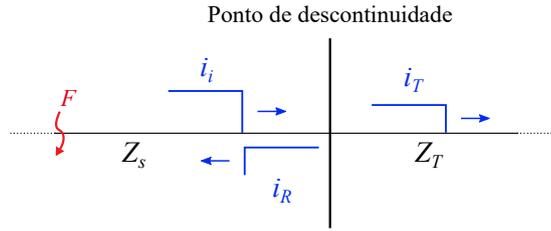
Essencialmente, tais ondas viajantes que se propagam ao longo de uma LT, ao atingirem pontos de descontinuidade no sistema, a exemplo de pontos de junção de linhas com diferentes impedâncias, sofrem reflexões e refrações sucessivas, até que sejam completamente amortecidas e um novo estado de operação do SEP seja alcançado após a ocorrência do defeito (SAHA *et al.*, 2010). As amplitudes e polaridades das ondas refletidas e refratadas podem ser estimadas por meio dos coeficientes de reflexão e refração, respectivamente, conforme descrito na seção 2.1.2.1.

2.1.2.1 Coeficientes de Reflexão e Refração de Ondas Viajantes

Quando uma onda viajante, seja de tensão ou corrente, incide em um ponto de descontinuidade do SEP, uma parte da mesma pode ser refratada ou transmitida, enquanto que a outra porção pode ser refletida. A amplitude de tais sinais depende, fundamentalmente, das

impedâncias de surto do ponto de descontinuidade (Z_T) e da LT (Z_s) (GUZMÁN *et al.*, 2018). Deste modo, considere que um curto-circuito ocorre em um determinado ponto F da LT, de tal forma que ondas viajantes de tensão e corrente se propagam ao longo da linha, atingindo uma determinada terminação com impedância Z_T , conforme ilustrado na Figura 2.4, onde apenas surtos de corrente são apresentados, sendo i_i uma onda viajante incidente no ponto de descontinuidade, i_T o surto transmitido, e i_R a onda refletida.

Figura 2.4. Ondas viajantes de corrente incidente, refletida e refratada em um ponto de descontinuidade do SEP.



Fonte: autoria própria.

Basicamente, quando o surto atinge a terminação, a energia neste ponto deve ser conservada, de modo que um dispositivo de medição situado nesta localidade mediria a soma das ondas incidente e refletida, ou, de maneira análoga, a onda transmitida (NAIDU, 1985). Sendo assim, a tensão transmitida no terminal pode ser expressa segundo $v_T = Z_T i_T$. Por conseguinte, tem-se:

$$Z_T = \frac{v_T}{i_T} = \frac{v_i + v_R}{i_i + i_R}, \quad (2.21)$$

onde v_i e v_R são as ondas viajantes de tensão incidente e refletida, respectivamente.

Por outro lado, da lei de Ohm, sabe-se que:

$$Z_s = \frac{v_i}{i_i}, \quad (2.22a)$$

$$Z_s = -\frac{v_R}{i_R}, \quad (2.22b)$$

onde o sinal negativo na Equação (2.22b) expressa a onda regressiva de corrente, que apresenta polaridade oposta à onda de tensão, conforme ilustrado na Figura 2.3.

Substituindo as Equações (2.22a) e (2.22b) na Equação (2.21), obtém-se:

$$Z_T = \frac{Z_s i_i - Z_s i_R}{i_i + i_R},$$

$$Z_T (i_i + i_R) = Z_s (i_i - i_R). \quad (2.23)$$

Logo, o coeficiente de reflexão da corrente (Γ_i) é calculado segundo:

$$\Gamma_i = \frac{i_R}{i_i} = \frac{Z_s - Z_T}{Z_s + Z_T} . \quad (2.24)$$

Substituindo as Equações (2.21), (2.22a) e (2.22b) em $v_T = v_i + v_R$, com vistas a determinar o coeficiente de transmissão da corrente (T_i), obtém-se:

$$Z_T i_T = Z_s i_i - Z_s i_R . \quad (2.25)$$

Sabendo que $i_R = i_T - i_i$, tem-se, da Equação (2.25):

$$\begin{aligned} Z_T i_T &= Z_s i_i - Z_s (i_T - i_i) , \\ i_T (Z_s + Z_T) &= 2Z_s i_i . \end{aligned} \quad (2.26)$$

Portanto:

$$T_i = \frac{i_T}{i_i} = \frac{2Z_s}{Z_s + Z_T} . \quad (2.27)$$

Analogamente para a tensão, substituindo-se as Equações (2.21), (2.22a) e (2.22b) na expressão $i_T = i_i + i_R$, tem-se:

$$\frac{v_T}{Z_T} = \frac{v_i}{Z_s} - \frac{v_R}{Z_s} . \quad (2.28)$$

Dado que $v_T = v_i + v_R$, obtém-se, da Equação (2.28):

$$\begin{aligned} \frac{v_i + v_R}{Z_T} &= \frac{v_i}{Z_s} - \frac{v_R}{Z_s} , \\ v_R \left(\frac{Z_s + Z_T}{Z_s Z_T} \right) &= v_i \left(\frac{Z_T - Z_s}{Z_s Z_T} \right) . \end{aligned} \quad (2.29)$$

Assim, o coeficiente de reflexão da tensão (Γ_v) pode ser calculado conforme:

$$\Gamma_v = \frac{v_R}{v_i} = \frac{Z_T - Z_s}{Z_s + Z_T} . \quad (2.30)$$

Entretanto, com vistas ao cálculo do coeficiente de refração da tensão (T_v), substituindo $v_R = v_T - v_i$ na Equação (2.28), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{v_T}{Z_T} &= \frac{v_i}{Z_s} - \frac{(v_T - v_i)}{Z_s} , \\ v_T \left(\frac{Z_s + Z_T}{Z_s Z_T} \right) &= v_i \left(\frac{2}{Z_s} \right) . \end{aligned} \quad (2.31)$$

Sendo assim:

$$T_v = \frac{v_T}{v_i} = \frac{2Z_T}{Z_s + Z_T} . \quad (2.32)$$

Tipicamente, para terminações oriundas de curtos-circuitos, $Z_T < Z_s$, fazendo com que as ondas de corrente refletidas do defeito se apresentem com a mesma polaridade das ondas incidentes, conforme descrito na Equação (2.24), enquanto que as referidas ondas de tensão se dispõem com polaridades contrárias, de acordo com a Equação (2.30).

2.2 LOCALIZAÇÃO DE CURTOS-CIRCUITOS EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Com o crescimento das redes de transmissão, a continuidade e a qualidade do serviço, bem como a confiabilidade de operação do sistema passaram a ser condições primordiais impostas por órgãos reguladores. Como resultado destas requisições, os sistemas de proteção e os dispositivos de controle associados passaram por avanços tecnológicos essenciais a fim de melhorar a qualidade e o desempenho dos mesmos. Nesta mesma linha, as funções de localização de faltas também experimentaram melhorias significativas, uma vez que são intimamente ligadas aos sistemas de proteção digitais (SAHA *et al.*, 2010).

As LT são bastante suscetíveis à ocorrência de distúrbios, sobretudo provocados por causas naturais, devido a seus grandes comprimentos. A depender da situação, os curtos-circuitos podem ocasionar danos mecânicos aos equipamentos presentes no sistema de transmissão, os quais devem ser reparados antes da LT retornar a operação. Neste contexto, é nítido que a restauração do serviço de transmissão pode ser acelerada, caso a localização da falta seja conhecida ou possa ser estimada com precisão aceitável.

A busca por meios de localizar os pontos de defeito em LT mais rapidamente e com maior precisão vem despertando o interesse de pesquisas ao redor do mundo por vários motivos, tais como:

- Redução da probabilidade de ocorrência de maiores danos aos equipamentos ligados ao sistema de transmissão, pois uma vez que o local do curto-circuito é conhecido com segurança, é possível reparar os dispositivos diretamente afetados pelo distúrbio;
- O impacto de curtos-circuitos em LT para o sistema elétrico, além do tempo necessário

para fisicamente verificar as linhas e os equipamentos associados, é bem maior do que para os sistemas de subtransmissão e distribuição;

- Os centros consumidores estão cada vez mais sensíveis a interrupções no serviço, reque-
rendo restabelecimentos mais rápidos, bem como serviços de melhor qualidade, etc.

Basicamente, a localização automática de curtos-circuitos é realizada a partir do proces-
samento dos sinais de tensão e corrente obtidos pelos dispositivos instalados em um ou mais
terminais da LT. A depender do tipo de processamento utilizado, os meios de localização do
distúrbio podem ser classificados de acordo com a utilização de componentes fundamentais
como dados de entrada dos algoritmos, ou no uso dos transitórios induzidos pela falta (SAHA
et al., 2010), os quais são descritos, respectivamente, nas seções 2.2.1 e 2.2.2.

2.2.1 Localização de Curtos-Circuitos Baseadas em Componentes Fundamentais

Os métodos de localização de curtos-circuitos baseados em componentes fundamentais utili-
zam os fasores de tensão e corrente obtidos de um ou mais terminais da LT e, em conjunto com
os parâmetros da linha, estimam o local da falta. Estas técnicas configuram-se como umas das
mais simples e econômicas, sendo a estimação do ponto de ocorrência do distúrbio realizada
por meio do cálculo da impedância aparente no trecho da LT submetida ao curto-circuito, a
qual representa uma porção da impedância total da linha. Por isso, os métodos desta categoria
também são conhecidos como algoritmos baseados em impedância (SAHA *et al.*, 2010).

Como são um dos primeiros procedimentos a serem realizados para execução das rotinas
que dependem de grandezas de frequência fundamental, técnicas de estimação fasorial são
previamente aplicadas aos sinais de tensão e corrente com vistas a calcular os respectivos faso-
res. Comumente, funções baseadas na transformada discreta de Fourier (TDF) são utilizadas
(PHADKE; THORP, 2009).

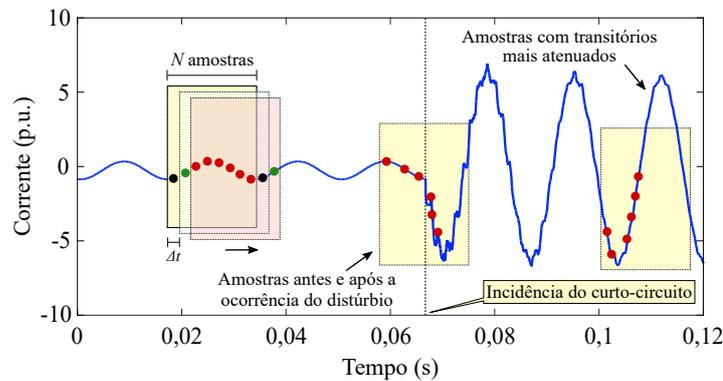
2.2.1.1 Estimação de Fasores

A representação fasorial de um sinal senoidal periódico em termos de seus valores de am-
plitude e fase é obtida por meio de um processo de estimação. Durante distúrbios no SEP,

componentes de alta frequência e sinais não periódicos podem aparecer nos sinais de tensão e corrente primários. Estas variações podem ser ainda mais evidentes nos sinais secundários provenientes de TI devido às suas respostas dinâmicas.

Basicamente, filtros digitais são usados para calcular as componentes real e imaginária dos fasores a partir de amostras dos sinais de tensão e corrente, levando-se em consideração uma janela de dados deslizante de tamanho fixo, que se desloca ao longo de um sinal. A cada passo de amostragem Δt , uma nova amostra é adicionada à janela de dados, sendo a última descartada e, a cada Δt , o cálculo do módulo e fase de um sinal é realizado. Um exemplo de um processo de janelamento de um sinal de corrente é ilustrado na Figura 2.5.

Figura 2.5. Processo de estimação fasorial de um sinal de corrente por meio de uma janela de dados móvel.



Fonte: autoria própria.

De acordo com a Figura 2.5, durante o período precedente à ocorrência do distúrbio, as janelas de dados contêm apenas amostras de corrente em regime permanente de operação. Por outro lado, quando há incidência de um curto-circuito, amostras dos períodos de pré-falta e falta passam a estar contidas na referida janela. A depender do instante em que as amostras são tomadas para utilização como dados de entrada dos algoritmos de localização de distúrbios, o desempenho dos métodos baseados em componentes fundamentais pode ser afetado, visto que oscilações provenientes deste período transitório podem vir a comprometer o cálculo dos fasores estimados, conforme análises descritas na seção 5.4.5.7.

Para facilitar o entendimento dos métodos de estimação fasorial, uma breve introdução acerca da série de Fourier é realizada.

2.2.1.2 Série de Fourier

A série de Fourier possibilita a representação de sinais periódicos como uma soma das funções trigonométricas seno e cosseno. Considerando um sinal $y(t)$ periódico, onde t é a variável que representa o tempo, tem-se que $y(t) = y(t + T)$, sendo $T \neq 0$ o período do sinal e a frequência fundamental dada por $f = 1/T$. Assim, a série de Fourier pode ser representada por (PHADKE; THORP, 2009):

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(2\pi nft) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sen(2\pi nft) , \quad (2.33)$$

onde:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) \cos(2\pi nft) dt , \quad (2.34a)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) \sen(2\pi nft) dt . \quad (2.34b)$$

Analogamente, as Equações (2.33), (2.34a) e (2.34b) podem ser combinadas, resultando em:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} A_n \cos(2\pi nft + \varphi_n) , \quad (2.35)$$

onde o módulo A_n e a fase φ_n são dadas por:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} , \quad (2.36a)$$

$$\varphi_n = \arctan \left(\frac{-b_n}{a_n} \right) . \quad (2.36b)$$

A partir da Equação (2.36), os fasores da n -ésima harmônica podem ser representados por (PHADKE; THORP, 2009):

$$\hat{Y}_n = \frac{A_n}{\sqrt{2}} \angle \varphi_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n - jb_n) . \quad (2.37)$$

As componentes real (a_n) e imaginária (b_n) de um fasor serão tratadas daqui em diante como Y_{real} e Y_{imag} , respectivamente, as quais são calculadas pelos métodos de estimação a partir da utilização de filtros digitais. A descrição de alguns algoritmos de estimação fasorial é descrita na seção 5.1.

2.2.2 Localização de Curtos-Circuitos Baseadas na Análise de Transitórios de Falta

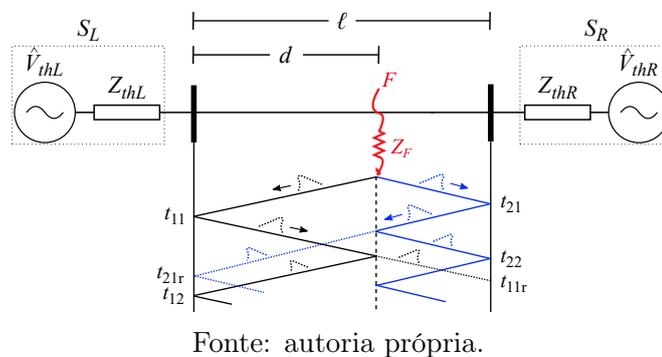
Dentro dos métodos que utilizam os transitórios induzidos por curtos-circuitos para estimar o local do distúrbio, destacam-se os algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes, os quais,

apesar dos fundamentos remontem à décadas passadas (BEWLEY, 1931; DOMMEL; MICHELS, 1978), tiveram o desenvolvimento impulsionado recentemente com o avanço da tecnologia digital, onde, inclusive, já estão presentes em relés microprocessados comerciais (MARX *et al.*, 2013).

A ideia central dos algoritmos desta categoria reside na detecção das ondas viajantes incidentes e refletidas do ponto de ocorrência do curto-circuito nos terminais monitorados das LT, que são induzidas, por exemplo, devido a distúrbios no SEP (SAHA *et al.*, 2010). Basicamente, a identificação da falta é realizada a partir das componentes de alta frequência presentes nos sinais transitórios de tensão e corrente. Tais algoritmos, sobretudo os que dependem de medições de dois terminais da LT, são reportados como imunes aos efeitos de saturação dos transformadores de corrente (TC), da alta impedância e do tipo de curto-circuito, bem como dos parâmetros das fontes do sistema elétrico (SAHA *et al.*, 2010).

Quando uma falta ocorre em um determinado ponto da LT, os sinais transitórios de tensão e corrente trafegam para os terminais da mesma com velocidades v próximas à da luz, no caso de LT aéreas, sofrendo reflexões e refrações sucessivas até que os transitórios sejam completamente amortecidos (GALE *et al.*, 1993). Para possibilitar um melhor entendimento acerca dos fundamentos dos métodos, considere o SEP apresentado na Figura 2.6, o qual consiste em dois sistemas, representados por seus respectivos equivalentes Thévenin (S_L e S_R) nas extremidades, interligados por uma LT de comprimento ℓ , onde um curto-circuito ocorre a uma distância d da barra S_L .

Figura 2.6. SEP com representação do diagrama de reflexões de ondas viajantes induzidas por um curto-circuito.



Caso medições de apenas um terminal estejam disponíveis, por exemplo na barra S_L do sistema ilustrado na Figura 2.6, a distância do curto-circuito pode ser estimada a partir da

detecção dos instantes de incidência t_{11} e t_{12} , os quais consistem na primeira onda viajante incidente no terminal monitorado e na primeira onda refletida do ponto de ocorrência do distúrbio F até o terminal monitorado, respectivamente.

Segundo Gale *et al.* (1993), conhecendo-se o os instantes de tempo t_{11} e t_{12} , bem como a velocidade v , o local da falta pode ser estimado por:

$$d = \frac{(t_{12} - t_{11}) \cdot v}{2} . \quad (2.38)$$

Por não depender da sincronização de dados entre os terminais da LT, os métodos de um terminal são mais simples, entretanto, são mais suscetíveis a erros, dado que dependem da detecção de ondas refletidas do local do distúrbio (t_{12}), as quais, em alguns casos, podem ser confundidas com ondas refletidas ou refratadas (t_{21r}) em outros pontos do SEP.

De outro modo, caso medições nas extremidades da LT estejam disponíveis no SEP a ser protegido, métodos utilizando dados dos dois terminais podem ser aplicados, os quais dependem, unicamente, da detecção das primeiras ondas viajantes incidentes em ambos os terminais monitorados da LT (t_{11} e t_{21}), conforme:

$$d = \frac{\ell + (t_{11} - t_{21}) \cdot v}{2} . \quad (2.39)$$

Diferentemente das técnicas de um terminal, os métodos de dois terminais são reportados como mais robustos, uma vez que apenas as ondas incidentes são necessárias para estimar o local do curto-circuito (SAHA *et al.*, 2010). De fato, a distinção entre ondas refletidas e refratadas é eliminada. Todavia, faz-se necessário a existência de um canal de comunicação entre os terminais da linha, o qual pode ou não apresentar esquemas de sincronização. Caso não exista este meio de comunicação ou ocorram problemas de funcionamento de um dispositivo que estabeleça um tempo de referência comum entre os terminais, a exemplo do GPS, o desempenho de tais rotinas pode ser comprometido.

2.3 PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA

Esquemas de proteção de distância são largamente utilizados para proteção de LT, sendo suas operações dependentes dos fasores de tensão e corrente medidos pelo relé numérico. Dessa

forma, a operação confiável e segura dos elementos de distância recaem sobre medições precisas dos sinais de tensão e corrente provenientes de TI (ZIMMERMAN *et al.*, 2013).

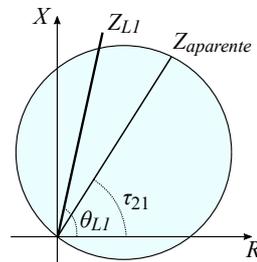
A proteção de distância recebe esta denominação por operar baseada na medição da distância até o local do curto-circuito, a qual é obtida indiretamente por meio da medição da impedância aparente ($Z_{aparente}$) vista pelo dispositivo de proteção (SILVA, 2009). Basicamente, $Z_{aparente}$ é obtida por meio dos fasores de tensão e corrente estimados pelo relé, a qual consiste, teoricamente, em uma fração da impedância de sequência positiva da LT (Z_{L1}), sendo calculada conforme disposto na Equação (2.40):

$$Z_{aparente} = \frac{\hat{V}}{\hat{I}}, \quad (2.40)$$

onde \hat{V} e \hat{I} são os fasores de tensão e corrente medidos pelo relé digital, respectivamente.

As características de um relé de distância são representadas em um diagrama de impedâncias (diagrama $R - X$), onde o eixo das abscissas representa a resistência R e o eixo das ordenadas a reatância X , conforme ilustrado na Figura 2.7.

Figura 2.7. Diagrama $R - X$.



Fonte: autoria própria.

Fundamentalmente, o relé deve atuar caso $Z_{aparente}$ esteja dentro da característica de operação, que consiste em uma figura geométrica no plano $R - X$. A escolha da figura geométrica depende de um estudo do comportamento do SEP a ser protegido e das características do relé a ser utilizado.

Uma ocorrência de curto-circuito pode ser identificada por meio da atuação de comparadores de fase, que expressam se a relação de fase entre uma grandeza de polarização (\hat{V}_{pol}) e uma de operação (\hat{V}_{op}) é menor ou igual a 90° . O elemento de distância mho auto-polarizado, por exemplo, utiliza como grandeza de polarização a própria tensão de falta (ZIMMERMAN *et al.*, 2013), e apresenta como figura geométrica o círculo (Figura 2.7). As grandezas \hat{V}_{op} e \hat{V}_{pol} do

comparador de fase são calculadas conforme (ZIMMERMAN *et al.*, 2013):

$$\hat{V}_{op} = -\hat{V} + Z_A \hat{I} , \quad (2.41a)$$

$$\hat{V}_{pol} = \hat{V} , \quad (2.41b)$$

sendo Z_A a impedância de alcance do relé, que é dada por:

$$Z_A = \frac{hZ_{L1}}{\cos(\theta_{L1} - \tau_{21})} , \quad (2.42)$$

onde h é a porcentagem da LT a ser protegida, τ_{21} é o ângulo de projeto da característica mho, ou ângulo de torque máximo do relé, e θ_{L1} é o ângulo de Z_{L1} .

Os sinais de entrada do relé (\hat{V} e \hat{I}) dependem do tipo de curto-circuito e são definidos conforme dispostos na Tabela 2.1 (ZOCHOLL, 1995).

Tabela 2.1. Sinais de entrada \hat{V} e \hat{I} para as unidades do relé de distância.

Tipo de curto-circuito	\hat{V}	\hat{I}
AT, ABC	\hat{V}_a	$\hat{I}_a + k_0 \hat{I}_0^1$
BT, ABC	\hat{V}_b	$\hat{I}_b + k_0 \hat{I}_0$
CT, ABC	\hat{V}_c	$\hat{I}_c + k_0 \hat{I}_0$
AB, ABT, ABC	\hat{V}_{ab}	\hat{I}_{ab}
BC, BCT, ABC	\hat{V}_{bc}	\hat{I}_{bc}
CA, CAT, ABC	\hat{V}_{ca}	\hat{I}_{ca}

¹ k_0 é denominado fator de compensação de sequência zero e é definido por $k_0 = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}}$. Z_{L0} e \hat{I}_0 são a impedância e o fasor de corrente de sequência zero, respectivamente.

Fonte: autoria própria.

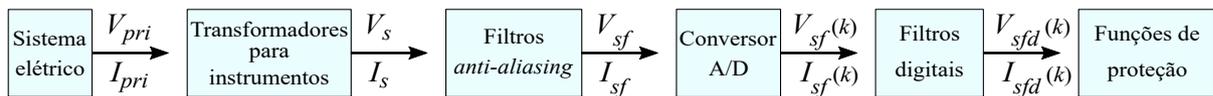
2.4 DADOS DE ENTRADA DE ALGORITMOS DE PROTEÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE CURTOS-CIRCUITOS

Independente da categoria do método de localização de curtos-circuitos a ser aplicado em um sistema, os algoritmos utilizam como dados de entrada sinais secundários de tensão e corrente provenientes de TI, como TPC e TC, respectivamente, dado que tais equipamentos são projetados para fornecerem réplicas das grandezas elétricas do SEP (KASZTENNY *et al.*, 2000; NAODOVIC, 2005; PAJUELO *et al.*, 2008). Por outro lado, antes das tensões e correntes secundárias serem utilizadas por funções de proteção, uma filtragem analógica é realizada com

o objetivo de evitar uma possível sobreposição de espectros, o que pode resultar em perdas de informações durante o processo de amostragem (PHADKE; THORP, 2009; SAHA *et al.*, 2010).

A estrutura funcional básica em que os sinais de tensão e corrente são encaminhados aos dispositivos de proteção é apresentada na Figura 2.8, onde V_{pri} e I_{pri} são as tensões e correntes do sistema elétrico, V_s e I_s são as tensões e correntes secundárias, V_{sf} e I_{sf} são as tensões e correntes secundárias filtradas pelos filtros *anti-aliasing*, $V_{sf}(k)$ e $I_{sf}(k)$ são as amostras de tensões e correntes digitalizadas por conversores analógico/digital (A/D), e $V_{sfd}(k)$ e $I_{sfd}(k)$ são as amostras de tensões e correntes obtidas de filtros digitais para utilização como dados de entrada dos algoritmos.

Figura 2.8. Estrutura funcional básica dos dados de entrada de algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos.



Fonte: autoria própria.

Dado que os conversores A/D praticamente não afetam a precisão de funções de proteção e localização de curtos-circuitos (OLIVEIRA *et al.*, 2019), os mesmos serão considerados como ideais ao longo deste trabalho e, portanto, análises serão conduzidas para avaliar o impacto da resposta dinâmica dos TI e filtros *anti-aliasing*, cujos fundamentos básicos são descritos a seguir.

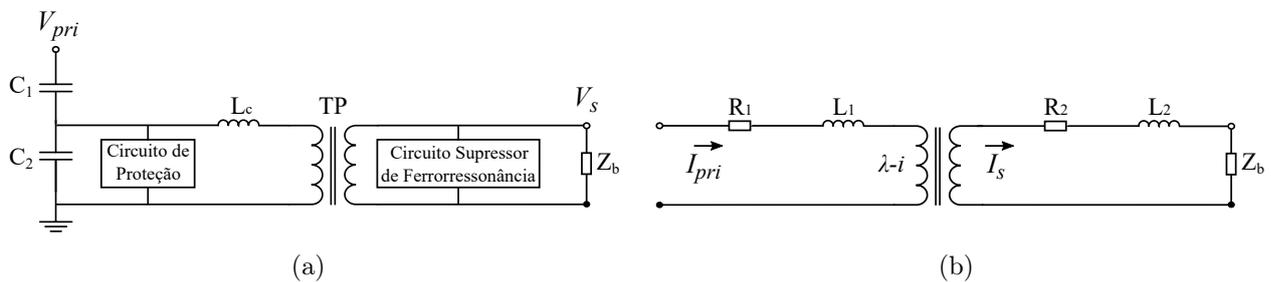
2.4.1 Transformadores para Instrumentos

Os TI são projetados para fornecerem réplicas fiéis dos sinais de tensão e corrente do SEP na frequência fundamental. No entanto, durante condições transitórias de operação do sistema, como no caso de curtos-circuitos, o acoplamento mútuo entre os enrolamentos primário e secundário, bem como a dissipação de energia armazenada nos elementos internos dos equipamentos, podem fazer com que os sinais secundários apareçam distorcidos em relação às respectivas grandezas primárias, fazendo com que informações falsas sejam transferidas aos dispositivos de proteção e localização de distúrbios (FERNANDES Jr., 2003; NAODOVIC, 2005).

Na Figura 2.9 são ilustrados os circuitos elétricos básicos de um TPC e TC. No caso do

TPC, o enrolamento primário é constituído por dois conjuntos capacitivos conectados em série (C_1 e C_2), cujo ponto intermediário alimenta um transformador de potencial (TP) de dimensões reduzidas e com menor isolamento. Este, por sua vez, reduz a tensão do ponto intermediário para a tensão secundária (V_s), que alimenta os instrumentos elétricos conectados em seus terminais, a exemplo da carga Z_b . No que tange ao TC, I_{pri} e I_s são as correntes primária e secundária, respectivamente, R_1 e L_1 são as resistência e indutância do primário, assim como R_2 e L_2 são as resistência e indutância do secundário, respectivamente.

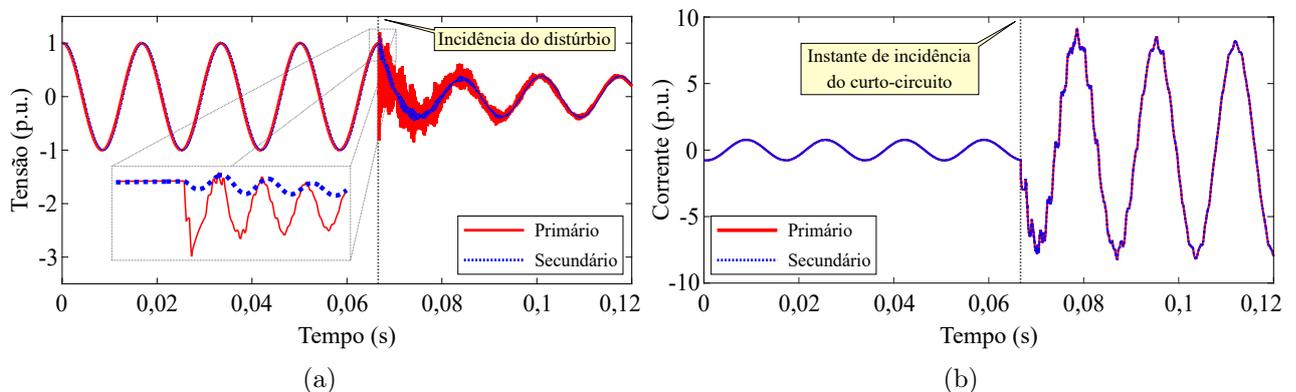
Figura 2.9. Circuitos elétricos básicos de TI: (a) TPC; (b) TC.



Fonte: autoria própria.

Para ilustrar as respostas dinâmicas de TPC e TC durante distúrbios no SEP, apresentam-se, na Figura 2.10, os sinais de tensão e corrente primários e secundários devido a um curto-circuito monofásico aplicado próximo ao ponto de medição de um sistema elétrico de 230 kV, simulado no ATP (LEUVEN EMTP CENTER, 1987).

Figura 2.10. Sinais secundários devido a um curto-circuito monofásico próximo ao ponto de medição de um SEP de 230 kV: (a) tensão; (b) corrente.



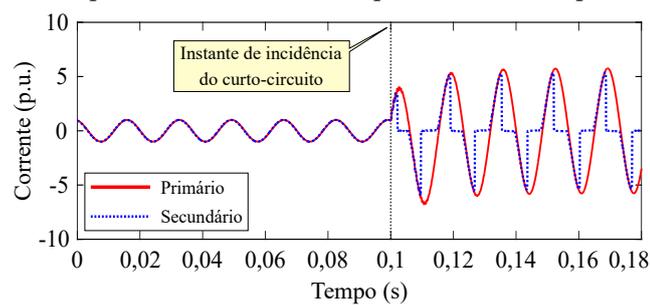
Fonte: autoria própria.

Da Figura 2.10(a), o sinal de tensão secundária apresenta boa precisão em relação ao primário durante regime permanente de operação do SEP, conforme esperado. Entretanto, após

a incidência do distúrbio, a medição de tensão é comprometida, dado que os transitórios são significativamente amortecidos. Nessa situação, medições de tensão de altas frequências são atenuadas e utilizadas como dados de entrada de algoritmos de proteção, o que, a depender de sua parametrização, pode vir a operar de maneira indevida (KASZTENNY *et al.*, 2000). Para a medição de corrente, conforme ilustrado na Figura 2.10(b), o sinal secundário reflete com boa precisão o respectivo primário, mesmo após a ocorrência do curto-circuito. De fato, os TC representam de forma eficaz componentes harmônicas ao longo de um amplo espectro de frequência (da ordem de dezenas a centenas de kHz), apresentando distorções significativas apenas nos casos em que o núcleo ferromagnético opera na região de saturação (NAODOVIC, 2005).

Caso o TC opere em condições de saturação, devido a própria carga do equipamento ou a presença de uma componente CC na corrente de curto-circuito (SAHA *et al.*, 2010), seus sinais secundários podem se apresentar de maneira significativamente distorcida em relação às respectivas correntes primárias. Por exemplo, conforme ilustrado na Figura 2.11, o sinal de corrente proveniente dos terminais do equipamento tendem a ir à zero quando a corrente do primário se aproxima dos picos. Fica evidente nestas condições, que as informações de corrente providas pelo TC são diferentes dos sinais do SEP, de modo que funções de proteção podem vir a atuar de maneira indevida com base nas formas de ondas fornecidas pelo TC.

Figura 2.11. Sinais de corrente primária e secundária quando um TC opera em condições de saturação.



Fonte: autoria própria.

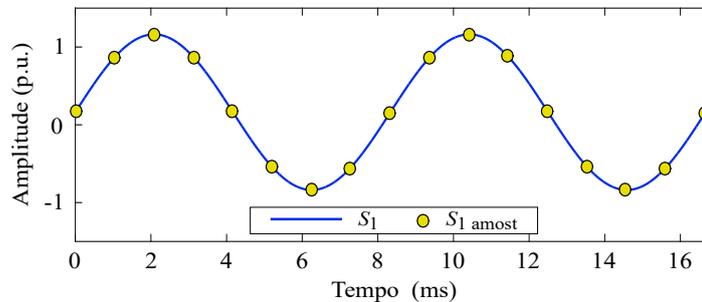
2.4.2 Filtros *Anti-Aliasing*

O teorema da amostragem indica que um sinal contínuo y pode ser discretizado corretamente caso a máxima componente de frequência presente em y não seja superior à metade da frequência

de amostragem (f_s), sendo tal limiar denominado de frequência de *Nyquist* (PHADKE; THORP, 2009; SAHA *et al.*, 2010).

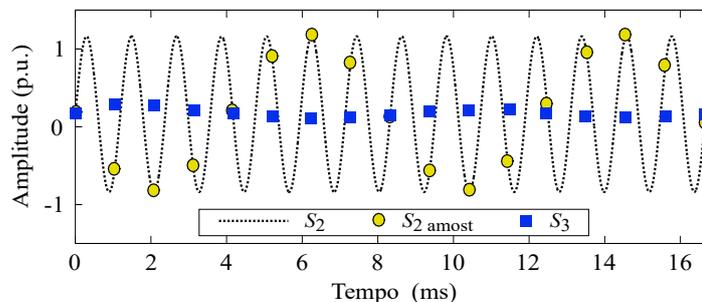
No caso de curtos-circuitos em LT, transitórios de alta frequência podem ser induzidos nos sinais de tensão e corrente devido às variações abruptas no SEP e ao acoplamento mútuo entre os enrolamentos primário e secundário dos TI (FERNANDES Jr. *et al.*, 2007). Nestas situações, uma vez que os dispositivos de proteção e localização de faltas apresentam taxas de amostragem tipicamente fixas, as amostras presentes na saída dos conversores A/D podem não representar fielmente os dados correspondentes na sua entrada, havendo, portanto, uma sobreposição de espectros, fenômeno este conhecido por *aliasing*. Para ilustrar esta situação, considere dois sinais S_1 e S_2 com frequências $f_{S_1} = 120$ Hz e $f_{S_2} = 840$ Hz, respectivamente, sendo S_1 e S_2 discretizados com $f_s = 960$ Hz. O sinal S_1 é apresentado na Figura 2.12, enquanto que o sinal S_2 é mostrado na Figura 2.13. Nas mesmas figuras, S_1 amost e S_2 amost consistem nas amostras de S_1 e S_2 , respectivamente. Exemplo semelhante para ilustrar o fenômeno *aliasing* pode ser encontrado em Saha *et al.* (2010).

Figura 2.12. Exemplo de amostras do sinal S_1 digitalizado com $f_s = 960$ Hz.



Fonte: autoria própria.

Figura 2.13. Exemplo de amostras do sinal S_2 digitalizado com $f_s = 960$ Hz.



Fonte: autoria própria.

Da Figura 2.13, a amostragem de S_2 com frequência de 960 Hz resulta na obtenção de

um sinal completamente distinto do sinal original. Além disso, um desvio de fase da ordem de π é percebido. O fenômeno *aliasing* ocorre uma vez que f_{S_2} é maior que a frequência de *Nyquist*. Por outro lado, o sinal S_1 , conforme apresentado na Figura 2.12, é corretamente digitalizado, podendo ser, portanto, apropriadamente utilizado como dado de entrada de aplicações de proteção.

Diante do exposto, para que o processo de amostragem dos sinais seja realizado de maneira adequada, componentes de frequência maiores que a frequência de *Nyquist* devem ser eliminadas, ou filtradas. Deste modo, um filtro analógico passa-baixas (filtro *anti-aliasing*) é usualmente aplicado antes do processo de conversão A/D, conforme apresentado na Figura 2.8, sendo a frequência de corte (f_c) definida com valor de, no máximo, igual ao limiar de *Nyquist* (PHADKE; THORP, 2009; SAHA *et al.*, 2010). Para ilustrar esta situação, considere que frequências da ordem de f_{S_2} estão superpostas em um sinal de tensão ou corrente do SEP, como no caso de S_2 , de modo que um filtro *anti-aliasing* Butterworth de segunda ordem com $f_c = 180$ Hz é aplicado antes da discretização de S_2 , resultando no sinal S_3 amostrado e apresentado na Figura 2.13. Fica evidente, conforme ilustrado na Figura 2.13, que o sinal S_2 foi atenuado significativamente pelo filtro, evitando assim, a ocorrência de uma possível sobreposição de espectro, bem como a transferência de informações falsas aos algoritmos de localização de curtos-circuitos.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O aumento crescente do número de centros consumidores e sobretudo, da extensão das LT em operação nos últimos anos, vem fazendo com que os órgãos reguladores imponham restrições cada vez mais significativas em termos da qualidade, disponibilidade e continuidade do fornecimento de energia elétrica. Como resultado destas requisições, pesquisas e estudos ao redor do mundo vêm sendo realizadas com vistas ao desenvolvimento de técnicas mais robustas a serem implantadas nos sistemas de proteção e localização de curtos-circuitos, viabilizando, deste modo, uma atuação mais rápida por parte das equipes de manutenção das concessionárias (SAHA *et al.*, 2010; REIS *et al.*, 2017).

Os meios reportados de se localizar um determinado ponto de falta em uma LT iniciaram através de inspeções visuais por vias terrestres, sendo os primeiros registros datados ao longo dos anos de 1940 (RORDEN, 1949), que foram posteriormente complementados por patrulhas aéreas. Devido ao grande dispêndio econômico, além do tempo considerável necessário para localizar e reparar a área defeituosa, dispositivos eletromecânicos dedicados passaram a ser utilizados para realizar a tarefa de estimar o ponto de ocorrência do distúrbio, resultando em erros da ordem de 20% do comprimento da LT (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Todavia, o avanço da tecnologia digital nos anos recentes, especialmente relativa ao uso de maiores taxas de amostragem, a implementação de técnicas de processamento de sinais mais sofisticadas e a sincronização de dados entre dispositivos, possibilitou a integração de funções de proteção, localização, controle e supervisão nos próprios equipamentos de proteção, resultando em economia de custos e sofisticação de algoritmos, além de atuações de proteção e estimativas dos locais dos curtos-circuitos de formas cada vez mais precisas (PHADKE; THORP, 2009; SCHWEITZER *et al.*, 2014).

Embora a distinção entre as categorias de métodos de localização de distúrbios seja, primordialmente, relativa ao uso de componentes fasoriais ou de transitórios induzidos pelo curto-circuito (SAHA *et al.*, 2010), outras classificações também são passíveis de coexistir, sobretudo

no que tange ao número de terminais monitorados da LT, à necessidade de medições sincronizadas entre dispositivos, bem como quanto ao uso de dados de tensão e corrente para estimar o local do distúrbio. Deste modo, um levantamento bibliográfico é apresentado neste capítulo em relação aos principais algoritmos de localização de faltas reportados na literatura, que são baseados em componentes fundamentais e na teoria de ondas viajantes, assim como do impacto dos TI sobre o desempenho de funções de proteção.

3.1 MÉTODOS BASEADOS EM COMPONENTES FUNDAMENTAIS

Tradicionalmente, os métodos baseados em fasores fundamentais de tensão e corrente são reportados como uma das formas mais simples e econômicas de se estimar o local do curto-circuito, além de apresentarem uma precisão aceitável para a maioria das aplicações de proteção. Utilizando as medições dos fasores em um ou mais terminais monitorados da LT, o ponto de ocorrência do defeito é calculado com base na impedância estimada do trecho da linha pelo dispositivo de proteção ou pelo equipamento localizador de distúrbios, caso este esteja disponível na barra de medição (SAHA *et al.*, 2010).

A maioria das aplicações práticas dos métodos baseados em impedância era destinada às técnicas de um terminal, isto é, que utilizam apenas medições de um terminal da LT monitorada. Uma das maiores vantagens destes tipos de algoritmos reside no fato de que o canal de comunicação entre dispositivos localizados nas extremidades da linha não é necessário, reduzindo os custos da instalação. No entanto, resultados mais precisos são obtidos quando o canal de comunicação está disponível, uma vez que mais informações do SEP são trocadas entre os equipamentos de proteção e localização de curtos-circuitos conectados nas barras monitoradas.

Diferentes suposições acerca do SEP ou das características do distúrbio conduziram ao desenvolvimento de uma variedade de técnicas baseadas em componentes fundamentais. Uma das formulações mais simples desta categoria consiste no Método da Reatância Simples (MRS), reportado em Saha *et al.* (2010). Entretanto, este algoritmo leva em consideração que a impedância do curto-circuito é puramente resistiva e que as correntes nos terminais da LT estão em fase. Todavia, a depender da característica do defeito, da homogeneidade e do fluxo de potência do SEP, as estimativas providas pelo método podem ser seriamente comprometidas.

Visando reduzir a influência do fluxo de potência do SEP sob o MRS, o método descrito em Takagi *et al.* (1982) utiliza dados incrementais de corrente, resultando em estimações bem mais precisas que as do MRS. Várias versões deste algoritmo, inclusive, foram embarcadas em relés numéricos (FISCHER *et al.*, 2012), bem como em *softwares* para análises de distúrbio e de desempenho da proteção, a exemplo do aplicativo descrito em Lopes *et al.* (2017). No entanto, as suposições de que o SEP é homogêneo e que a corrente de carga permanece constante nos períodos antes e após a incidência do curto-circuito, fato este que é verídico apenas para uma carga modelada a corrente constante, podem limitar as estimações dos locais do defeito. Assim como para o MRS, altas resistências de curto-circuito também podem comprometer o desempenho do método (DAS *et al.*, 2014).

Posteriormente, outros algoritmos de um terminal foram propostos na tentativa de minimizar as limitações supracitadas, a exemplo do algoritmo reportado em Eriksson *et al.* (1985), que leva em consideração as impedâncias das fontes dos equivalentes Thévenin para reduzir os efeitos dos erros de reatância e não homogeneidade do SEP. Esta técnica também estima o valor da resistência do defeito, sendo o local do distúrbio calculado a partir de equações quadráticas. Uma forma modificada do método descrito em Eriksson *et al.* (1985) foi proposta por Novosel *et al.* (1998), visando aplicações em sistemas de distribuição. Ainda assim, processos iterativos e equações quadráticas são envolvidas para realização das estimações.

Na mesma linha de técnicas voltadas para aplicações em sistemas de distribuição, Salim *et al.* (2011) propuseram um método que visa minimizar o efeito capacitivo do SEP, onde a admitância *shunt* da LT é levada em consideração na formulação do algoritmo. Neste caso, a depender da classificação do curto-circuito, diferentes equações são solucionadas para estimação do ponto de ocorrência do defeito, sendo o resultado obtido também por meio de processo iterativo. Além disso, a impedância do distúrbio também é considerada puramente resistiva, o que pode consistir em uma fonte de erro. Embora este método tenha sido desenvolvido originalmente para uso em redes de distribuição, não há perda de confiabilidade quando aplicado em LT (LOPES, 2014).

Com o passar dos anos e com o aumento da confiabilidade na troca de informações entre dispositivos de proteção presentes nas subestações, sobretudo por melhorias implementadas nos canais de comunicação, o uso de técnicas que utilizam medições de dois ou mais terminais foi

disseminado, visando minimizar os erros obtidos no desempenho dos algoritmos de um terminal. De fato, por utilizarem mais informações do SEP para estimar o local da falta, erros provocados pela não homogeneidade do SEP ou pela simplificação da impedância do curto-circuito sendo puramente resistiva, por exemplo, são minimizados ou até mesmo eliminados, fazendo com que esses métodos sejam mais robustos.

Caso as medições em dois terminais da LT sejam sincronizadas, isto é, dados disponibilizados apresentando uma referência de tempo comum, normalmente obtida via GPS, o uso de componentes de sequência negativa dos sinais de tensão e corrente adquiridos em ambas extremidades da LT pode ser vantajoso, uma vez que tais sinais não são afetados pelo acoplamento de sequência zero que possa existir, ou pela própria corrente de carga (DAS *et al.*, 2014). Em contrapartida, caso não exista garantia de medições sincronizadas entre os dispositivos de proteção por problemas de funcionamento do GPS, ou até mesmo pela sua ausência, além de desvios de fase que possam ser introduzidos pelo canal de comunicação, ainda assim o local da falta pode ser estimado. Para tanto, as medições de tensão e corrente de ambos terminais são alinhadas por meio do cálculo de um fator de correção (erro de sincronismo ou ângulo de sincronização) (SAHA *et al.*, 2010; CRUZ *et al.*, 2012; IZYKOWSKI *et al.*, 2006; IZYKOWSKI *et al.*, 2011).

Em Johns & Jamali (1990), um algoritmo de dois terminais independente da resistência do curto-circuito e do conhecimento dos parâmetros da fonte foi proposto. A técnica utiliza medições sincronizadas de tensão e corrente entre os terminais da linha, sendo sua formulação obtida a partir do modelo de LT a parâmetros distribuídos. Embora apresente boa precisão e sirva como base para formulações de métodos até os dias atuais, a rotina pode ser sensível a imprecisões nos parâmetros de sequência positiva e do comprimento da LT.

Visando minimizar o efeito de imprecisões nos parâmetros da LT, Girgis *et al.* (1992) propuseram um método para aplicações em sistemas com dois ou três terminais, sendo as medições sincronizadas ou não. A técnica é baseada no modelo de LT a parâmetros concentrados e considera que as impedâncias das linhas por unidade de comprimento são iguais entre os dois ou três terminais monitorados, o que pode consistir em uma fonte de erros caso as LT apresentem impedâncias distintas.

Na mesma linha de métodos de dois ou três terminais, Tziouvaras *et al.* (2001) apresenta-

ram um algoritmo baseado na análise de módulos de relações entre correntes e impedâncias de sequência negativa em cada terminal monitorado. Dessa forma, não se faz necessário o alinhamento dos sinais devido a desvios de fase que por ventura possam ocorrer, haja vista que apenas o módulo é considerado. Por outro lado, a impedância da fonte e da LT devem ser conhecidas, o que pode limitar a precisão da rotina caso esses dados não estejam disponíveis ou não apresentem boa precisão. Procedimento similar ao descrito é reportado em Saha *et al.* (2010), todavia, o conhecimento ou estimação da impedância do equivalente Thévenin da fonte não se faz necessário.

É fato que várias soluções foram propostas para contornar os erros de sincronização que possa existir entre os terminais da LT (SAHA *et al.*, 2010; CRUZ *et al.*, 2012; IZYKOWSKI *et al.*, 2006), resultando em localizações com precisões melhores ou similares às técnicas de um terminal. Em Cruz *et al.* (2012), por exemplo, o ângulo de sincronismo é calculado a partir de funções quadráticas, sendo o local do curto-circuito estimado conforme reportado em Girgis *et al.* (1992). Já em Izykowski *et al.* (2006), o ângulo de sincronismo é estimado com base em medições de relés de distância instalados nos terminais da LT monitorada, sendo o ponto do defeito calculado por meio de grandezas de sequência ou incrementais. Entretanto, um fator comum presente nas formulações destes algoritmos é a necessidade da realização de processos iterativos e funções quadráticas com vistas a estimar o local do distúrbio, o que pode retardar ainda mais a execução das rotinas e, conseqüentemente, até vir a postergar possíveis ações iniciais de reparo. Visando minimizar o esforço computacional requerido, Izykowski *et al.* (2011) propuseram uma solução que independe de procedimentos iterativos, mas ainda utiliza equações quadráticas para calcular o erro de sincronismo, o que pode ser uma fonte de erros a depender do limiar escolhido para distinção entre as duas soluções a serem obtidas para o de ângulo de sincronismo (raízes da equação de segundo grau).

Em Lopes *et al.* (2016), uma avaliação de um conjunto de algoritmos de localização de curtos-circuitos de dois terminais com dados não sincronizados é realizada, tendo como objetivo a seleção de alguns métodos a serem implementados no *software* desenvolvido para estudos e avaliações do desempenho de sistemas de proteção, cuja metodologia é reportada em Lopes *et al.* (2017).

De forma geral, alguns fatores são evidenciados como limitantes para o desempenho dos

métodos de localização baseados em componentes fundamentais, tais como: a característica do curto-circuito (local, tipo, ângulo de incidência e resistência); carregamento e não homogeneidade do SEP; compensação série; resposta transitória dos TI; saturação dos TC; imprecisões nos parâmetros de sequência zero e positiva da LT; acoplamento mútuo; algoritmos de estimação fasorial etc (SAHA *et al.*, 2010; SCHWEITZER *et al.*, 2014). Deste modo, uma análise de sensibilidade do desempenho de uma série de métodos desta categoria frente a alguns fatores limitantes mencionados foi realizada em Das *et al.* (2014). Todavia, a resposta dinâmica dos TI não foi avaliada. Já em Lopes *et al.* (2015a), a influência de diferentes rotinas de estimação fasorial foi realizada.

Além dos fatores limitantes citados, os métodos baseados em componentes fundamentais requerem, pelo menos, a presença de dois ciclos após a incidência do curto-circuito para estimar o ponto do defeito com precisão aceitável. Para sistemas elétricos de alta ou extra alta tensão, onde os distúrbios são geralmente eliminados em menos de dois ciclos da onda fundamental, tais algoritmos podem ter sua precisão seriamente comprometida. Não obstante, devido a importância de evitar a reincidência de curtos-circuitos, bem como o alto custo associado no deslocamento de equipes de manutenção para reparo das áreas defeituosas, as concessionárias de energia vêm investindo em soluções que possam ser mais rápidas e confiáveis, a exemplo das técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes (MARX *et al.*, 2013).

3.2 MÉTODOS BASEADOS EM TRANSITÓRIOS DE CURTOS-CIRCUITOS

Os primeiros trabalhos acerca de métodos que utilizam os transitórios originados por um distúrbio remontam aos anos de 1930, a exemplo dos fundamentos da teoria de ondas viajantes reportada em Bewley (1931), que serviu como base para o desenvolvimento de diversos métodos de localização de curtos-circuitos até os dias atuais. Em Dommel & Michels (1978), por exemplo, conceitos de proteção associada às ondas eletromagnéticas geradas por uma falta, também denominadas de ondas viajantes, foram apresentados. No entanto, as altas taxas de amostragem para medições apropriadas dos transitórios requeridas à época, bem como o alto custo de manutenção e aquisição de equipamentos, configuravam-se como fatores limitantes, fazendo com que tais técnicas deixassem de ser utilizadas, ainda que resultassem em esquemas de proteção e localização de distúrbios mais rápidos (SAHA *et al.*, 2010).

Recentemente com o avanço da tecnologia digital dos sistemas de aquisição de dados e dos canais de comunicação, além de um mercado de energia mais competitivo e com restrições cada vez mais significativas em termos de qualidade e continuidade de serviço, as técnicas baseadas em alta frequência, sobretudo em ondas viajantes, tiveram suas investigações e aplicações impulsionadas, com dispositivos comerciais de proteção microprocessados já implantados e apresentando frequências de amostragem da ordem de MHz (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2015).

As técnicas enquadradas nesta categoria podem ser agrupadas em métodos baseados na teoria de ondas viajantes e algoritmos que utilizam componentes de alta frequência para estimar o local do distúrbio. Os esquemas de proteção e localização de curtos-circuitos que usam a teoria de ondas viajantes apresentam, como princípio básico de funcionamento, a necessidade de determinar os instantes de tempo em que os surtos originados pelo defeito incidem nos terminais, ou terminal, monitorados da LT, correlacionando as ondas viajantes incidentes com as refletidas do ponto de ocorrência do distúrbio (SAHA *et al.*, 2010; LOPES, 2014). Os métodos baseados em componentes de alta frequência dependem da determinação da frequência dominante dos transitórios induzidos pelo curto-circuito, relacionando a frequência dos sinais monitorados com os parâmetros do sistema e a distância do defeito (FAYBISOVICH; KHOROSHEV, 2008; FAYBISOVICH *et al.*, 2010; IURINIC *et al.*, 2013).

3.2.1 Técnicas Baseadas em Componentes de Alta Frequência

Os métodos que dependem das componentes de mais alta frequência dos sinais para estimar o local da falta funcionam, basicamente, por meio de uma análise espectral dos sinais de entrada dos algoritmos com vistas a determinação da frequência dominante para, posteriormente, estimar o ponto do distúrbio. De fato, para curtos-circuitos próximos à barra de medição, o tempo de propagação da onda viajante desde o ponto do defeito até o terminal monitorado da LT é pequeno, resultando em frequências muito elevadas. Do contrário, para distúrbios distantes do ponto de medição, o tempo de propagação é maior e, conseqüentemente, a frequência correspondente é menor. Desta forma, determinando-se a frequência dominante dos transitórios, é possível estimar o local do curto-circuito.

Em Faybisovich & Khoroshev (2008), por exemplo, são apresentados algoritmos de um e dois terminais para localização do distúrbio. De forma sucinta, um estágio inicial da rotina é aplicada e o ponto do defeito é estimado com base nos transitórios originados pela incidência do curto-circuito. Posteriormente, um segundo estágio é aplicado para determinar o local do distúrbio a partir da frequência dominante presente nos transitórios originados pela abertura do disjuntor. Procedimento similar é reportado em Faybisovich *et al.* (2010). Todavia, faz-se necessário que o disjuntor esteja aberto para que o defeito possa ser estimado, sendo utilizado apenas registros que contenham todo o período de curto-circuito.

Lin *et al.* (2012) reportaram uma técnica de um terminal baseada em formulações de ondas viajantes, mas que utiliza as frequências dominantes dos sinais dos modos aéreos para estimar duas velocidades de propagação. Logo após, Iurinic *et al.* (2013) apresentaram uma técnica para determinar as frequências dominantes presentes nos sinais de tensão provocados por um curto-circuito. Uma vez determinada tais frequências, o local do distúrbio pode ser estimado a partir de relações com os parâmetros do SEP.

De maneira geral, diferentemente das técnicas baseadas em ondas viajantes, que são capazes de atuar em instantes logo após a incidência do curto-circuito, as rotinas que dependem das frequências dominantes tendem a retardar possíveis ações iniciais das equipes de manutenção das concessionárias. Além disso, é primordial a necessidade de registros que contenham informações de tensões e correntes durante todo o período do distúrbio, fatores estes que se configuram como limitações de tais rotinas.

3.2.2 Técnicas Baseadas na Teoria de Ondas Viajantes

No fim da década de 1980, um esquema de proteção de LT foi proposto por Christopoulos *et al.* (1988), que se baseia na determinação do intervalo de tempo entre a primeira onda viajante incidente em um terminal monitorado e a respectiva onda refletida do ponto do distúrbio. Todavia, a técnica é passível de falha na identificação correta da onda refletida para defeitos próximos à barra de medição, sobretudo se existir uma LT curta adjacente atrás do terminal monitorado, haja visto que as polaridades das ondas refletidas desta linha podem coincidir com as polaridades das ondas refletidas do ponto de incidência do curto-circuito, de modo que o

esquema de proteção pode vir a atuar de maneira indevida. Além disso, há necessidade de estimar a resistência do defeito para calcular o local de ocorrência do distúrbio, gerando um processo iterativo até a rotina identificar a onda refletida e uma resistência do distúrbio abaixo de determinados limiares.

Já na década de 1990, Gale *et al.* (1993) reportaram que as técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes para estimar o local do distúrbio podem ser classificadas em grupos, a depender da utilização, ou não, de ondas viajantes refletidas do ponto de defeito, da utilização de pulsos elétricos, bem como do número de terminais monitorados. Além disso, segundo os autores, os métodos de apenas um terminal são mais simples, muito embora sejam mais suscetíveis a erros, visto que dependem de ondas refletidas do local de ocorrência do curto-circuito, as quais podem ser confundidas com ondas refletidas ou refratadas em outros pontos do SEP. Por outro lado, as rotinas que dependem de dados obtidos em dois terminais da LT são reportadas como mais robustas, uma vez que necessitam apenas da detecção das primeiras ondas incidentes nas extremidades da LT, apesar de necessitarem de canais de comunicação.

Nesta mesma época, Bo *et al.* (1996) propuseram uma técnica para proteção de LT, a qual, todavia, dependia de um dispositivo especialmente projetado e conectado ao TC para detectar os transitórios induzidos por curtos-circuitos, sendo estimado, inicialmente, o trecho da LT onde o distúrbio ocorreu para, em seguida, calcular o ponto do defeito por meio da identificação de ondas refletidas, recaindo nas mesmas limitações do trabalho descrito em Christopoulos *et al.* (1988). Um ano após, Bo *et al.* (1997) reportaram com mais detalhes e análises o localizador de distúrbios de um terminal baseado em transitórios de alta frequência a ser implementado em conjunto com o esquema de proteção proposto. No entanto, as mesmas limitações para defeitos situados próximos à barra de medição são observadas, além do desempenho do algoritmo ser afetado por ruídos do SEP.

Em Jian *et al.* (1998), propõe-se uma nova formulação para localização de distúrbios com dados de dois terminais, na qual são consideradas duas velocidades de propagação das ondas viajantes, que são calculadas a depender da frequência dominante dos transitórios por meio de diferentes parâmetros de dilatação da Transformada *Wavelet* Contínua (TWC). Embora o objetivo seja estimar o local do defeito de maneira mais precisa, a necessidade de se realizar uma análise espectral dos sinais monitorados para identificação das frequências dominantes resulta

em desvantagens da técnica reportada, visto que há algoritmos de dois terminais disponíveis na literatura que dependem apenas de uma velocidade de propagação das ondas viajantes, a qual é calculada com boa precisão simplesmente com base nos parâmetros da LT, e não na estimação de componentes de alta frequência (GALE *et al.*, 1993; LOPES, 2014). Além disso, já há algoritmos de dois terminais recentes que independem da utilização da velocidade para estimar o local do curto-circuito (GILANY *et al.*, 2007; FENG *et al.*, 2008; LOPES, 2016).

Neste cenário, visando eliminar os erros ocasionados por imprecisões na velocidade de propagação, Gilany *et al.* (2007) propuseram um método imune à velocidade mas que depende da detecção correta de ondas refletidas do ponto de ocorrência do curto-circuito, o que o faz recair sobre as mesmas limitações de algoritmos de um terminal. Não obstante, há a necessidade de um dispositivo detector de alta frequência dos sinais de tensão acoplado ao TPC existente, fato este que pode dificultar sua aplicação devido a necessidade de aquisição de equipamentos adicionais a serem implantados na subestação. De maneira análoga a Gilany *et al.* (2007), Feng *et al.* (2008) reportaram uma técnica de localização de curtos-circuitos utilizando medições de três terminais independente da velocidade de propagação. Porém, a análise de registros oscilográficos de três pontos distintos do SEP pode tornar o procedimento de estimar o local do defeito mais lento, retardando, assim, ações iniciais de reparo no sistema. Além disso, vale salientar que a formulação da rotina considera a mesma velocidade de propagação das ondas viajantes nos trechos das LT monitoradas, o que pode não ser verdade caso as linhas apresentem parâmetros distintos.

Ainda no contexto de métodos multi-terminais, Glik *et al.* (2012) propuseram um algoritmo de detecção, classificação e localização de curtos-circuitos, o qual faz uso da Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) aplicada aos modos aéreos α e β para identificar o ponto de ocorrência do distúrbio. A rotina estima o local do defeito, seja por um ou dois terminais, a depender da etapa de classificação de curtos-circuitos. Entretanto, é fato que a subamostragem por dois realizada pela TWD pode comprometer o desempenho do método de detecção e, conseqüentemente, da estimação do ponto do distúrbio (COSTA, 2010). Além disso, a necessidade de se previamente classificar o tipo de curto-circuito para estimar o local do defeito consiste em uma limitação. De fato, em casos onde os distúrbios são classificados incorretamente, a distinção entre quais sinais provenientes dos modos α e β devem ser selecionados como dados de entrada do algoritmo

de localização pode ser comprometida, podendo afetar, assim, a precisão e confiabilidade dos locais estimados pelo método.

Já Jia (2017) reportaram uma técnica que estima um fator de correção com vistas a compensar os efeitos de dispersão e atenuação das ondas viajantes de diferentes velocidades e, deste modo, aumentar as singularidades das mesmas, facilitando a detecção do distúrbio. Todavia, o método faz uso da decomposição modal, da *Fast Fourier Transform* (FFT), da transformada *wavelet* e calcula a função de propagação com base na formulação de Carson, além de realizar a compensação dos efeitos de dispersão das ondas reaplicando a transformada *wavelet*, o que torna o algoritmo bastante complexo e lento.

É fato que métodos de dois terminais são mais robustos e precisos, conforme já mencionado. No entanto, na prática, alguns problemas de sincronização de dados podem existir, seja pela latência no canal de comunicação, por problemas no funcionamento do GPS, como a perda do sinal de referência, pela perda de monitoramento de um dos terminais, ou até mesmo pela ausência de fontes de tempo de referência comum instaladas na subestação (MILLER *et al.*, 2010; IZYKOWSKI *et al.*, 2011; LOPES *et al.*, 2015b). Deste modo, torna-se evidente a busca por algoritmos de um terminal que sejam robustos e apresentem precisões da mesma ordem que às das técnicas de dois terminais, de modo a manter a confiabilidade do esquema de proteção associado.

Neste cenário, em Ha *et al.* (2003) é reportado um novo princípio de localização de curtos-circuitos em LT utilizando dados de um terminal. O método é formulado a partir do modelo de linhas a parâmetros distribuídos e se baseia em estimar uma função derivativa de tensão que tenderá a ser mínima no ponto do defeito. Entretanto, segundo os próprios autores, a técnica é bastante complexa e o acoplamento mútuo entre as LT afetam o desempenho do algoritmo. Além disso, nenhuma análise de sensibilidade foi investigada, como o possível impacto que os TPC podem causar na precisão do método, dado que o mesmo depende de uma função derivativa de tensão.

No mesmo ano, Dong *et al.* (2003) propuseram um esquema de proteção que depende da identificação correta de ondas progressivas e regressivas na LT monitorada, sendo tal detecção realizada por meio das amplitudes máximas dos coeficientes *wavelet* e de forma estritamente visual, isto é, nenhum processo automático está envolvido para distinguir as ondas refletidas e

refratadas do ponto de ocorrência do distúrbio. Além disso, por se basear apenas nas amplitudes dos coeficientes *wavelet*, a técnica mostra-se sensível a altos índices de ruído do SEP. De maneira similar ao trabalho de Dong *et al.* (2003), o método reportado em Livani & Evrenosoglu (2010), destinado a sistemas combinados de transmissão aérea e subterrânea, detecta os picos da energia dos coeficientes *wavelet*, obtidos por meio da TWD, de forma não automática, sendo a técnica dependente da classificação do curto-circuito, a qual também se configura como uma limitação do método. Outros algoritmos também necessitam da classificação do defeito antes de estimar o ponto do distúrbio, a exemplo do trabalho de Altay *et al.* (2014), que embora seja independente da velocidade de propagação das ondas viajantes, a necessidade de distinção entre os modos aéreos α e β de acordo com o tipo de curto-circuito pode comprometer a precisão da rotina, conforme os mesmos fatores mencionados a respeito do algoritmo reportado em Glik *et al.* (2012).

Em 2006, um algoritmo de um terminal que leva em consideração a resposta dinâmica de TI foi proposto por Spoor & Zhu (2006). Basicamente, a técnica utiliza a TWC para calcular a energia dos coeficientes *wavelet*, mantendo a polaridade dos mesmos, para relacionar ondas incidentes e refletidas. Porém, a necessidade de conhecimento da resposta em frequência dos TI para escolher a escala mais adequada a ser aplicada na transformada recai como uma limitação da rotina, sendo a requisição mínima de 20 escalas.

Para contornar as dificuldades comumente reportadas de se distinguir ondas refletidas de refratadas em métodos de um terminal, algumas técnicas, inclusive embarcadas em relés numéricos atuais, foram propostas fazendo uso combinado dos benefícios dos algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes e dos baseados em componentes fundamentais (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2014; SCHWEITZER *et al.*, 2016). Uma dessas propostas foi reportada inicialmente em Xinzhou *et al.* (2002), em que um algoritmo baseado em impedância calcula a seção da LT onde o curto-circuito incide e, posteriormente, utiliza a transformada *wavelet* para estimar o local do distúrbio, sendo as ondas refletidas do ponto do defeito identificadas por limiares de [-10%, 10%] da estimação realizada pela rotina baseada em 60 Hz. Já Marx *et al.* (2013) e Schweitzer *et al.* (2016) descrevem como ocorre a aplicação conjunta das técnicas em um relé digital, sendo a proteção de retaguarda executada pela técnica baseada em fasores. Distúrbios próximos ao ponto de medição ou que apresentem ângulos de incidência próximos

de 0° são também estimadas pelo método baseado em componentes fundamentais.

De forma análoga a Xinzhou *et al.* (2002), Pathirana *et al.* (2002) utilizam um método híbrido formado pela combinação de um algoritmo baseado na correlação de dados incrementais de ondas viajantes incidentes e refletidas e um método baseado em fasores, o qual atua em paralelo com a rotina que utiliza a teoria de ondas viajantes, sendo sua atuação principal para casos de curtos-circuitos próximos ao ponto de medição da LT. Entretanto, a baixa taxa de amostragem utilizada nas análises e a precisão comprometida da rotina para ângulos de incidência próximos de 0° se configuram como limitações do trabalho.

Já Schweitzer *et al.* (2014) utilizam uma rotina de dois terminais baseada na teoria de ondas viajantes para estimar o local do defeito. Caso ocorra alguma falha no canal de comunicação, a exemplo das já mencionadas anteriormente, a formulação baseada em impedância é utilizada. O fato é que todas essas aplicações, por utilizarem algoritmos baseados em fasores, seguem afetados pelos mesmos fatores que comprometem tais técnicas, a exemplo das limitações descritas na seção 3.1. Além disso, é comum a utilização dos dois modos aéreos α e β para desacoplar o sistema, recaindo nos mesmos problemas relatados para o trabalho de Glik *et al.* (2012).

Diante deste cenário, princípios de localização de curtos-circuitos de um terminal que diferenciam ondas refletidas de refratadas foram propostos, sendo uma das primeiras formulações reportadas em Crossley & McLaren (1983), a qual utiliza o conceito de correlação aplicada a ondas progressivas e regressivas para estimar o ponto do defeito. Segundo os autores, dado que ondas incidentes e refletidas do ponto de ocorrência do distúrbio apresentam formas de onda similares, um pico na saída da função de correlação é esperado no instante em que tais ondas eletromagnéticas são correspondentes, possibilitando, assim, o cálculo do local do curto-circuito. Muito embora tenha sido um dos trabalhos precursores e que serviu de base para outras formulações, a precisão do método de localização deixa a desejar, uma vez que o principal interesse é determinar a zona de atuação da proteção. Nesta classe de técnicas, embora o valor médio das ondas progressivas e regressivas seja removido com vistas a eliminar o impacto de níveis CC na função de correlação, este procedimento não é eficaz para reduzir a influência de componentes de baixa frequência na referida função, o que pode comprometer a identificação correta dos picos em sua saída. Assim como na técnica reportada em Glik *et al.* (2012), há a necessidade de monitorar sinais dos modos aéreos α e β , que são selecionados a depender de uma etapa

prévia de classificação de curtos-circuitos.

Procedimentos similares ao proposto Crossley & McLaren (1983) são reportados em Aurangzeb *et al.* (2000), Aurangzeb *et al.* (2001) e Jamali & Ghezaljah (2004), no entanto os algoritmos não identificam as ondas refletidas de forma automática. Outra limitação do método reportado em Aurangzeb *et al.* (2000) e Aurangzeb *et al.* (2001) é a necessidade de um dispositivo dedicado para detecção dos transitórios, o que aumenta o custo da instalação.

Ainda na década de 1980, Shehab-Eldin & McLaren (1988) propuseram uma melhoria do algoritmo reportado em Crossley & McLaren (1983) a partir do uso da função de correlação composta, que envolve o uso de janelas de dados curta e longa para tornar o algoritmo mais robusto à identificação das ondas refletidas, sobretudo para distúrbios com altas resistências. No entanto, a baixa taxa de amostragem utilizada e o limiar de detecção definido pelo usuário podem afetar consideravelmente a precisão do método, uma vez que ruídos no SEP podem ser confundidos com transitórios induzidos por curtos-circuitos. Não obstante, assim como em Crossley & McLaren (1983), há necessidade de remoção do valor médio dos sinais.

No intuito de tentar tornar um algoritmo mais robusto quanto à presença de ruídos no SEP e para melhor diferenciar ondas refletidas de refratadas em casos de curtos-circuitos de alta impedância, Jie *et al.* (1999) usam uma função de correlação auxiliar adicional para aumentar a amplitude dos picos da função de correlação, sendo necessário, também, a remoção do valor médio dos sinais. Embora cumpra seu papel com certa precisão, os autores não testaram a técnica para situações críticas, como a ocorrência de distúrbios próximos à barra de medição e ângulos de incidência próximos de 0° .

Em 2000, Liang *et al.* (2000) usaram a correlação obtida a partir de três escalas da TWC para localizar o ponto do defeito por um terminal monitorado da LT. Todavia, a detecção dos transitórios foi realizada para um SEP praticamente sem ruído, não sendo testados casos com sistemas mais complexos. Além disso, a falta de testes para situações críticas, a exemplo das já mencionadas, não possibilitam averiguar a precisão do método.

Como os métodos reportados até o momento ainda apresentam precisão questionável para distinção correta de ondas refletidas e refratadas do ponto de ocorrência do curto-circuito, seja por limitações já mencionadas, ou por ainda não haver análises de sensibilidade extensivas reportadas na literatura que consolidem determinada técnica, Liu *et al.* (2012) e Lopes

(2016) propuseram algoritmos que dependem apenas de ondas incidentes de um e dois terminais, respectivamente. Entretanto, tais rotinas são aplicadas exclusivamente para situações de distúrbios monofásicos, o que limita a aplicação dos métodos nos demais casos.

Diante do exposto, percebe-se que vários trabalhos reportam técnicas de localização de curtos-circuitos de dois terminais baseadas na teoria de ondas viajantes, as quais são reconhecidamente descritas por apresentarem os melhores desempenhos. No entanto, algoritmos que dependem de dados de apenas um terminal monitorado da LT e que sejam minimamente afetados pelos fatores limitantes já abordados, como ângulos de incidência iguais a 0° , altas resistências de distúrbio e aplicáveis a quaisquer tipos de curto-circuito ainda são escassos na literatura, mesmo apresentando vantagens significativas para as concessionárias de energia elétrica, principalmente no que concerne à economia de recursos na instalação.

Cientes de que a precisão dos métodos de localização de curtos-circuitos baseados na teoria de ondas viajantes reside, sobretudo, na detecção correta dos instantes de incidência das ondas eletromagnéticas nos terminais monitorados da LT, apresenta-se, a seguir, uma breve revisão acerca de algumas técnicas reportadas neste âmbito.

3.2.2.1 Técnicas de Detecção de Distúrbios Baseadas em Ondas Viajantes

Para realizar a detecção de transitórios eletromagnéticos induzidos por curtos-circuitos, os métodos existentes utilizam ferramentas de processamento de sinais, a exemplo das transformadas *wavelet* e Park, para extrair as componentes de alta frequência das formas de onda das tensões e correntes, ou, até mesmo, por meio de limiares definidos com base nas amplitudes dos sinais monitorados.

Em Santoso *et al.* (1997), os transitórios são detectados por meio da aplicação da TWD, sendo o instante de ocorrência identificado no momento em que a amplitude dos coeficientes *wavelet* ultrapassam um limiar pré-definido, cujo valor depende da amplitude máxima assumida por tais coeficientes ao longo do registro oscilográfico analisado. Por se tratar de uma técnica em que os limiares de detecção são definidos com base no valor máximo de coeficientes, a identificação do instante de ocorrência do distúrbio pode ser comprometida caso os transitórios sejam atenuados.

Já Gilany *et al.* (2007) propuseram que os instantes iniciais dos distúrbios fossem detectados a partir da utilização da transformada *wavelet* aplicada aos componentes modais dos sinais de tensão e corrente do sistema elétrico. Para detectar os transitórios, a técnica proposta verifica a ocorrência de máximos locais nas formas de onda dos coeficientes *wavelet*.

Em Lopes (2014), a transformada de Park é utilizada para desacoplar os sinais de tensão e corrente do sistema elétrico, possibilitando a identificação dos transitórios a partir de apenas um sinal, o qual se refere à componente de eixo direto. Basicamente, tal formulação gera um eixo referencial que gira em sincronismo com os fasores de tensão e corrente do sistema elétrico na frequência fundamental. Para um observador que está sob o eixo, os sinais de tensão e corrente em regime permanente apresentam valores constantes, ao passo que, durante distúrbios ou desbalanceamentos, grandes variações surgem, possibilitando, assim, a detecção do defeito, mesmo nos casos onde os transitórios possam se apresentar de maneira atenuada.

Já Costa (2014), por sua vez, propôs a utilização de uma variante da TWD para realizar a detecção dos transitórios, isto é, a Transformada *Wavelet* Discreta Redundante (TWDR). A TWDR diferencia-se da TWD por não haver o processo de subamostragem por dois, tornando-a mais adequada para o processo de detecção de distúrbios. De acordo com Costa (2014), os coeficientes *wavelet* são bastante influenciados por ruídos de alta frequência em regime normal de operação, de tal modo que seus comportamentos podem ser aproximados por uma função com distribuição de probabilidade normal, com parâmetros definidos pela amplitude média μ e o desvio padrão σ . Assim, durante regime permanente, espera-se que todos os coeficientes *wavelet* estejam dentro do intervalo $[\mu - 4\sigma, \mu + 4\sigma]$, cujos limiares correspondem aos limiares para detecção do defeito. Além disso, a energia dos coeficientes *wavelet* (ε_ω) também pode ser utilizada para identificar os instantes iniciais dos distúrbios, sendo o limiar definido por $[\mu_{\varepsilon_\omega} + 4\sigma_{\varepsilon_\omega}]$, onde μ_{ε_ω} e $\sigma_{\varepsilon_\omega}$ correspondem a média e o desvio padrão da energia dos coeficientes *wavelet*, respectivamente. Diferentemente do método baseado na transformada de Park, o método baseado da TWDR necessita do monitoramento individual dos sinais de cada fase.

Dentre os métodos que utilizam energia de coeficientes existentes nos trabalhos avaliados, a exemplo de Lopes (2014) e Costa (2014), o tamanho da janela escolhida para a implementação das técnicas possibilita apenas a identificação da primeira onda incidente, o que os tornam inviáveis para identificar ondas refletidas e refratadas do ponto de ocorrência do distúrbio.

3.3 MODELOS DE TI E IMPACTOS EM ALGORITMOS DE PROTEÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE CURTOS-CIRCUITOS

É fato que erros de medição podem ocorrer no SEP de tal maneira que informações falsas das tensões e correntes primárias possam ser conduzidas às entradas de algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos. Neste âmbito, vários trabalhos investigam e desenvolvem soluções de modo a propor métodos cada vez mais robustos, isto é, mais imunes aos impactos de erros de medição, sobretudo ocasionados pela resposta dinâmica de TI, da saturação do TC, do carregamento do SEP etc. Em Pajuelo *et al.* (2008), por exemplo, o impacto dos transitórios provenientes do TPC face ao desempenho de métodos de estimação de fasores é retratado, onde uma técnica baseada nos mínimos quadrados para reduzir a influência do mesmo é proposta. Com base no conhecimento do circuito elétrico do equipamento e da carga conectada aos seus terminais, os autores incorporaram estes parâmetros no algoritmo reportado, verificando uma certa melhoria tanto de precisão como de velocidade nos fasores estimados. No entanto, o desempenho da rotina é analisada considerando um modelo de TPC que apresenta uma resposta em frequência limitada em 600 Hz, o que impossibilita, desta forma, sua aplicação em SEP que usam frequências de ordens mais elevadas, como sistemas de proteção e localização de distúrbios baseados na teoria de ondas viajantes.

Soluções para evitar atuação indevida da proteção ocasionadas por oscilações produzidas por TPC também são propostas por Kasztenny *et al.* (2000), onde uma avaliação da velocidade de operação de funções de proteção e causas de sobrealcance dos relés são investigadas.

Já Hou & Roberts (1996) utilizam os mesmos modelos de TPC propostos em Kezunovic *et al.* (1992) para verificar a influência da resposta dinâmica dos dispositivos frente ao desempenho de relés de distância. Os autores verificaram que os transitórios presentes na tensão secundária provenientes do TPC reduzem a componente fundamental da tensão de curto-circuito, causando um decréscimo na impedância aparente calculada pelo relé, podendo até levar os elementos de distância de primeira zona ao sobrealcance. Por meio do uso dos modelos digitais de TPC, os autores propuseram uma nova lógica de detecção de transitórios oriundos de tais equipamentos, a fim de tornar a operação dos relés mais imunes ao comportamento transitório dos TPC. Em contrapartida, os modelos de TPC utilizados neste trabalho não contemplam as características não lineares do núcleo ferromagnético.

No que concerne particularmente ao impacto da resposta em frequência de modelos de TI frente ao desempenho de funções de proteção, Kezunovic *et al.* (1992), por exemplo, realizaram uma análise de sensibilidade dos fatores que mais influenciam a resposta em frequência de TPC, tanto por medições em laboratório como por simulações digitais, onde, basicamente, três modelos digitais de TPC, passíveis de serem utilizados em programas do tipo *Electromagnetic Transients Program* (EMTP), são reportados. Por outro lado, a característica não linear dos equipamentos não são levadas em conta, o que pode limitar o espectro de frequência em estudo.

Nesta mesma linha, Tziouvaras *et al.* (2000) consideram modelos digitais de TI, sendo apenas um modelo de TPC reportado. Basicamente, uma análise de sensibilidade é realizada com o objetivo de verificar quais os componentes que mais afetam a resposta em frequência dos TPC, dando-se ênfase à modelagem dos elementos não lineares e ao tipo de circuito supressor de ferorressonância utilizado. Estudos semelhantes foram conduzidos em Annabattula *et al.* (2007), onde apenas um modelo de TPC é reportado.

Já Das *et al.* (2014), por sua vez, realizam uma análise de sensibilidade de métodos de localização de curtos-circuitos baseados em componentes fundamentais, conforme já mencionado, sendo apenas a saturação do TC levada em consideração.

Basicamente, para análises mais minuciosas acerca do desempenho de algoritmos de proteção e localização de distúrbios, modelos digitais mais precisos de TI são necessários, muito embora não existam referências reportadas na literatura que reúnam uma quantidade considerável de modelos, sobretudo com respostas em frequência distintas, que possibilitem os mais variados estudos. Além disso, quando há mais de um modelo digital de TI descrito, a exemplo de TPC, os parâmetros não lineares não são completamente reportados.

Neste cenário, fica claro a necessidade de trabalhos que reportem modelos de TI que possibilitem a execução de simulações de proteção mais precisas, de modo a se obter representações dos sinais secundários de tensão e corrente de forma mais fidedigna ao que se pode ocorrer em campo. Além disso, da literatura, constata-se que raramente as análises de sensibilidade dos parâmetros que mais afetam as respostas em frequência dos dispositivos, sobretudo as respostas de fase, são realizadas, apesar do impacto considerável que desvios de fase ocorridos nos sinais secundários podem causar em algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos. Sendo assim, trabalhos que preencham tal lacuna existente são necessários, a exemplo do trabalho

aqui proposto, podendo auxiliar, inclusive, no desenvolvimento de pesquisas e aplicações que visem melhorias para soluções de proteção, localização de distúrbios, processo de medição dos sinais secundários etc.

3.4 SÍNTESE DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Percebe-se, da literatura, que a utilização de técnicas que se baseiam na teoria de ondas viajantes vem crescendo com o passar dos anos, sobretudo com o avanço da tecnologia digital e a consequente utilização de dispositivos de proteção comerciais com taxas de amostragem cada vez maiores (da ordem de MHz) (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2014). De fato, as técnicas enquadradas nesta vertente, embora suas formulações iniciais remontem aos anos de 1930 (BEWLEY, 1931), vêm ganhando cada vez mais espaço nas concessionárias de energia e entre pesquisadores ao redor do mundo, dado que boa parte das limitações reportadas acerca dos métodos tradicionais baseados em fasores são superadas, tais como: carregamento e não homogeneidade do SEP; compensação série etc.

Diante dos métodos que utilizam as ondas eletromagnéticas para estimar o local do curto-circuito investigados neste trabalho, é comum a aplicação de transformadas para extrair as componentes de alta frequência dos sinais de tensão e corrente, possibilitando, assim, a detecção dos instantes iniciais dos distúrbios. A aplicação destas ferramentas visam, também, desacoplar as grandezas elétricas do sistema, a exemplo da decomposição modal e da transformada de Park. Por outro lado, os algoritmos que dependem dos modos aéreos α e β resultantes da decomposição modal podem ter suas precisões comprometidas, uma vez que os mesmos necessitam de uma etapa prévia de classificação do tipo de curto-circuito, com vistas a selecionar os sinais mais adequados para utilização como dados de entrada dos algoritmos de localização de defeitos. No entanto, em caso de distúrbios classificados incorretamente, a seleção dos sinais mais apropriados obtidos dos modos α e β pode ser afetada, podendo comprometer, assim, a precisão de tais métodos.

Por utilizar mais informações obtidas de medições nos terminais monitorados da LT, os métodos baseados na teoria de ondas viajantes de dois terminais são mais precisos (GALE *et al.*, 1993; SAHA *et al.*, 2010). Todavia, na prática, é possível que certos problemas possam ocorrer

no SEP, de tal forma que haja dificuldade de comunicação entre os dispositivos de proteção presentes nas linhas monitoradas, seja por falha no funcionamento do GPS, seja pela perda de monitoramento de um dos terminais, ou até mesmo pela ausência de fontes de tempo de referência comum instaladas nas subestações (MILLER *et al.*, 2010; IZYKOWSKI *et al.*, 2011). Neste cenário, as técnicas de um terminal surgem com potencial crescente, desde que apresentem precisões similares às obtidas pelas técnicas de dois terminais. No entanto, métodos que apresentem resultados desta ordem ainda não foram reportados na literatura, sendo, portanto, alvo de estudos neste trabalho.

Basicamente, as técnicas de um terminal reportadas e que são baseadas em funções de correlação apresentam precisão questionável, seja pela utilização de diferentes sinais com modos de propagação distintos a depender do tipo de curto-circuito, ou por sensibilidade a ruídos no SEP, por problemas de detecção para distúrbios situados próximos à barra monitorada, bem como para faltas com ângulos de incidência iguais a 0° , ângulo este definido levando-se em consideração as fases envolvidas no curto-circuito. Deste modo, o desenvolvimento de um método que seja minimamente afetado às limitações descritas e que correlacione corretamente ondas incidentes e refletidas se faz necessário.

Sendo assim, uma nova técnica de um terminal para localização de curtos-circuitos em LT baseada na teoria de ondas viajantes é proposta neste trabalho. Além disso, análises de sensibilidade acerca de diferentes modelos de TPC são realizadas, tanto para as respostas em frequência de módulo, quanto para as de fase, cujos impactos de suas respostas dinâmicas são avaliados sob o desempenho de funções de proteção e localização de distúrbios.

Na Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 apresentam-se uma síntese do levantamento bibliográfico realizado.

Tabela 3.1. Síntese da revisão bibliográfica sobre localização de curtos-circuitos em LT baseadas em componentes fundamentais.

Referência	NTM			Modelo de LT		Requer
	1	2	3	PC	PD	PI
Saha <i>et al.</i> (2010)	✓	-	-	✓	✓	-
Takagi <i>et al.</i> (1982)	✓	-	-	✓	✓	-
Eriksson <i>et al.</i> (1985)	✓	-	-	✓	✓	-
Novosel <i>et al.</i> (1998)	✓	-	-	✓	✓	✓
Salim <i>et al.</i> (2011)	✓	-	✓	-	✓	✓
Johns & Jamali (1990)	-	✓	-	-	-	✓
Girgis <i>et al.</i> (1992)	-	✓	✓	✓	✓	-
Tziouvaras <i>et al.</i> (2001)	-	✓	✓	✓	-	-
Izykowski <i>et al.</i> (2006)	-	✓	-	✓	-	-
Izykowski <i>et al.</i> (2011)	-	✓	-	-	✓	-
Das <i>et al.</i> (2014)	✓	✓	-	✓	-	-

Legenda:

NTM = Número de Terminais Monitorados

PC = Parâmetros Concentrados

PD = Parâmetros Distribuídos

PI = Processo Iterativo

Fonte: autoria própria.

Tabela 3.2. Síntese da revisão bibliográfica sobre localização de curtos-circuitos em LT baseadas nos transitórios induzidos por faltas.

Referência	CM	NTM			PU				DTT		
		1	2	3	PI	COR	IMP+OV	AE	MO	TW	Park
Faybisovich & Khoroshev (2008)	AF	-	✓	-	-	-	-	✓	-	-	-
Faybisovich <i>et al.</i> (2010)	AF	✓	✓	-	-	-	-	✓	-	-	-
Lin <i>et al.</i> (2012)	AF	✓	-	-	-	-	-	✓	✓	✓	-
Iurinic <i>et al.</i> (2013)	AF	✓	-	-	-	-	-	✓	✓	-	-
Christopoulos <i>et al.</i> (1988)	OV	✓	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Gale <i>et al.</i> (1993)	OV	✓	✓	-	-	-	-	-	-	-	-
Bo <i>et al.</i> (1996)	OV	✓	-	-	-	-	-	-	✓	-	-
Bo <i>et al.</i> (1997)	OV	✓	-	-	-	-	-	-	✓	-	-
Jian <i>et al.</i> (1998)	OV	-	✓	-	-	-	-	-	✓	✓	-
Gilany <i>et al.</i> (2007)	OV	-	✓	-	-	-	-	-	✓	✓	-
Feng <i>et al.</i> (2008)	OV	-	-	✓	-	-	-	-	-	-	-
Glik <i>et al.</i> (2012)	OV	✓	✓	-	-	-	-	-	✓	✓	-
Jia (2017)	OV	-	✓	-	✓	-	-	-	✓	✓	-
Dong <i>et al.</i> (2003)	OV	✓	-	-	-	-	-	-	-	✓	-
Livani & Evrenosoglu (2010)	OV	✓	-	-	-	-	-	-	-	✓	-
Xinzhou <i>et al.</i> (2002)	OV	✓	-	-	-	-	✓	-	-	✓	-
Pathirana <i>et al.</i> (2002)	OV	✓	-	-	-	-	✓	-	-	-	-
Schweitzer <i>et al.</i> (2014)	OV	✓	✓	-	-	-	✓	-	✓	-	-
Crossley & McLaren (1983)	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	✓	-	-
Jamali & Ghezljeh (2004)	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	✓	-	-
Shehab-Eldin & McLaren (1988)	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	✓	-	-
Jie <i>et al.</i> (1999)	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	✓	-	-
Liang <i>et al.</i> (2000)	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	-	✓	-
Trabalho proposto	OV	✓	-	-	-	✓	-	-	-	-	✓

Legenda:

CM = Classificação do Método

PU = Procedimento Utilizado

PI = Processo Iterativo

AF = Componentes de Alta Frequência

TW = Transformada *Wavelet*

IMP+OV = Combinação de Métodos de 60 Hz e OV

NTM = Número de Terminais Monitorados

DTT = Detecção do Transitório

COR = Função de Correlação

OV = Ondas Viajantes

MO = Componente Modal

AE = Análise Espectral

Fonte: autoria própria.

Tabela 3.3. Síntese da revisão bibliográfica sobre impacto de TI em algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos.

Referência	N° de TPC reportados	Análises realizadas					
		LCC	EF	P21	MH	STC	RF
Kezunovic <i>et al.</i> (1992)	3	-	-	-	-	-	✓
Hou & Roberts (1996)	1	-	-	✓	-	-	✓
Kasztenny <i>et al.</i> (2000)	1	-	✓	✓	-	-	✓
Tziouvaras <i>et al.</i> (2000)	1	-	-	-	-	-	✓
Annabattula <i>et al.</i> (2007)	1	-	-	-	-	-	✓
Pajuelo <i>et al.</i> (2008)	1	-	✓	-	-	-	-
Das <i>et al.</i> (2014)	-	CF	-	-	-	✓	-
Trabalho proposto	5	CF e OV	✓	✓	✓	✓	✓

Legenda:

LCC = Localização de curtos-circuitos

EF = Estimação de fasores

P21 = Proteção de distância

MH = Monitoramento de harmônicos

STC = Saturação do TC

RF = Resposta em frequência

CF = Componentes fundamentais

OV = Ondas viajantes

Fonte: autoria própria.

ERROS NA MEDIÇÃO DE SINAIS DE TENSÃO E CORRENTE

Recorrendo à estrutura funcional básica dos dados de entrada dos algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos ilustrada na Figura 2.8, tanto os TI como os filtros *anti-aliasing* podem comprometer as medições corretas dos referidos sinais, sendo, portanto, necessária a utilização de modelos digitais que possibilitem mensurar o impacto de tais elementos sobre a precisão dos métodos. Deste modo, neste trabalho, cinco modelos digitais de TPC reportados na literatura são considerados, onde uma análise de sensibilidade original dos parâmetros que mais afetam suas respectivas respostas em frequência de módulo e fase é realizada, assim como um modelo de TC de 230 kV é avaliado. Além disso, três diferentes tipos de filtros *anti-aliasing* são considerados em cascata com os TI avaliados. Cabe ressaltar que trabalhos que concentram informações de diferentes modelos realísticos de TPC são normalmente escassos e dispersos na literatura, de modo que referências que reúnam tais informações e análises podem servir de base para uma grande variedade de aplicações que dependam de medições de tensão, a exemplo do trabalho proposto.

4.1 MODELOS DE TPC AVALIADOS

Um modelo de TPC típico consiste de capacitâncias da coluna capacitiva, um transformador de potencial intermediário (TP) e um circuito supressor de ferorressonância (CSF), de modo que, durante curtos-circuitos, as energias armazenadas na forma elétrica e magnética nestes dispositivos não se dissipam instantaneamente, fazendo com que transitórios sejam induzidos em seus sinais secundários (FERNANDES Jr., 2003), apresentando, desta forma, diferentes respostas para diferentes frequências. Como resultado, as respostas transitória e de frequência dos TPC dependem não só dos seus respectivos parâmetros, como também são afetadas pelas características dos distúrbios (KASZTENNY *et al.*, 2000; PAJUELO *et al.*, 2008).

Uma análise de sensibilidade da resposta em frequência é realizada para cada TPC com base na variação de todos os seus parâmetros. No entanto, os resultados são apresentados para aqueles que mais afetaram as respectivas respostas em frequência dos dispositivos, que são: capacitâncias da coluna capacitiva (C_1 e C_2), capacitância parasita do reator de compensação (C_C), relação de transformação do TP (N), capacitância parasita do primário (C_P), carga do TPC (R_b e R_0) e o CSF (R_f e L_f).

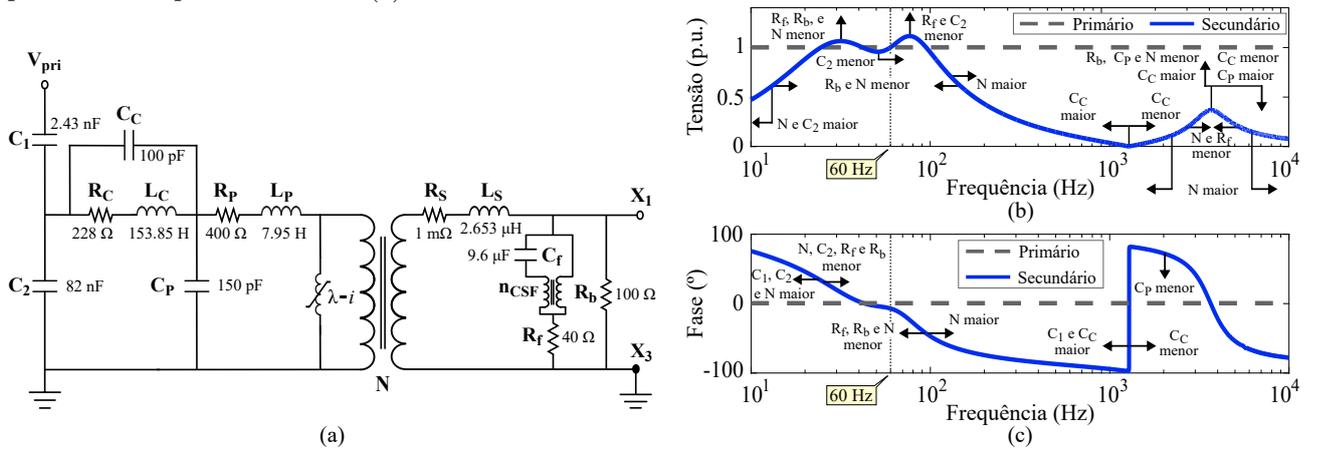
Por simplicidade, o TPC descrito em IEEE Power System Relaying Committee (2004) será denominado de TPC 1, o TPC descrito em FERNANDES Jr. (2003) de TPC 2, os TPC reportados em CARVALHO Jr. (2008) de TPC 3 e 4, sendo todos de 230 kV. O TPC de 500 kV reportado em Pajuelo *et al.* (2008) será denominado de TPC 5. A topologia, os parâmetros e as respostas em frequência de módulo e fase dos TPC 1 a 5 são apresentados nas Figuras 4.1 a 4.5. As respostas em frequência foram obtidas por meio da rotina *Frequency Scan* do ATP, sendo as tensões primárias e secundárias normalizadas em p.u. para possibilitar análises comparativas.

O espectro de frequência utilizado para cada TPC depende da sua topologia, de modo que, por exemplo, por apresentar topologias similares, os TPC 1 e 2 apresentam respostas em frequência aplicáveis de 10 Hz a 10 kHz (FERNANDES Jr., 2003). Já os TPC 3 e 4 foram projetados para um espectro de 1 Hz a 100 kHz (CARVALHO Jr., 2008). O TPC 5 apresenta uma resposta aceitável de 1 Hz a 600 Hz (PAJUELO *et al.*, 2008). Para simulações mais precisas, os parâmetros não lineares de cada TPC devem ser levados em consideração, os quais são apresentados no Apêndice A.

As análises de sensibilidade realizadas foram associadas a variações nos parâmetros digitais dos modelos, inclusive para verificar alterações nas respostas de fase, o que tipicamente não é reportado na literatura, de modo a demonstrar a necessidade de utilização de modelos mais precisos para estudos de proteção e localização de curtos-circuitos, além de ressaltar possíveis alterações que possam existir pelo próprio envelhecimento do equipamento, ou por estarem submetidos a distúrbios recorrentes (KOJOVIC *et al.*, 1994; SANTOS Jr. *et al.*, 2019).

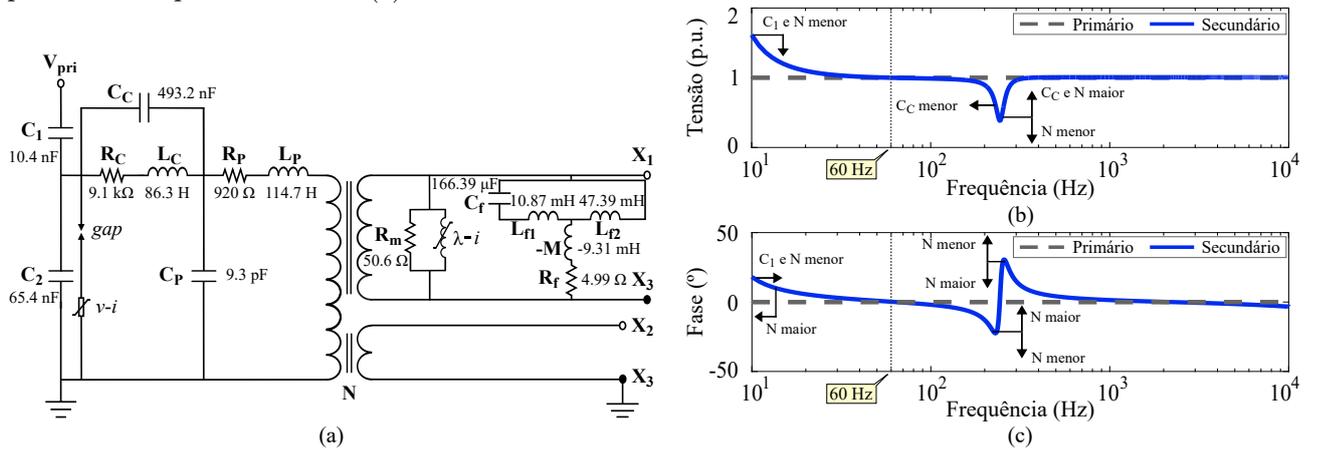
Das Figuras 4.1 a 4.5, por apresentar topologias e parâmetros distintos, todas as respostas em frequência obtidas foram diferentes. Desta forma, mesmo que os sinais secundários representem com boa precisão os respectivos primários na frequência fundamental (60 Hz), durante distúrbios onde diferentes componentes de frequência são induzidas, os sinais secundários não

Figura 4.1. TPC 1: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).



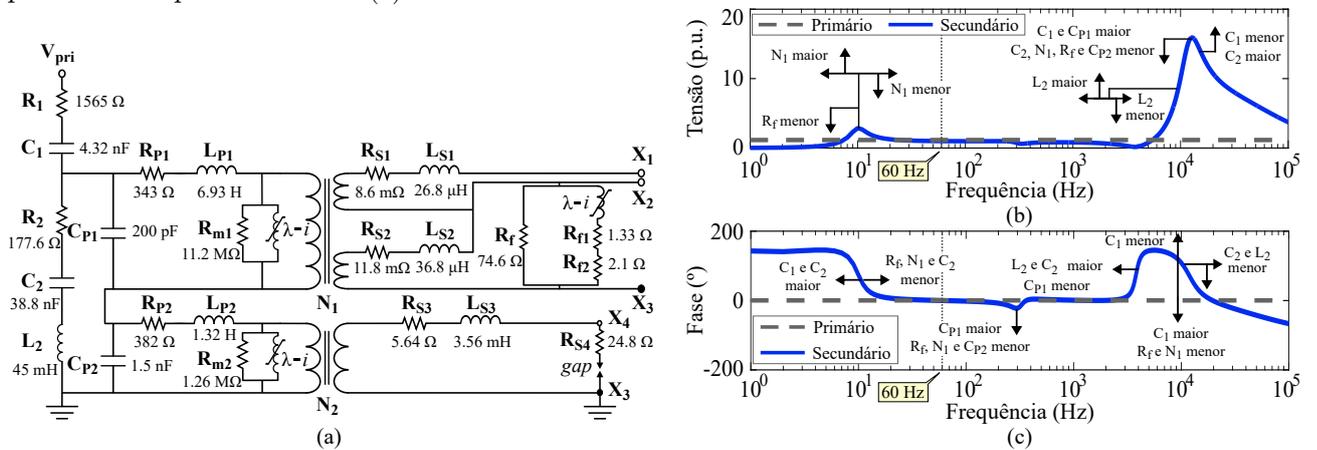
Fonte: autoria própria.

Figura 4.2. TPC 2: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).



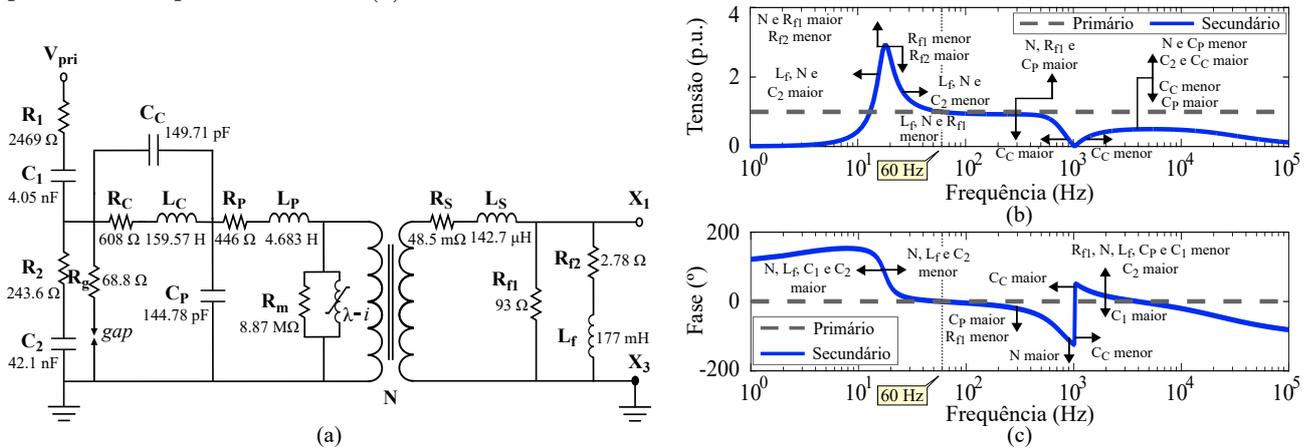
Fonte: autoria própria.

Figura 4.3. TPC 3: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).



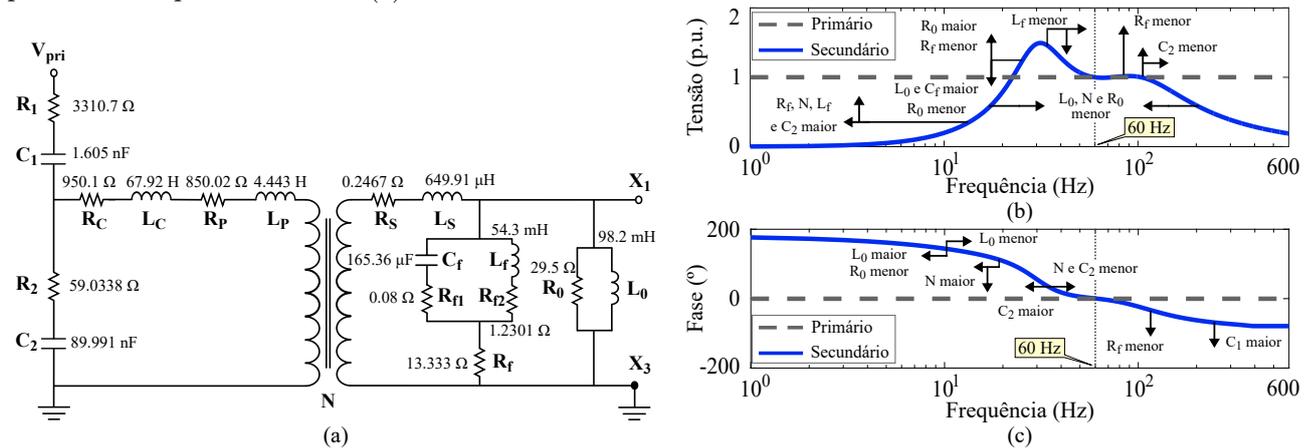
Fonte: autoria própria.

Figura 4.4. TPC 4: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).



Fonte: autoria própria.

Figura 4.5. TPC 5: (a) Circuito equivalente; (b) Resposta em frequência de módulo (p.u.); (c) Resposta em frequência de fase ($^{\circ}$).



Fonte: autoria própria.

são réplicas dos sinais primários. Neste cenário, os impactos mais relevantes das respostas dos TPC avaliados, que podem representar suas respectivas respostas em aplicações práticas, configuram-se pela amplificação de componentes de alta frequência pelo TPC 3 (Figura 4.3), ou pela atenuação de tais componentes, como para os TPC 1, 4 e 5 (Figuras 4.1, 4.4 e 4.5, respectivamente). Estas características de amplificação e atenuação de altas frequências induzidas pelos dispositivos, isto é, que não são encontradas nos sinais primários, além dos desvios de fase percebidos, tendem a distorcer as medições dos sinais de tensão, podendo, assim, afetar o desempenho de funções de proteção. Embora o TPC 3 apresente uma resposta não usual (amplifica altas frequências), seus parâmetros foram obtidos por meio de medições em laboratório (CARVALHO Jr., 2008).

Ainda das Figuras 4.1 a 4.5, variações nos parâmetros dos modelos afetam as respectivas respostas em frequência. Geralmente, a soma das capacitâncias da coluna capacitiva ($C_1 + C_2$) é reportada por influenciar apenas em baixas frequências (KEZUNOVIC *et al.*, 1992), no entanto, a depender do equipamento, tais capacitâncias também impactam no espectro de altas frequências (Figuras 4.3 a 4.4 (b) e (c)). Entretanto, em todos os casos, constatou-se que variações em C_2 afetam mais que em C_1 para baixas frequências (Figuras 4.1, 4.3, 4.4 e 4.5 (b) e (c)). Desvios de fase para baixas e altas frequências também são verificados devido a variações em C_1 e C_2 (Figuras 4.1 a 4.4 (c)). Maiores valores de C_2 conduzem a respostas de módulo e fase mais precisas e, conseqüentemente, reduzem os transitórios induzidos na tensão secundária, muito embora os custos do dispositivo podem ser aumentados (HOU; ROBERTS, 1996).

Em termos das capacitâncias parasitas, variações de C_C e C_P influenciam principalmente em altas frequências (Figuras 4.1 a 4.4 (b) e (c)), apesar de que diferenças para baixas frequências também foram verificadas para o TPC 2 devido a variações em C_C (Figura 4.2(b)), e para os TPC 3 e 4 devido a mudanças em C_P (Figuras 4.3(c) e 4.4).

Com relação a alterações em N , constata-se que tanto os espectros de baixas quanto de altas frequências são afetados (Figuras 4.1 a 4.5 (b) e (c)), cujos efeitos são similares para variações em R_b e R_0 .

Com relação ao CSF, os efeitos de suas topologias ativa e passiva nos transitórios induzidos pelos TPC são normalmente reportados na literatura, como em Hou & Roberts (1996) e Kasztenny *et al.* (2000), mostrando que um circuito passivo tende a causar uma resposta transitória menos distorcida. Todavia, em geral, os estudos são tipicamente reportados considerando um modelo genérico de TPC, sendo o impacto do CSF analisado considerando cada topologia (ativa ou passiva) por vez. Nestes casos, a adoção de um modelo genérico para o equipamento pode não condizer com o que pode ser encontrado em campo, já que simplificações nos circuitos são normalmente levadas em consideração. Deste modo, para evitar mudanças nas topologias dos TPC avaliados, as análises aqui realizadas para verificar o impacto de variações nos parâmetros do CSF sobre a resposta em frequência dos dispositivos foram conduzidas mantendo-se as topologias originais dos equipamentos.

Basicamente, de maneira análoga ao impacto de variações em N , modificações nos parâmetros do CSF também afetam os espectros de baixas e altas frequências, como para os TPC 1,

3 e 4 (Figuras 4.1, 4.3 e 4.4, respectivamente), ou podem afetar apenas em baixas frequências, como para a resposta em frequência de fase do TPC 1, para a resposta em frequência de módulo dos TPC 4 e 5 (Figuras 4.1(c), 4.4(b) e 4.5, respectivamente). Em alguns casos, o CSF apresenta um resistor permanentemente conectado (R_f), que aumenta a carga do equipamento.

Neste contexto, em geral, diferentes respostas são obtidas quando variações nos parâmetros dos modelos ocorrem. Sendo assim, seja por erros de modelagem dos dispositivos durante simulações, por envelhecimento dos equipamentos, ou até por estarem sujeitos a distúrbios recorrentes, distorções nas tensões secundárias de módulo e fase podem se tornar ainda mais evidentes, sobretudo em casos de curtos-circuitos na LT, fazendo com que informações falsas sejam transferidas aos algoritmos de proteção e localização de defeitos. Estes fatos normalmente não são considerados durante estudos de proteção que dependam de medições de tensão, mesmo podendo afetar o desempenho de tais rotinas. Dessa forma, a necessidade de se reproduzir modelos digitais mais precisos de TPC é evidente, a fim de que se possa prever com maior fidelidade a resposta transitória de tais equipamentos.

Uma vez que os TPC são modelados de forma correta e precisa, uma outra fonte de erro consiste nos filtros *anti-aliasing* (Figura 2.8), cujas respostas em frequências do conjunto TPC e filtros *anti-aliasing* avaliados são apresentadas na seção 4.2.

4.2 FILTROS *ANTI-ALIASING* AVALIADOS

Em situações práticas, filtros *anti-aliasing* de segunda ou terceira ordem do tipo Butterworth, Bessel ou Chebyshev são aplicados em algoritmos de proteção (PHADKE; THORP, 2009). Neste trabalho, filtros Butterworth de segunda e terceira ordens, bem como um filtro Chebyshev de terceira ordem são utilizados. Como as frequências de amostragem (f_s) usadas para os métodos baseados em componentes fundamentais e na teoria de ondas viajantes são 960 Hz e 1 MHz, respectivamente, conforme descrito na seção 5.4.5, as frequências de corte (f_c) dos filtros devem ser, no máximo, 480 Hz e 500 kHz, respectivamente, de modo a atender o teorema da amostragem (seção 2.4.2). Sendo assim, as f_c foram escolhidas com valores de aproximadamente 80% destes limites, resultando em 380 Hz para aplicações que envolvem fasores e 400 kHz para avaliações com métodos baseados na teoria de ondas viajantes.

As funções de transferência dos filtros Butterworth de segunda ordem (H_{380B2}), de terceira ordem (H_{380B3}) e do filtro Chebyshev de terceira ordem (H_{380C3}) para $f_c = 380$ Hz são descritas nas Equações (4.1a), (4.1b) e (4.1c), respectivamente, conforme:

$$H_{380B2} = \frac{5,701 \cdot 10^6}{s^2 + 3377s + 5,701 \cdot 10^6}, \quad (4.1a)$$

$$H_{380B3} = \frac{1,361 \cdot 10^{10}}{s^3 + 4775s^2 + 1,140 \cdot 10^7s + 1,361 \cdot 10^{10}}, \quad (4.1b)$$

$$H_{380C3} = \frac{3,411 \cdot 10^9}{s^3 + 1426s^2 + 5,292 \cdot 10^6s + 3,411 \cdot 10^9}. \quad (4.1c)$$

Já para $f_c = 400$ kHz, as funções de transferência dos filtros Butterworth de segunda ordem (H_{400kB2}), de terceira ordem (H_{400kB3}) e do filtro Chebyshev de terceira ordem (H_{400kC3}) são descritas nas Equações (4.2a), (4.2b), e (4.2c), respectivamente, segundo:

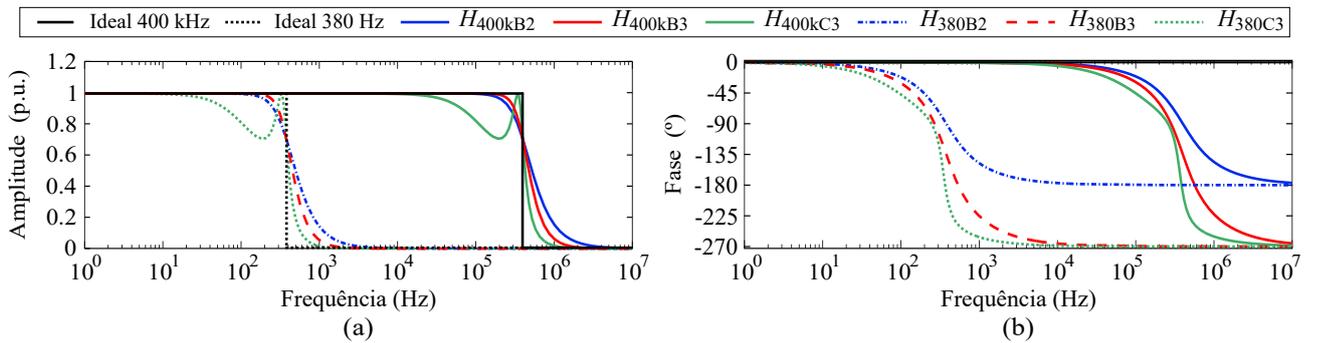
$$H_{400kB2} = \frac{6,317 \cdot 10^{12}}{s^2 + 3,554 \cdot 10^6s + 6,317 \cdot 10^{12}}, \quad (4.2a)$$

$$H_{400kB3} = \frac{1,588 \cdot 10^{19}}{s^3 + 5,027 \cdot 10^6s^2 + 1,263 \cdot 10^{13}s + 1,588 \cdot 10^{19}}, \quad (4.2b)$$

$$H_{400kC3} = \frac{3,978 \cdot 10^{18}}{s^3 + 1,501 \cdot 10^6s^2 + 5,864 \cdot 10^{12}s + 3,978 \cdot 10^{18}}. \quad (4.2c)$$

As respostas em frequência dos filtros *anti-aliasing* considerados são ilustradas na Figura 4.6, onde a resposta de um filtro ideal também é apresentada para possibilitar análises comparativas.

Figura 4.6. Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev para f_c igual a 380 Hz e 400 kHz: (a) amplitude; (b) fase.



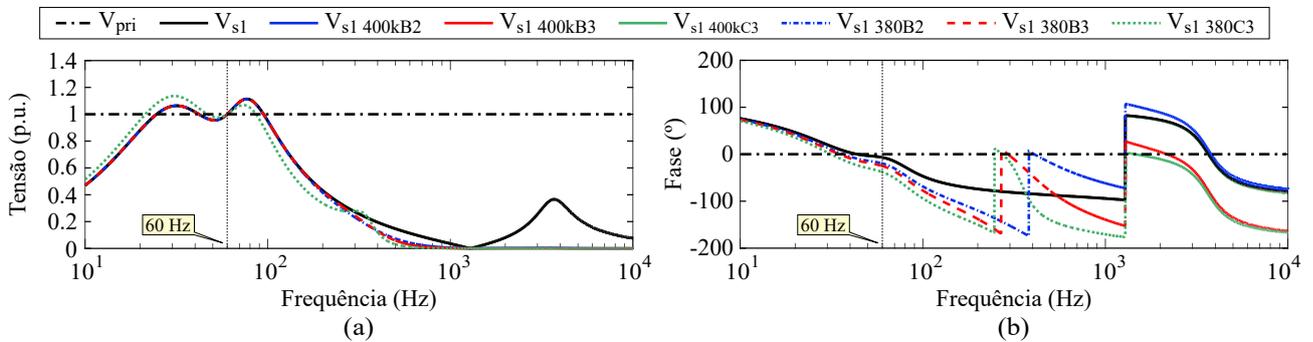
Fonte: autoria própria.

Por apresentar as respostas em frequência mais discrepantes entre os TPC avaliados neste trabalho, será considerado, daqui em diante, apenas os TPC 1 e 3. As respostas em frequência dos referidos TPC, bem como do TC, em cascata com os filtros avaliados são apresentadas na Figura 4.7 para o TPC 1, na Figura 4.8 para o TPC 3 e na Figura 4.9 para o TC, considerando

K_{pri} o sinal primário; K_s o secundário; $K_{s\ 400kB2}$ o secundário e filtro Butterworth de segunda ordem com $f_c = 400\text{ kHz}$ e $K_{s\ 380B2}$ o secundário e filtro Butterworth de segunda ordem com $f_c = 380\text{ Hz}$; $K_{s\ 400kB3}$ o secundário e filtro Butterworth de terceira ordem com $f_c = 400\text{ kHz}$ e $K_{s\ 380B3}$ o secundário e filtro Butterworth de terceira ordem com $f_c = 380\text{ Hz}$; $K_{s\ 400kC3}$ o secundário e filtro Chebyshev de terceira ordem com $f_c = 400\text{ kHz}$ e $K_{s\ 380C3}$ o secundário e filtro Chebyshev de terceira ordem com $f_c = 380\text{ Hz}$; sendo K igual a V para tensão e I para corrente. A topologia e os parâmetros do TC são reportados em IEEE Power System Relaying Committee (2004).

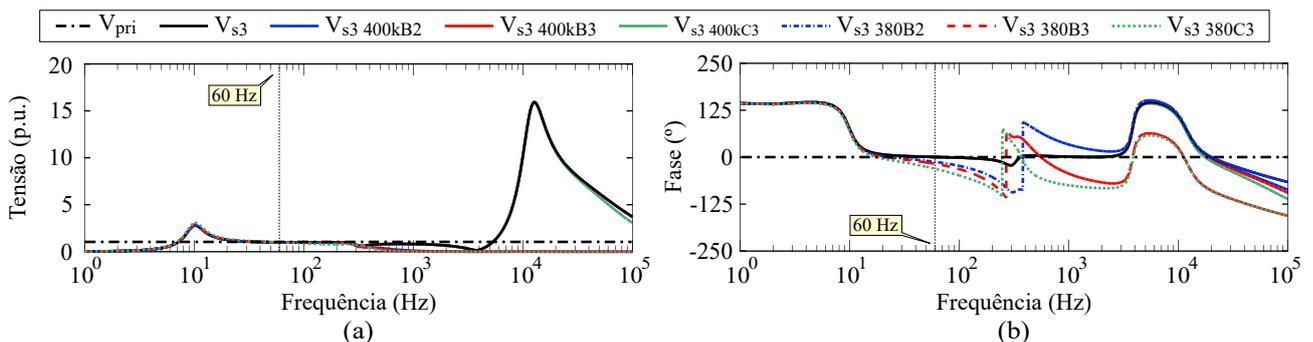
Conforme ilustrado nas Figuras 4.7 e 4.8, os sinais secundários provenientes dos modelos de TPC reproduzem com boa precisão os respectivos sinais primários em 60 Hz, mesmo quando os filtros *anti-aliasing* são levados em consideração. Todavia, quando componentes de baixa ou alta frequências são induzidos nos sinais de tensão, como no caso de curtos-circuitos em LT, atenuações e ampliações de tais frequências são perceptíveis nos terminais secundários dos

Figura 4.7. Resposta em frequência do TPC 1 para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase (°).



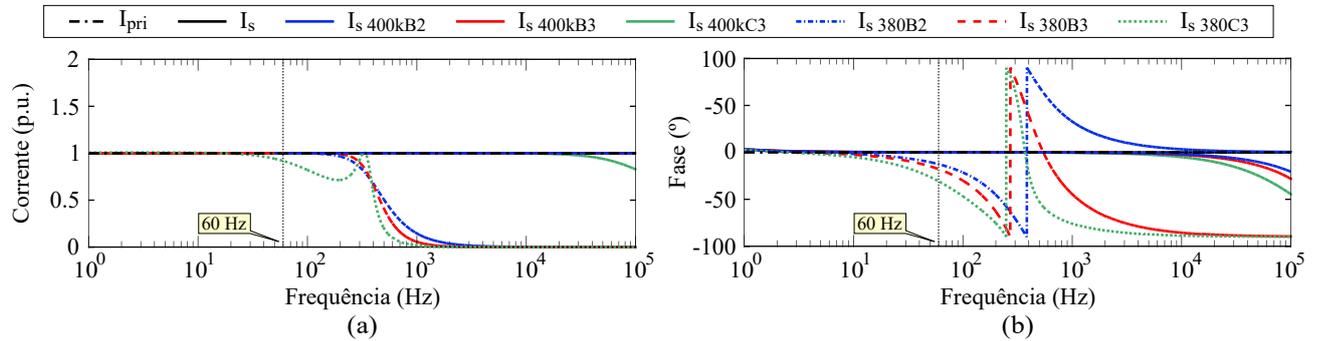
Fonte: autoria própria.

Figura 4.8. Resposta em frequência do TPC 3 para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase (°).



Fonte: autoria própria.

Figura 4.9. Resposta em frequência do TC para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 380 Hz e 400 kHz: (a) corrente (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).



Fonte: autoria própria.

equipamentos, que se tornam ainda mais evidentes quando considerado os filtros *anti-aliasing* com $f_c = 380$ Hz. De fato, para este valor de f_c que está compreendido dentro do espectro de frequência dos dispositivos avaliados, maiores discrepâncias são verificadas nas respostas de módulo e fase dos conjuntos em cascata TPC + filtros, fazendo com que as medições fornecidas apresentem-se de forma distorcida em relação às tensões primárias.

Com relação às medições de corrente, o sinal secundário consiste em uma réplica do primário ao longo do espectro de frequência considerado, conforme ilustrado na Figura 4.9. De fato, o TC apresenta uma resposta em frequência aproximadamente plana até frequências da ordem de kHz quando não opera em condições de saturação (NAODOVIC, 2005). No entanto, quando os filtros analógicos são considerados, grandes desvios na representação do sinal primário surgem, principalmente próximos à frequência de corte de 380 Hz.

Por outro lado, para o filtro *anti-aliasing* com $f_c = 400$ kHz, apenas pequenos desvios são observados nas respostas em frequência de módulo dos dispositivos de medição avaliados. De fato, o limite máximo da faixa de frequência dos equipamentos considerados (10 kHz para o TPC 1 e 100 kHz para os TPC 3 e TC) encontra-se dentro da faixa de passagem do filtro analógico, de tal modo que apenas desvios ínfimos são observados em relação ao sinal primário, sendo mais perceptíveis quando o filtro Chebyshev é considerado. Todavia, ainda assim, desvios de fase significativos são observados nos conjuntos em cascata TI + filtros.

De modo a realizar análises do impacto de diferentes taxas de amostragem no desempenho de algoritmos de localização de curtos-circuitos, bem como de frequências de corte de filtros *anti-aliasing* que estejam dentro da faixa de passagem das respostas em frequência dos dispositivos

de medição avaliados, um segundo conjunto dos filtros Butterworth de segunda e terceira ordens e Chebyshev de terceira ordem é considerado. Neste caso, $f_s = 50$ kHz é adotado para avaliação dos métodos de localização de distúrbios baseados na teoria de ondas viajantes, de forma que f_c deve ser, no máximo, igual a 25 kHz, sendo escolhido o valor de 9 kHz uma vez que o TPC 1 apresenta um espectro de frequência limitado a até 10 kHz (Figura 4.1). Para as aplicações envolvendo fasores, f_c foi escolhido como 180 Hz.

As funções de transferência dos filtros Butterworth de segunda ordem (H_{180B2}), de terceira ordem (H_{180B3}) e do filtro Chebyshev de terceira ordem (H_{180C3}) para $f_c = 180$ Hz são descritas nas Equações (4.3a), (4.3b) e (4.3c), respectivamente.

$$H_{180B2} = \frac{1,279 \cdot 10^6}{s^2 + 1599s + 1,279 \cdot 10^6}, \quad (4.3a)$$

$$H_{180B3} = \frac{1,447 \cdot 10^9}{s^3 + 2262s^2 + 2,558 \cdot 10^6s + 1,447 \cdot 10^9}, \quad (4.3b)$$

$$H_{180C3} = \frac{3,625 \cdot 10^8}{s^3 + 675,5s^2 + 1,187 \cdot 10^6s + 3,625 \cdot 10^8}. \quad (4.3c)$$

Já para $f_c = 9$ kHz, as funções de transferência dos filtros Butterworth de segunda ordem (H_{9kB2}), de terceira ordem (H_{9kB3}) e do filtro Chebyshev de terceira ordem (H_{9kC3}) são descritas nas Equações (4.4a), (4.4b), e (4.4c), respectivamente.

$$H_{9kB2} = \frac{3,198 \cdot 10^9}{s^2 + 7,997 \cdot 10^4s + 3,198 \cdot 10^9}, \quad (4.4a)$$

$$H_{9kB3} = \frac{1,808 \cdot 10^{14}}{s^3 + 1,131 \cdot 10^5s^2 + 6,396 \cdot 10^9s + 1,808 \cdot 10^{14}}, \quad (4.4b)$$

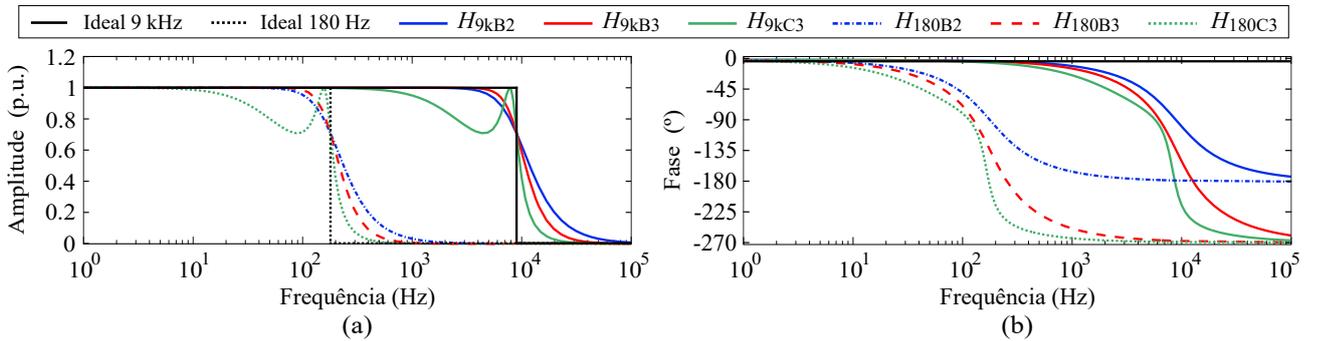
$$H_{9kC3} = \frac{4,531 \cdot 10^{13}}{s^3 + 3,377 \cdot 10^4s^2 + 2,969 \cdot 10^9s + 4,531 \cdot 10^{13}}. \quad (4.4c)$$

As respostas em frequência dos filtros *anti-aliasing* considerados com $f_c = 180$ Hz e $f_c = 9$ kHz, bem como de um filtro ideal, são ilustradas na Figura 4.10.

As respostas em frequência dos dispositivos de medição em cascata com os filtros avaliados são apresentadas na Figura 4.11 para o TPC 1, na Figura 4.12 para o TPC 3 e na Figura 4.13 para o TC.

Das Figuras 4.11, 4.12 e 4.13, maiores discrepâncias nos sinais secundários filtrados são perceptíveis em relação aos casos ilustrados nas Figuras 4.7, 4.8 e 4.9. De fato, uma vez que as frequências de corte dos filtros adotados se encontram dentro do espectro de frequência dos equipamentos, maiores atenuações e desvios de fase são impostos às medições.

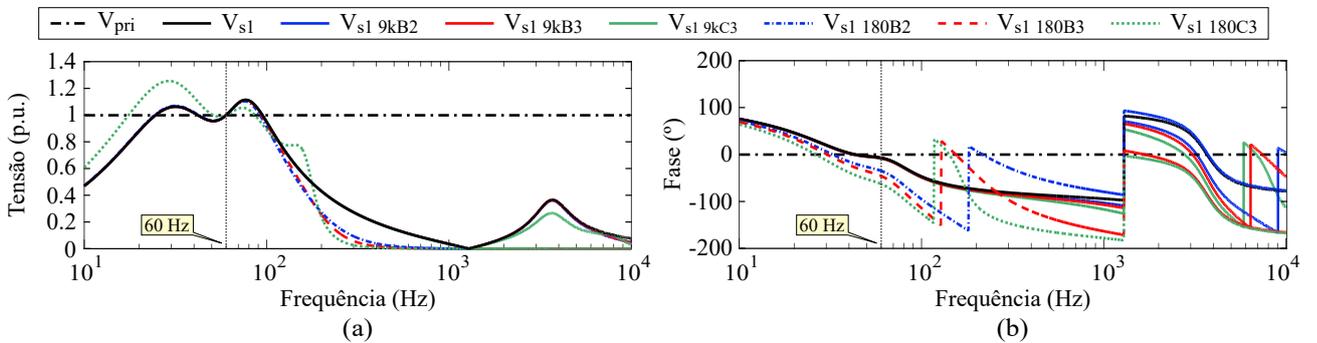
Figura 4.10. Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev para f_c iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) amplitude; (b) fase.



Fonte: autoria própria.

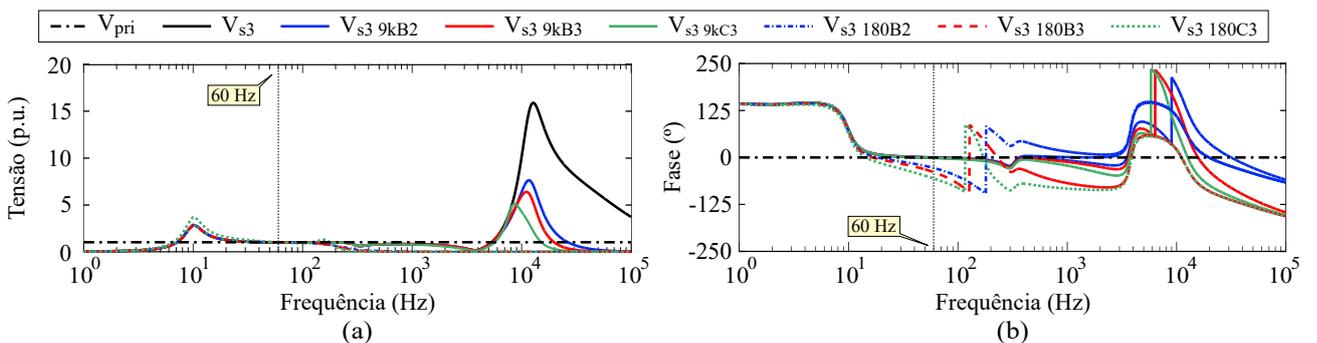
Cabe ressaltar que as análises realizadas neste trabalho não visam determinar qual o modelo de TI mais adequado para realização de estudos de proteção, mas, sobretudo, demonstrar que, a depender do modelo escolhido para um TPC, ou do dispositivo instalado em uma subestação, diferentes respostas podem ser percebidas, as quais podem vir a comprometer o desempenho

Figura 4.11. Resposta em frequência do TPC 1 para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase (°).



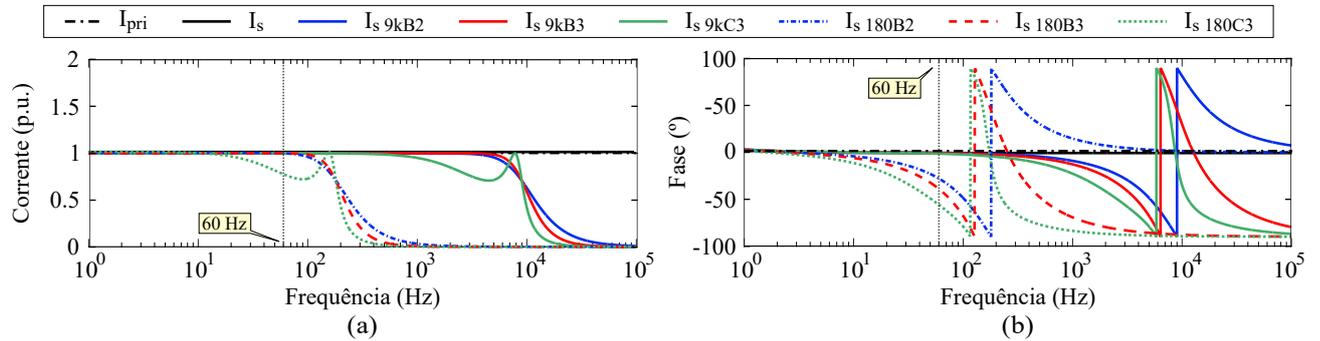
Fonte: autoria própria.

Figura 4.12. Resposta em frequência do TPC 3 para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) tensão (p.u.); (b) fase (°).



Fonte: autoria própria.

Figura 4.13. Resposta em frequência do TC para frequências de corte dos filtros *anti-aliasing* iguais a 180 Hz e 9 kHz: (a) corrente (p.u.); (b) fase ($^{\circ}$).



Fonte: autoria própria.

de funções de proteção de formas distintas a depender de suas respostas transitórias e em frequência. Portanto, a utilização de diferentes modelos de TPC durante o desenvolvimento e avaliação de funções de proteção que dependam de medições de tensão é essencial, sob o aspecto de que conclusões precipitadas possam vir a ser tomadas em simulações que não considerem o impacto de tais equipamentos.

Neste cenário, diante das distorções existentes nos sinais secundários dos TI com e sem filtros *anti-aliasing*, uma avaliação do impacto de tais elementos sobre o desempenho de funções de proteção de sistemas elétricos se faz necessário, conforme abordado no capítulo 5.

ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DE ALGORITMOS DE PROTEÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE DISTÚRBIOS

Neste capítulo é descrito a formulação de alguns algoritmos de proteção e localização de distúrbios, a exemplo de métodos de estimação de fasores e localização de curtos-circuitos tanto baseados em componentes fundamentais como na teoria de ondas viajantes, bem como em processos de monitoramento de harmônicos. Além disso, uma análise comparativa entre os métodos é realizada, destacando o impacto de possíveis fontes de erro que possam existir no SEP e afetar o desempenho das rotinas, tais como erros de medição, saturação de TC, resposta dinâmica de TPC, frequência de amostragem, imprecisões nos parâmetros da LT etc.

5.1 FORMULAÇÃO DOS ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO DE FASORES AVALIADOS

5.1.1 Transformada Discreta de Fourier de Ciclo Completo (FCDFFT)

O algoritmo de Fourier de Ciclo Completo será referido neste trabalho por FCDFFT, sigla esta proveniente do termo em inglês *Full Cycle Discrete Fourier Transform*.

De acordo com Phadke & Thorp (2009), as componentes real (Y_{real}) e imaginária (Y_{imag}) de um sinal digital $y(m)$ podem ser calculadas considerando-se um período equivalente a um ciclo de $y(m)$ por:

$$Y_{real}(k) = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(k - N + m) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (5.1a)$$

$$Y_{imag}(k) = -\frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(k - N + m) \cdot \sen\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (5.1b)$$

onde N é o número de amostras por ciclo e $y(k - N + m)$ é a m -ésima amostra da k -ésima janela de dados do sinal y .

5.1.2 Transformada Discreta de Fourier de Meio Ciclo (HCDFT)

O algoritmo de Fourier de Meio Ciclo será denominado de HCDFT, sigla esta proveniente do termo em inglês *Half Cycle Discrete Fourier Transform*.

Nesta técnica, as componentes Y_{real} e Y_{imag} de um sinal digital $y(m)$ são calculadas para um período equivalente a um ciclo de $y(m)$ por (PHADKE; THORP, 2009):

$$Y_{real}(k) = \frac{4}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} y(k - N + m) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (5.2a)$$

$$Y_{imag}(k) = -\frac{4}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} y(k - N + m) \cdot \sen\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (5.2b)$$

sendo N o número de amostras por ciclo e $y(k - N + m)$ a m -ésima amostra da k -ésima janela de dados do sinal y .

5.1.3 Algoritmo de Guo (GUO)

No algoritmo proposto por Guo *et al.* (2003), a componente Y_{real} é calculada da mesma maneira que no método FCDFT, entretanto, a componente Y_{imag} pode ser obtida segundo:

$$Y_{real}(k) = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(k - N + m) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (5.3a)$$

$$Y_{imag}(k) = -\frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(k - N + m) \cdot \sen\left(\frac{2\pi}{N}m\right) + \gamma, \quad (5.3b)$$

onde N é o número de amostras por ciclo e $y(k - N + m)$ é a m -ésima amostra da k -ésima janela de dados do sinal y . O termo γ é dado por:

$$\gamma = \frac{2}{N} \cot\left(\frac{2\pi}{N}\right) (\rho_2 - \rho_1), \quad (5.4)$$

sendo:

$$\rho_1 = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} y(2k), \quad (5.5a)$$

$$\rho_2 = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} y(2k + 1). \quad (5.5b)$$

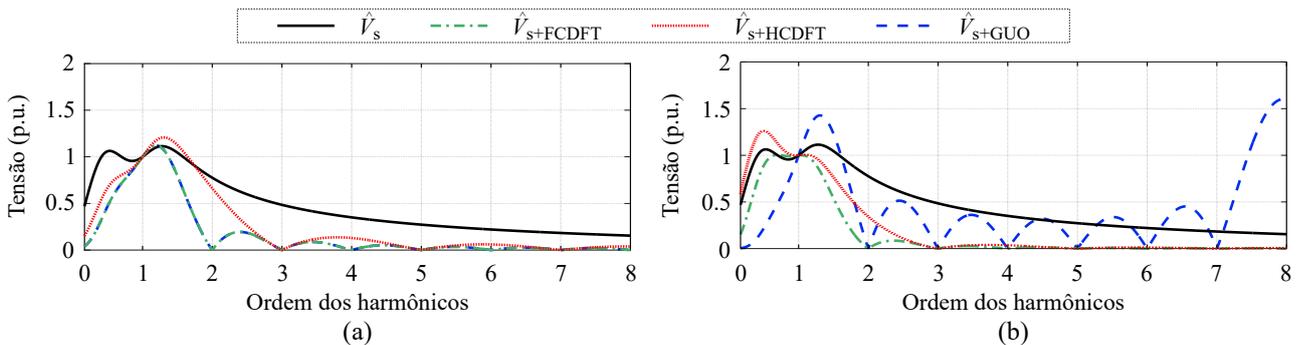
5.1.4 Avaliação de Desempenho dos Métodos de Estimação de Fasores

Conforme demonstrado no capítulo 4, os comportamentos dinâmicos de diferentes TPC são distintos a depender da topologia e parâmetros considerados em cada modelo, conduzindo a respostas em frequência que podem amplificar ou atenuar componentes de baixa e alta frequências de formas variadas. Assim, uma avaliação do desempenho dos métodos de estimação de fasores considerados frente à resposta transitória dos TPC é realizada.

Como a taxa de amostragem para estimação de fasores utilizada neste trabalho é de 960 Hz (16 amostras/ciclo), as respostas em frequência dos TPC descritos no capítulo 4 são convoluídas com as respostas dos métodos de estimação de fasores considerados até a oitava harmônica, sendo os resultados apresentados nas Figuras 5.1 a 5.5, onde \hat{V}_s é o fasor da tensão secundária do respectivo TPC, $\hat{V}_{s+FCDFT}$ e $\hat{V}_{s+HCDFT}$ são os fasores de tensão secundária estimadas com FCDFT e HCDFT, respectivamente, e \hat{V}_{s+GUO} consiste no fasor de tensão secundária obtida com GUO. Para melhor ilustrar as respostas em frequência dos conjuntos TPC + algoritmos de estimação fasorial, os efeitos dos filtros *anti-aliasing* não são levados em conta nesta etapa.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.1 a 5.5, os fasores estimados para a frequência fundamental apresentam valores bem próximos de 1 p.u., independente do algoritmo avaliado. Entretanto, para diferentes frequências, o método FCDFT elimina todas as componentes harmônicas, muito embora as componentes CC e sub-harmônicas não sejam completamente atenuadas. Por outro lado, as harmônicas pares bem como a componente CC de decaimento exponencial não são totalmente atenuadas com o algoritmo HCDFT. Já GUO, por sua vez, elimina as componentes

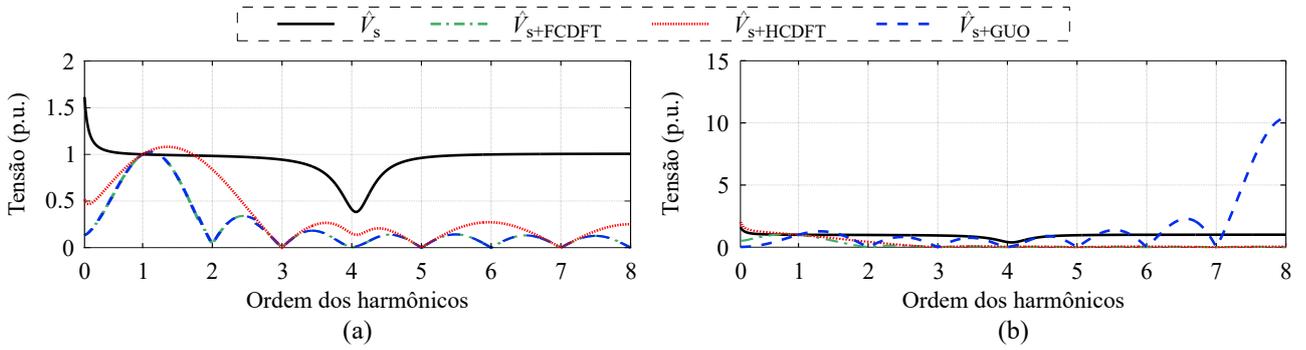
Figura 5.1. Resposta em frequência do TPC 1 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.



Fonte: autoria própria.

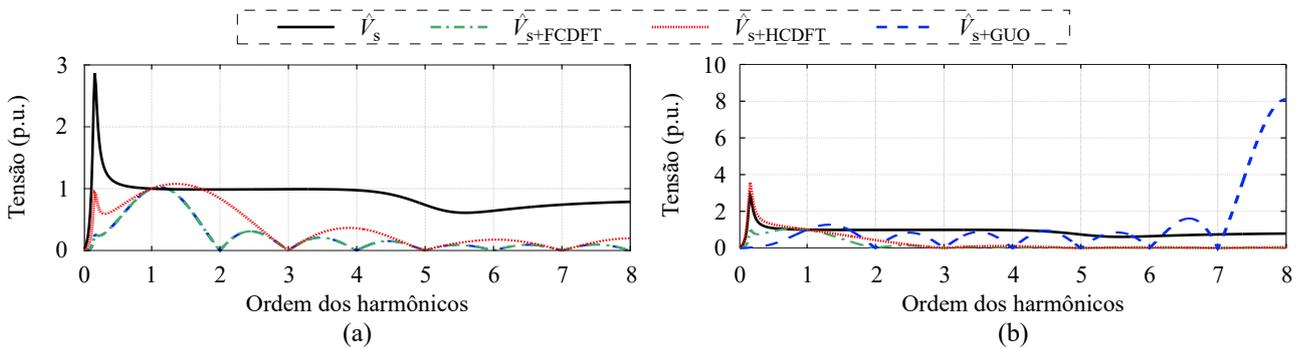
harmônicas até a sétima ordem. Todavia, a oitava harmônica é significativamente amplificada e menores atenuações são promovidas para as componentes inter-harmônicas no seu filtro imaginário, quando comparado com o desempenho dos métodos FCDFE e HCDFE.

Figura 5.2. Resposta em frequência do TPC 2 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.



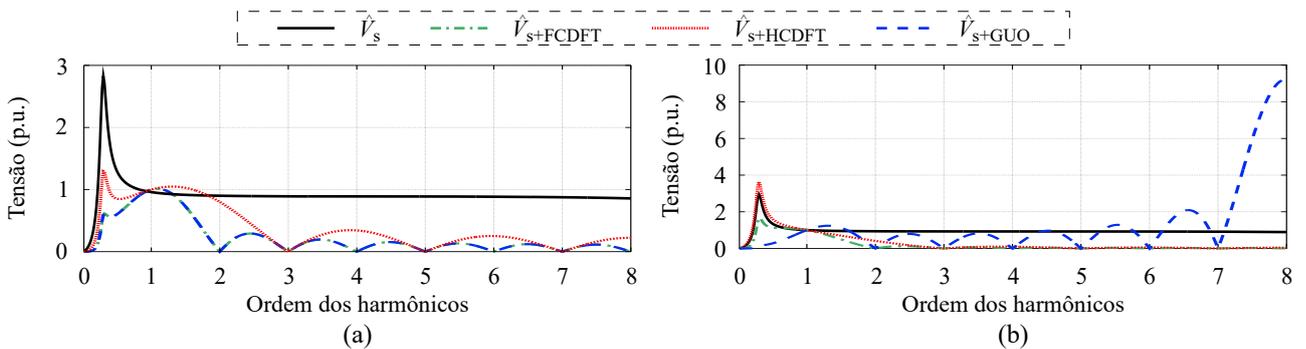
Fonte: autoria própria.

Figura 5.3. Resposta em frequência do TPC 3 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.



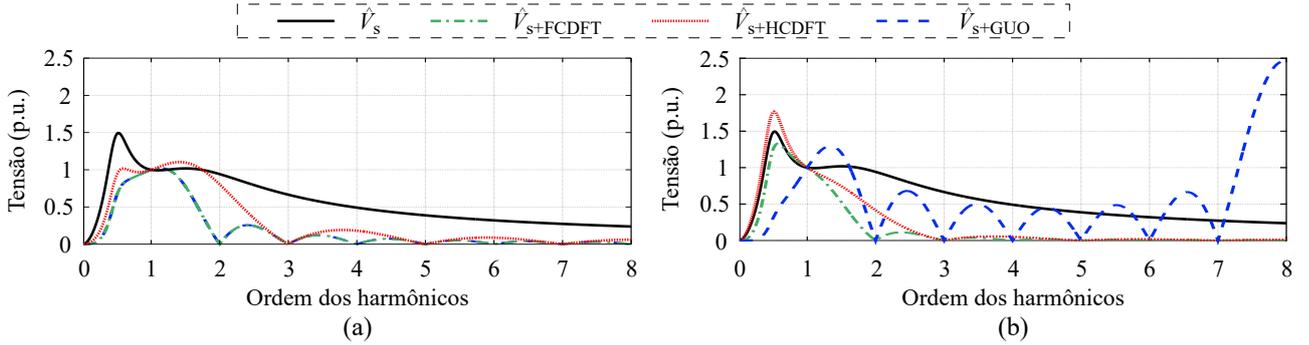
Fonte: autoria própria.

Figura 5.4. Resposta em frequência do TPC 4 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.5. Resposta em frequência do TPC 5 e dos algoritmos de estimação fasorial: (a) Filtros reais; (b) Filtros imaginários.

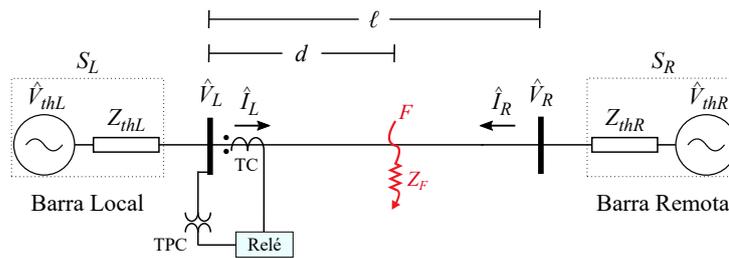


Fonte: autoria própria.

Para avaliação do desempenho dos métodos de estimação fasorial perante curtos-circuitos em LT, o sistema elétrico ilustrado na Figura 5.6 é utilizado, o qual é modelado a parâmetros reais distribuídos e constantes na frequência com níveis de tensão de 230 kV (LOPES, 2014) e 500 kV (DANTAS, 2012). Basicamente, o SEP consiste em uma LT de comprimento ℓ que interliga a Barra Local (equivalente Thévenin S_L) à Barra Remota (equivalente Thévenin S_R). \hat{V}_L e \hat{I}_L são os fasores fundamentais da tensão e corrente da Barra Local, e \hat{V}_R e \hat{I}_R são os fasores da tensão e corrente da Barra Remota, respectivamente. Os parâmetros da LT e dos equivalentes Thévenin são apresentados nas Tabelas 5.1 e 5.2, respectivamente.

Os fasores estimados dos sinais primário e secundário por meio dos algoritmos FCDFE, HCDFT e GUO para os diferentes modelos TPC são ilustrados nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9, respectivamente, para um curto-circuito próximo ao terminal monitorado do SEP apresentado na Figura 5.6, com relação aos seus valores máximos. Nas referidas figuras, \hat{V}_{pri} consiste no fasor estimado com o sinal primário, assim como $\hat{V}_{TPC 1}$, $\hat{V}_{TPC 2}$, $\hat{V}_{TPC 3}$, $\hat{V}_{TPC 4}$ e $\hat{V}_{TPC 5}$ são os fasores estimados com os sinais provenientes dos TPC 1, TPC 2, TPC 3, TPC 4 e TPC 5,

Figura 5.6. SEP utilizado na avaliação de desempenho dos métodos de estimação fasorial.



Fonte: autoria própria.

Tabela 5.1. Parâmetros da LT.

Tensão	Componente de Sequência	R (Ω/km)	X (Ω/km)	ωC ($\mu S/km$)
230 kV	Positiva	0,0980	0,5100	3,2520
	Zero	0,5320	1,5410	2,2930
500 kV	Positiva	0,0333	0,3170	5,2033
	Zero	0,3996	0,9921	3,0839

Fonte: autoria própria.

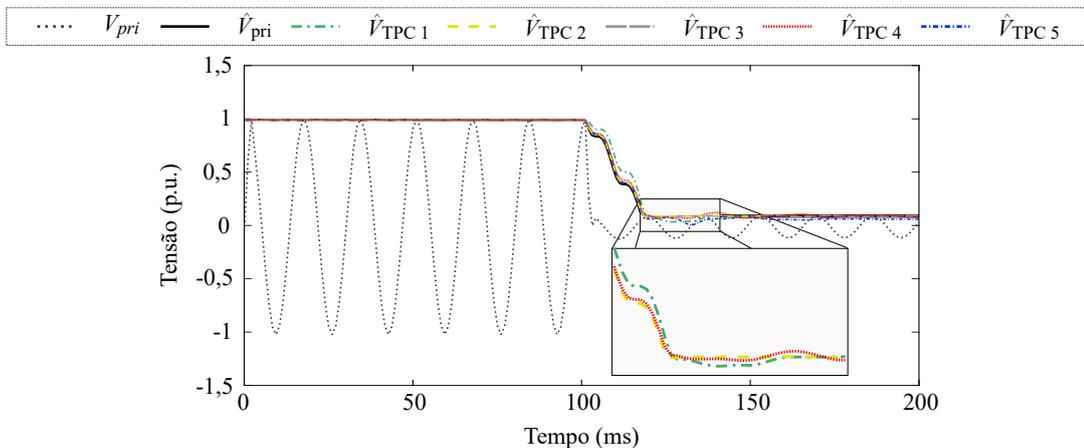
Tabela 5.2. Parâmetros dos circuitos equivalentes Thévenin.

Tensão	Fonte	V_{th} (p.u.)	Z_{th}			
			$R_1(\Omega)$	$X_1(\Omega)$	$R_0(\Omega)$	$X_0(\Omega)$
230 kV	S_L	$1,02\angle 0^\circ$	0,8713	25,661	1,0141	18,754
	S_R	$0,98\angle -10^\circ$	0,9681	28,513	1,1268	20,838
500 kV	S_L	$1,00\angle 0^\circ$	0,9681	28,513	1,1268	20,838
	S_R	$0,99\angle -10^\circ$	0,9681	28,513	1,1268	20,838

Fonte: autoria própria.

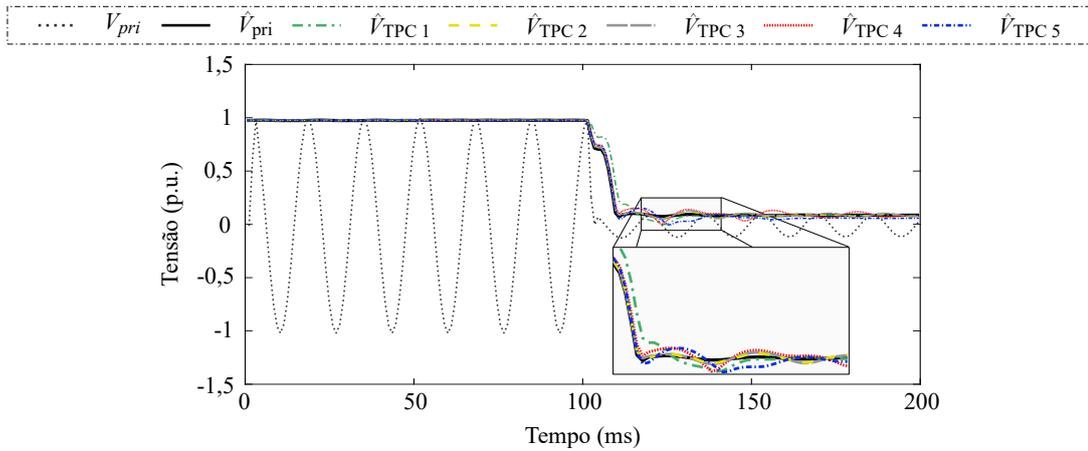
respectivamente. Para tornar as simulações mais realistas, o filtro *anti-aliasing* Butterworth de terceira ordem H_{380B3} foi utilizado.

Das Figuras 5.7, 5.8 e 5.9, os fasores estimados das tensões secundárias provenientes dos TPC são similares aos respectivos primários durante regime permanente de operação. Todavia,

Figura 5.7. Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando FCDFT.


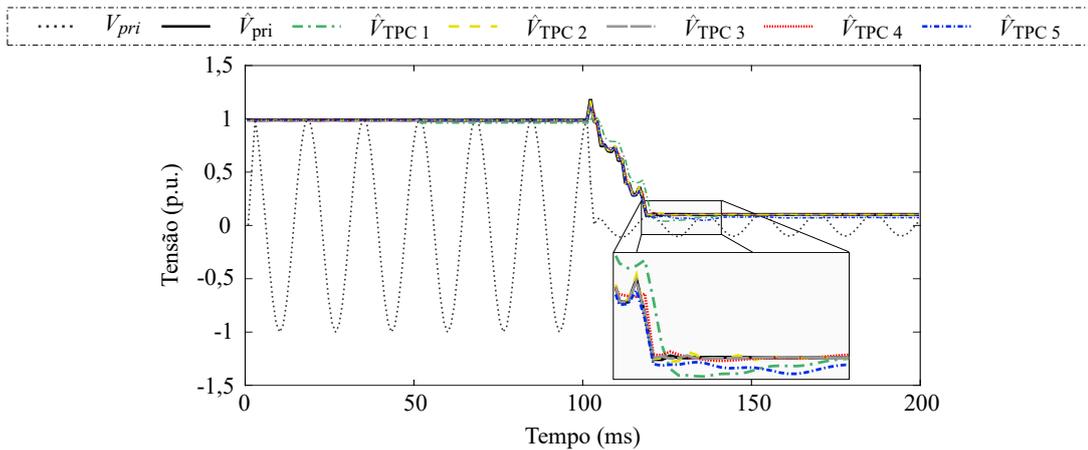
Fonte: autoria própria.

Figura 5.8. Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando HCDFE.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.9. Fasores estimados das tensões primária e secundária utilizando GUO.



Fonte: autoria própria.

durante o distúrbio, oscilações não encontradas nos sinais de referência se fazem presentes. Nestes casos, as energias elétrica e magnética armazenadas nos parâmetros dos dispositivos não se dissipam instantaneamente, induzindo, dessa forma, oscilações nas medições de tensão dos TPC, principalmente logo após a ocorrência do curto-circuito. Deste modo, algoritmos de proteção e localização de faltas que dependem de componentes fundamentais de tensão podem ter seus desempenhos afetados por erros ocasionados pela resposta transitória dos equipamentos.

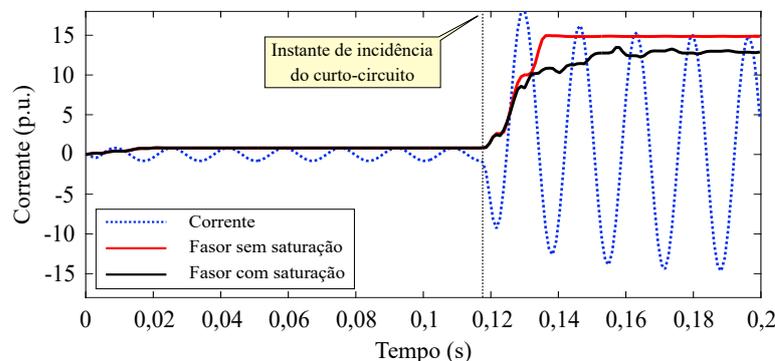
Comparando o desempenho dos FCDFT, HCDFE e GUO durante a ocorrência do distúrbio, as maiores oscilações nos fasores das tensões secundárias foram obtidas com o uso do HCDFE. De fato, embora o HCDFE seja um algoritmo mais rápido que FCDFT e GUO, já que faz uso de uma janela de dados de tamanho menor (meio ciclo), as componentes harmônicas pares e a CC de decaimento exponencial não são completamente atenuadas (Figuras 5.1 a 5.5), de tal

modo que os transitórios induzidos pelos TPC se tornam mais evidentes nas medições providas em seus terminais secundários.

Algumas oscilações também foram encontradas com a utilização de GUO, já que a componente harmônica de oitava ordem é consideravelmente amplificada, assim como as componentes inter-harmônicas do filtro imaginário não são tão atenuadas quanto nos outros métodos avaliados. As melhores estimações foram alcançadas com o FCDFT e, portanto, será o método utilizado nas análises seguintes que dependam de componentes fundamentais.

No que tange à influência do TC sobre os fasores estimados, por apresentar uma resposta em frequência aproximadamente plana ao longo do espectro avaliado (Figura 4.13), os fasores primário e secundário são similares. Os maiores impactos ocasionados pelo equipamento no processo de estimação fasorial ocorre quando o mesmo opera em condições de saturação, conforme apresentado na Figura 5.10, que ilustra o sinal da corrente para um defeito do tipo AT, bem como os respectivos fasores estimados considerando um TC operando com e sem saturação.

Figura 5.10. Fasores estimados considerando o TC operando com e sem saturação.



Fonte: autoria própria.

Da Figura 5.10, o fasor estimado quando o TC está operando em condições de saturação apresenta discrepâncias de amplitude e certas oscilações, quando comparado ao fasor estimado com o TC operando em condições normais. Dessa forma, tais diferenças também podem vir a comprometer significativamente o desempenho de métodos de proteção e localização de curtos-circuitos baseados em fasores.

Cabe ressaltar que, embora o FCDFT tenha apresentado os melhores resultados para os fasores estimados, dentre os algoritmos avaliados, a componente CC de decaimento exponencial não é completamente atenuada com o uso deste método, a exemplo das respostas em frequência

ilustradas nas Figuras 5.1 a 5.2. Neste âmbito, a utilização de um filtro mímico em conjunto com o FCDFT auxilia na completa remoção de tal componente (BENMOUYAL, 1995). Como o objetivo deste trabalho não se configura em determinar, ou propor, o melhor método de estimação fasorial a ser aplicado em estudos de proteção e localização de curtos-circuitos, mas sim de apresentar que os diferentes algoritmos podem ocasionar impactos de formas distintas a depender da atenuação provida às componentes harmônicas, o filtro mímico não será avaliado aqui. Estudos incluindo o filtro mímico podem ser encontrados em Lopes *et al.* (2015a).

5.2 IMPACTO DE TPC NA PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA

Esquemas de proteção de distância dependem de medições confiáveis de fasores de tensão e corrente na LT monitorada para estimar o local do defeito e a correta zona de atuação. Neste sentido, a operação do relé de distância pode ser afetada pela resposta dinâmica dos TPC. Para avaliar tal influência, TC ideais são considerados nesta etapa.

Simulações de curtos-circuitos no ATP foram realizadas para o SEP apresentado na Figura 5.6, considerando um passo de tempo de $5 \mu\text{s}$. Basicamente, é avaliado o desempenho do elemento de distância mho auto-polarizado, sendo as primeira e segunda zonas de atuação parametrizadas com alcances de 80% e 120% de Z_{L1} , respectivamente, e o ângulo de torque do relé definido como 60° . Para identificação das condições de distúrbio, comparadores de fase foram utilizados (FERRER; SCHWEITZER, 2010).

Além do impacto dos TPC propriamente dito sobre as medições dos sinais de tensão e, conseqüentemente, sobre o desempenho da função de proteção de distância, também avalia-se a influência do *System Impedance Ratio* (SIR) em tais condições.

Fundamentalmente, o SIR consiste na relação entre a impedância de Thévenin da fonte conectada ao terminal monitorado e a impedância total de sequência positiva da LT (KASZTENNY *et al.*, 2000). Deste modo, considere um curto-circuito aplicado a d km do Barra Local do SEP apresentado na Figura 5.6. Neste caso, \hat{V}_L pode ser calculada conforme:

$$\hat{V}_L = \hat{V}_{thL} \cdot \frac{d \cdot Z_{L1}}{Z_{th1} + d \cdot Z_{L1}} . \quad (5.6)$$

Dividindo-se a Equação (5.6) por $\ell \cdot Z_{L1}$, tem-se:

$$\hat{V}_L = \hat{V}_{thL} \cdot \frac{d_{pu}}{\frac{Z_{thL}}{\ell \cdot Z_{L1}} + d_{pu}} = \frac{\hat{V}_{thL}}{\frac{SIR}{d_{pu}} + 1}, \quad (5.7)$$

onde $d_{pu} = d/\ell$.

A partir da Equação (5.7), o valor do SIR pode influenciar diretamente na mudança de estado da tensão da barra quando da ocorrência de curtos-circuitos na LT. De fato, em sistemas elétricos com valores elevados do SIR, pequenas amplitudes de tensão são medidas no terminal monitorado durante distúrbios. Nestes casos, como a energia armazenada nos indutores e capacitores dos TPC não é função do SIR, mas sim da tensão existente antes da ocorrência do defeito, os transitórios induzidos por tais dispositivos compõem a maior parte do sinal de tensão medido (KASZTENNY *et al.*, 2000; MACHADO, 2013).

Em termos quantitativos, analisando-se a Equação (5.7), a tensão \hat{V}_L consiste na superposição da tensão da fonte (\hat{V}_{thL}) com os transitórios induzidos pelos TPC. Sendo assim, para maiores valores do SIR, menor será \hat{V}_L e, conseqüentemente, maior poderá ser o impacto dos TPC nas medições dos sinais de tensão.

Os resultados obtidos para um curto-circuito do tipo AT aplicado a 82% da Barra Local (segunda zona) são ilustrados nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13 para valores de SIR iguais a 0,1, 1 e 10, respectivamente, onde Z_{pri} consiste na impedância de referência estimada por meio da tensão obtida de um TPC ideal, ou, equivalentemente, da tensão dos terminais primários, e Z_{TPC} são as impedâncias medidas utilizando as tensões secundárias provenientes dos TPC.

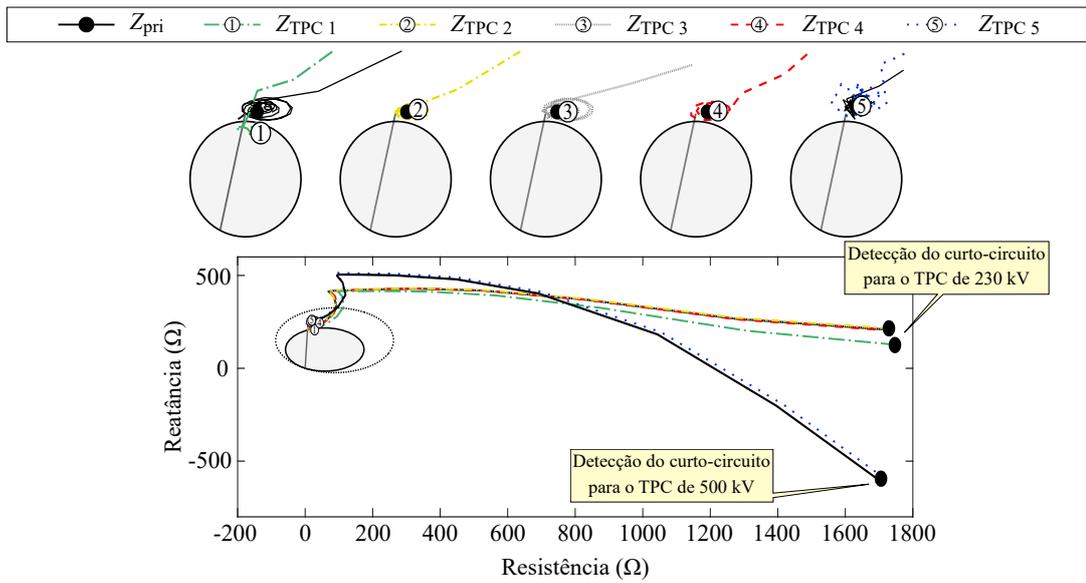
É fato que as oscilações produzidas pelas respostas transitórias dos TPC nos fasores estimados podem reduzir a componente fundamental da tensão devida ao curto-circuito, conduzindo ao cálculo de impedâncias menores (KASZTENNY *et al.*, 2000). Para distúrbios situados em primeira zona, este fato é tolerável, haja visto que a falta já se encontra dentro da zona de operação da proteção. Por outro lado, para distúrbios situados fora da primeira zona, mas próximas ao seu limite, a redução no fasor estimado da tensão pode ser suficiente para levar a função de proteção a atuar de maneira indevida.

Analisando-se, inicialmente, os resultados ilustrados na Figura 5.12 para $SIR = 1$, Z_{pri} foi medida corretamente pelo relé de distância em segunda zona, assim como as impedâncias medidas pelos TPC 2 e 5. No entanto, as oscilações produzidas pelos outros modelos de

TPC avaliados nos fasores estimados resultaram em atuações indevidas do elemento mho auto-polarizado em primeira zona, levando o relé a atuar de maneira sobrealçada.

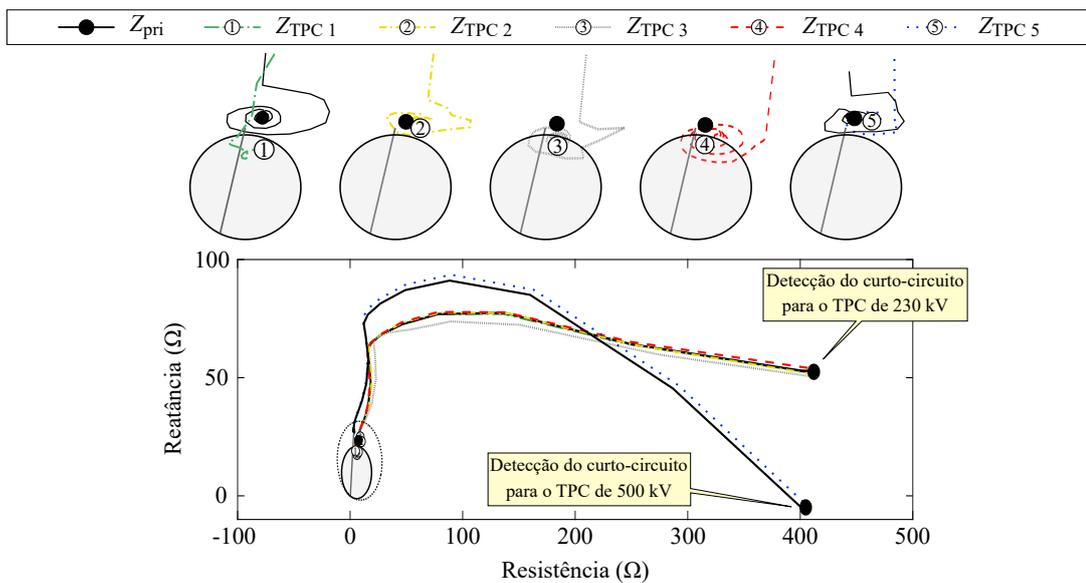
Apesar de serem ilustrados na Figura 5.12 apenas os resultados para um curto-circuito a 82% da LT, o TPC 1 conduziu o relé ao sobrealcance para distúrbios aplicados a 81% da linha, enquanto que os TPC 3 e 4 para defeitos aplicados a 80,5% da linha.

Figura 5.11. Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para SIR = 0,1.



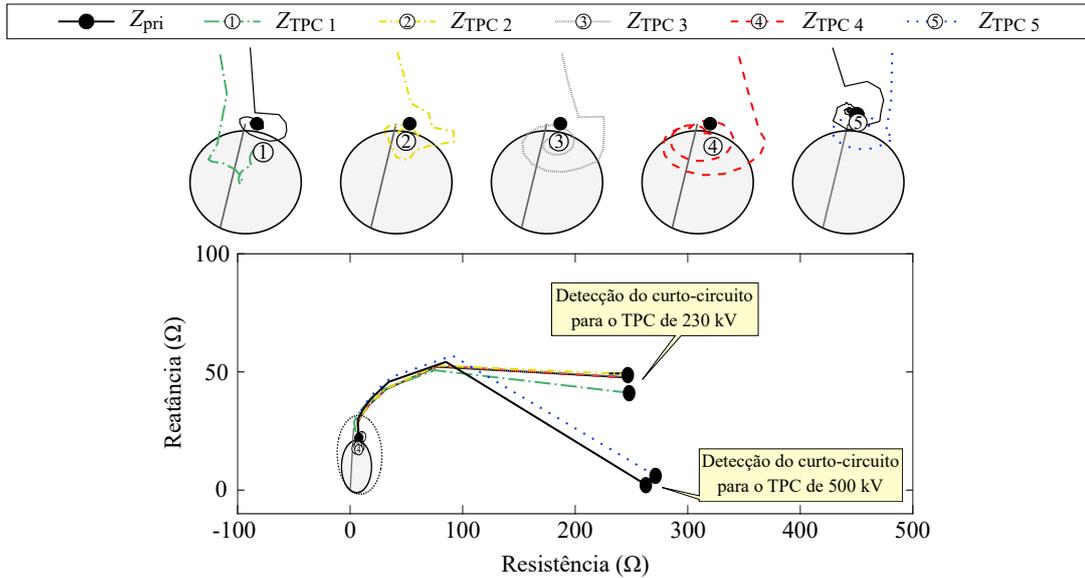
Fonte: autoria própria.

Figura 5.12. Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para SIR = 1.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.13. Impedâncias estimadas utilizando as tensões primária e secundárias provenientes dos TPC para SIR = 10.



Fonte: autoria própria.

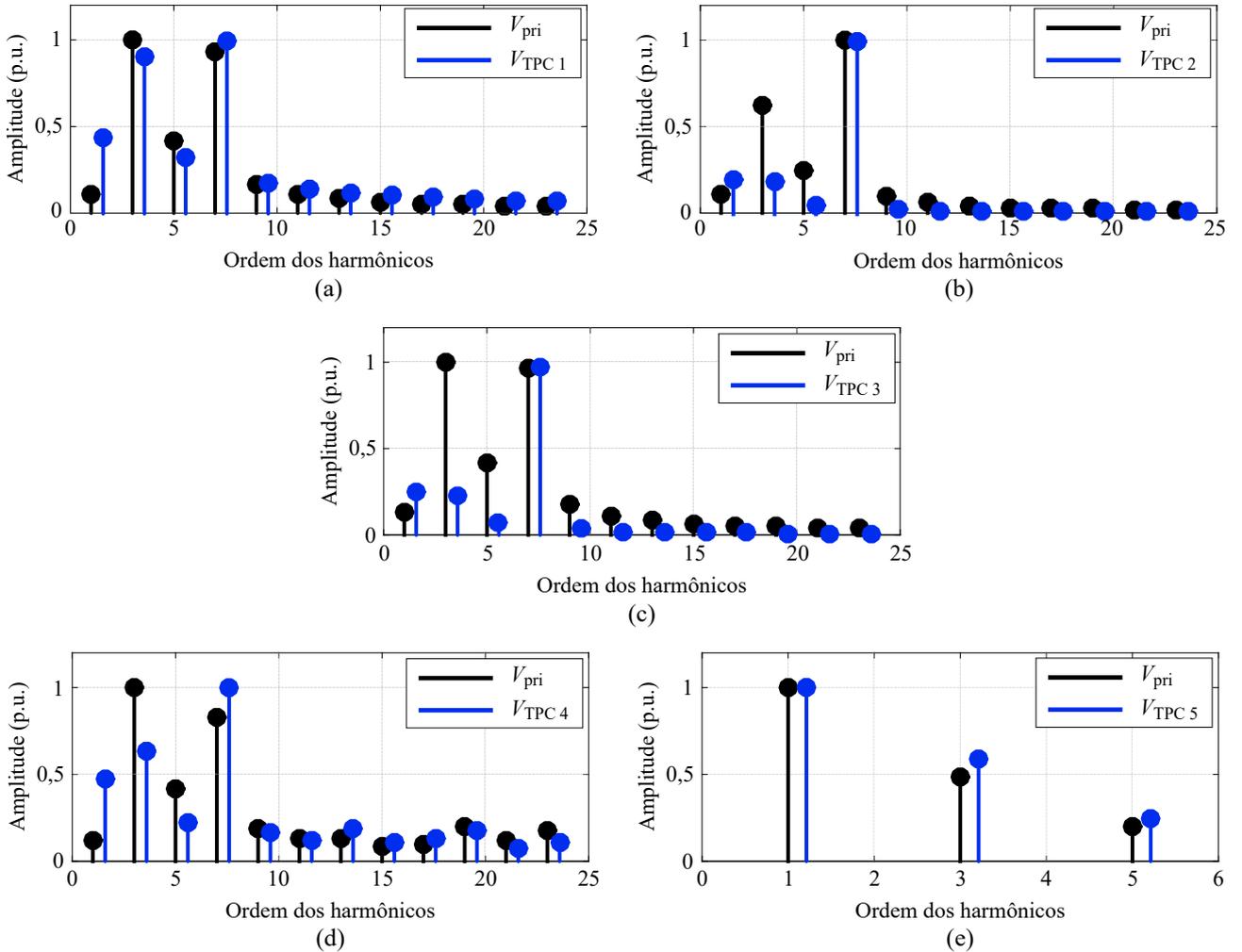
No que tange às estimativas com maiores valores de SIR, como as ilustradas na Figura 5.13, apenas a impedância medida com dados de tensão do TPC 5 seguiram o comportamento da impedância de referência em segunda zona. Neste cenário, diferentemente para o caso de SIR = 1, um sobrealcance foi verificado com utilização do TPC 2. De fato, um maior valor de SIR conduziu a uma medição de tensão vista pelo relé com transitórios induzidos pelo TPC 2 mais evidentes. Já para o caso de SIR = 0,1, apenas o TPC 1 ocasionou a função de proteção a operar de maneira sobrealcançada, conforme apresentado na Figura 5.11.

5.3 MEDIÇÃO DE HARMÔNICOS

Para avaliar como o processo de monitoramento de harmônicos pode ser comprometido pelas respostas dinâmicas dos TPC, simulações nos SEP ilustrado na Figura 5.6 foram realizadas. Para tanto, as fontes de tensão presentes em ambas as barras do sistema foram modificadas, de modo a apresentarem componentes harmônicas ímpares até a ordem 23, exceto para as análises envolvendo o TPC 5, cuja resposta em frequência é limitada até 600 Hz (Figura 4.5). Neste caso, as fontes apresentam apenas as terceira e quinta harmônicas, além da fundamental.

Os espectros de frequências obtidos considerando medições do primário e do secundário são apresentados na Figura 5.14, onde as amplitudes foram normalizadas em valores por unidade.

Figura 5.14. Medições de harmônicos considerando os sinais obtidos do: (a) TPC 1; (b) TPC 2; (c) TPC 3; (d) TPC 4; (e) TPC 5.

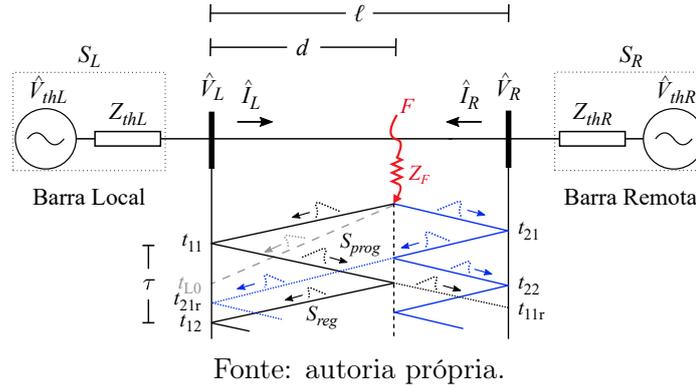


Fonte: autoria própria.

Em geral, da Figura 5.14, as medições realizadas com os sinais secundários dos TPC são diferentes daquelas obtidas com a tensão primária, especialmente para componentes harmônicas próximas à fundamental, fato este que pode vir a comprometer o desempenho de aplicações que dependam do monitoramento de harmônicos de tensão. Maiores diferenças também seriam perceptíveis se frequências da ordem de kHz fossem consideradas.

5.4 FORMULAÇÃO DOS ALGORITMOS DE LOCALIZAÇÃO DE CURTOS-CIRCUITOS AVALIADOS

Para melhor entendimento da descrição dos métodos, considere o SEP ilustrado na Figura 5.15, o qual é similar ao descrito na seção 5.1.4.

Figura 5.15. SEP utilizado para descrição dos métodos de localização de curtos-circuitos.


5.4.1 Método de Takagi (1T60Hz) (TAKAGI *et al.*, 1982)

Os sinais de tensão e corrente capturados por um relé numérico instalado em um terminal da LT são utilizados para calcular a impedância aparente ($Z_{aparente}$) entre o relé e o local de ocorrência do curto-circuito.

O método proposto por Takagi *et al.* (1982) utiliza elementos incrementais de corrente ($\Delta\hat{I}$), os quais consistem na diferença entre amostras de fasores de correntes tomadas nos períodos antes e após a incidência do curto-circuito, fazendo com que a técnica seja mais imune ao carregamento do SEP no momento do distúrbio. Por outro lado, este algoritmo também leva em consideração que o SEP é homogêneo, isto é, que o ângulo de impedância das fontes apresenta o mesmo valor que o ângulo de impedância da LT (DAS *et al.*, 2014). O local do defeito d pode ser estimado, a partir da Barra Local, segundo:

$$d = \frac{\text{imag}(\hat{V}_L \cdot \Delta\hat{I}_L^*)}{\text{imag}(Z_{L1} \cdot \hat{I}_L \cdot \Delta\hat{I}_L^*)}, \quad (5.8)$$

onde os valores de tensão e corrente são definidos em função do tipo de curto-circuito, conforme descrito na Tabela 2.1.

5.4.2 Método de Dois Terminais (2T60Hz) (DAS *et al.*, 2014)

Os métodos de dois terminais baseados em impedância utilizam sinais de tensão e corrente adquiridos em ambos os terminais monitorados da LT para estimar o local do distúrbio. Basicamente, as medições do terminal remoto são utilizadas para eliminar os erros causados pela impedância do defeito (Z_F), carregamento ou não homogeneidade do SEP (DAS *et al.*, 2014). A

etapa de classificação de curtos-circuitos não é necessária nestas rotinas, em detrimento do que ocorre para os algoritmos de um terminal.

Esta técnica utiliza componentes de sequência negativa para estimar d , uma vez que tais componentes não são afetadas pela corrente de carga, acoplamento mútuo de sequência zero e imprecisões nos parâmetros de sequência zero da LT (DAS *et al.*, 2014). Tomando o SEP ilustrado na Figura 5.15, d pode ser calculada aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões nas Barras Local e Remota, conforme:

$$\hat{V}_{F2} = \hat{V}_{L2} - d \cdot Z_{L2} \cdot \hat{I}_{L2} , \quad (5.9a)$$

$$\hat{V}_{F2} = \hat{V}_{R2} - (1 - d) \cdot Z_{L2} \cdot \hat{I}_{R2} , \quad (5.9b)$$

onde \hat{V}_{F2} , \hat{V}_{L2} e \hat{V}_{R2} são as tensões de sequência negativa nos pontos do distúrbio, da Barra Local e da Barra Remota, respectivamente, \hat{I}_{L2} e \hat{I}_{R2} são as correntes de sequência negativa nos terminais da Barra Local e da Barra Remota, respectivamente, e Z_{L2} é a impedância de sequência negativa da LT.

Igualando-se as Equações (5.9a) e (5.9b), d pode ser calculada segundo:

$$d = \frac{\hat{V}_{L2} - \hat{V}_{R2} + Z_{L2} \cdot \hat{I}_{R2}}{(\hat{I}_{L2} + \hat{I}_{R2}) \cdot Z_{L2}} . \quad (5.10)$$

A Equação (5.10) é aplicada para curtos-circuitos desbalanceados, como defeitos monofásicos, bifásicos e bifásicos para terra. No caso de curtos-circuitos trifásicos, situações em que as componentes de sequência negativa não existem, o mesmo princípio pode ser utilizado, porém considerando-se as componentes de sequência positiva, conforme:

$$d = \frac{\hat{V}_{L1} - \hat{V}_{R1} + Z_{L1} \cdot \hat{I}_{R1}}{(\hat{I}_{L1} + \hat{I}_{R1}) \cdot Z_{L1}} , \quad (5.11)$$

onde \hat{V}_{L1} e \hat{V}_{R1} são as tensões de sequência positiva na Barra Local e na Barra Remota, respectivamente, e \hat{I}_{L1} e \hat{I}_{R1} são as correntes de sequência positiva nos terminais da Barra Local e da Barra Remota, respectivamente.

5.4.3 Método de Um Terminal Baseado na Teoria de Ondas Viajantes (1TOV) (CROSSLEY; MCLAREN, 1983)

Recorrendo-se às Equações (2.20a) e (2.20b), as quais são replicadas aqui, por conveniência:

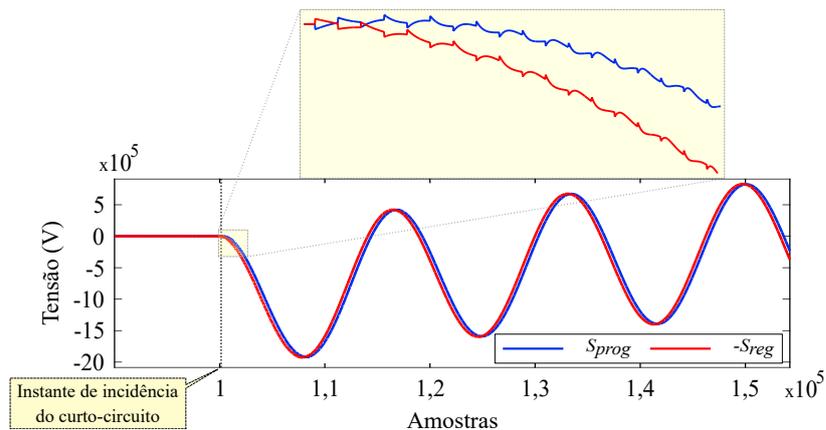
$$v(x, t) + Z_s i(x, t) = 2 \cdot f_1 \left(0, t - \frac{x}{v} \right) = S_{prog}, \quad (5.12)$$

$$v(x, t) - Z_s i(x, t) = 2 \cdot f_2 \left(0, t + \frac{x}{v} \right) = S_{reg}, \quad (5.13)$$

onde, basicamente, S_{prog} e S_{reg} descrevem as ondas viajantes progressivas e regressivas, respectivamente, que surgem logo após a incidência de distúrbios na LT. S_{prog} e S_{reg} podem ser visualizadas no SEP ilustrado na Figura 5.15.

Segundo Crossley & McLaren (1983), um curto-circuito de baixa resistência que ocorre em uma LT reflete uma onda viajante de mesmo formato que o respectivo surto incidente. Esta forma de onda é afetada apenas em outros pontos de descontinuidade presentes no sistema. Por outro lado, distúrbios com resistências mais elevadas tendem a apenas reduzir as amplitudes de tais ondas viajantes, sem alterar seus respectivos formatos (SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988). Para ilustrar tal situação, é apresentado na Figura 5.16 os sinais S_{prog} e $-S_{reg}$ para um defeito bifásico aplicado a 10 km da Barra Local do SEP apresentado na Figura 5.15, considerando $\ell = 300$ km. O sinal $-S_{reg}$ é ilustrado de modo que apresente a mesma polaridade de S_{prog} .

Figura 5.16. Sinais S_{prog} e $-S_{reg}$ para um defeito bifásico aplicado a 10 km do terminal monitorado.



Fonte: autoria própria.

Da Figura 5.16, os sinais S_{prog} e S_{reg} , de fato, apresentam formatos similares, formatos estes que os tornam passíveis de serem utilizados para estimação do local do curto-circuito por meio de medições em apenas um terminal monitorado. Visto que tais sinais são calculados com

base em dados incrementais de tensão e corrente, componentes de baixa frequência e níveis CC podem ser observados nas suas respectivas formas de onda.

De forma sucinta, o princípio básico de funcionamento de técnicas de um terminal que utilizam a teoria de ondas viajantes reside na habilidade de se identificar, corretamente, os surtos refletidos do ponto de ocorrência do distúrbio, distinguindo-os de outras ondas refletidas ou refratadas presentes no SEP.

Tomando-se como base o fato de que as ondas incidentes e refletidas do ponto de curto-circuito apresentam o mesmo formato, uma função de correlação pode ser utilizada para identificar as similaridades existentes, cujo valor máximo na sua saída é esperado quando tais surtos são correspondentes. Neste caso, o pico na saída da função de correlação ocorre no instante em que a onda incidente e a sua respectiva onda refletida do ponto do defeito trafegam o equivalente a $2d$ km. Este tempo de atraso é ilustrado na Figura 5.15 por τ , que consiste em $t_{12} - t_{11}$.

De fato, seções de S_{prog} e S_{reg} são correlacionadas entre si, que são obtidas a partir de dados incrementais de tensão e corrente oriundas de transformações modais, a exemplo da transformada de Wedepohl, conforme utilizado em Crossley & McLaren (1983). Para tanto, uma seção de S_{prog} é armazenada com um número de amostras M , denominada de $S_{template}$, e correlacionada com as seções de S_{reg} . Antes do cálculo da função de correlação, os valores médios de cada seção são removidos de modo a evitar impactos das componentes CC sobre a função calculada (CROSSLEY; MCLAREN, 1983).

A função de correlação $\varphi(\tau)$ é calculada segundo:

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left\{ \left[S_{template}(k\Delta t + \tau) - \overline{S_{template}(k\Delta t + \tau)} \right] \cdot \left[S_{reg}(k\Delta t) - \overline{S_{reg}(k\Delta t)} \right] \right\}, \quad (5.14)$$

sendo τ a amostra referente ao tempo de atraso entre $S_{template}$ e S_{reg} , k a amostra de cálculo, Δt o passo de tempo, \bar{S} consiste no valor médio do respectivo sinal, dado por $\bar{S} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M S(k\Delta t)$, onde M consiste em um número de amostras contidos em uma janela de dados, a qual é definida com tamanho de 1,3 ms, conforme reportado em Crossley & McLaren (1983). Um exemplo de cálculo da função de correlação é descrito no Apêndice B.

Desta maneira, a partir da identificação do instante τ correspondente ao valor máximo obtido em φ devido a um distúrbio, o local do defeito pode ser estimado por (GALE *et al.*, 1993):

$$d = \frac{v \cdot \tau \cdot \Delta t}{2}, \quad (5.15)$$

sendo a velocidade das ondas viajantes calculadas por $v = \frac{1}{\sqrt{L_{11}C_{11}}}$, onde L_{11} e C_{11} são a indutância e a capacitância de sequência positiva da LT, respectivamente.

Mesmo removendo o valor médio das seções de S_{prog} e S_{reg} , componentes de baixa frequência ainda foram perceptíveis em tais sinais nas análises aqui realizadas, impactando diretamente no cálculo de φ . Deste modo, para as avaliações subsequentes, o método reportado em Crossley & McLaren (1983) foi modificado por meio da inclusão de um filtro Butterworth passa-altas de terceira ordem com $f_c = 3,6$ kHz para o cálculo de S_{prog} e S_{reg} , o qual também é utilizado na técnica proposta neste trabalho, visando eliminar o efeitos das componentes de baixa frequência em φ . Maiores detalhes sobre a escolha deste filtro são encontradas no capítulo 6.

Por utilizar modos aéreos α e β de tensão e corrente, uma identificação do tipo de curto-circuito é realizada previamente para determinar qual modo deve ser utilizado para estimação do local do distúrbio. Neste cenário, no caso de defeitos que envolvam a fase B, os modos β são usados. Nos demais, os modos α são selecionados (SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988). Sendo assim, além da necessidade de se verificar o tipo de curto-circuito, faz-se necessário o monitoramento de doze sinais para se estimar o local do distúrbio¹.

5.4.4 Método de Dois Terminais Baseado na Teoria de Ondas Viajantes (2TOV) (GALE *et al.*, 1993)

Conforme demonstrado na seção 2.2.2, o princípio básico deste tipo de técnica reside em se identificar as primeiras ondas viajantes incidentes nos terminais monitorados da linha devido a ocorrência de um curto-circuito (GALE *et al.*, 1993), as quais incidem em um determinado instante de tempo t_{11} na Barra local, e t_{21} na Barra Remota, conforme ilustrado na Figura 5.15.

Segundo Gale *et al.* (1993), conhecendo-se o comprimento ℓ da LT, os instantes de tempo t_{11} e t_{21} , bem como v , o local do curto-circuito pode ser estimado por:

$$d = \frac{\ell + (t_{11} - t_{21}) \cdot v}{2} . \quad (5.16)$$

Desta forma, seja a partir da formulação do método 1TOV, ou de 2TOV, o correto cálculo de d depende, fundamentalmente, da precisão em que os instantes τ , t_{11} e t_{21} são identificados.

¹Dois sinais de tensão e dois sinais de corrente (modos α e β) com referência às fases A, B e C.

Sendo assim, uma breve descrição do algoritmo de detecção de distúrbios baseado na teoria de ondas viajantes reportado em Lopes (2014) é apresentada na seção 5.4.4.1, o qual é utilizado nas avaliações subsequentes bem como na técnica proposta.

5.4.4.1 Detecção de Distúrbios Utilizando a Transformada de Park (T_{0dq})

O método baseado na transformada de Park gera um eixo referencial que gira em sincronismo com os fasores de tensão e corrente do SEP, de tal modo que, para um observador sob o eixo referencial síncrono, os coeficientes de regime permanente dos sinais de tensão e corrente obtidos pela aplicação da transformada, denominados de componentes de eixo direto e de eixo em quadratura, apresentam valores constantes. Todavia, quando distúrbios ocorrem no sistema elétrico, grandes variações surgem, possibilitando a identificação das ondas viajantes, mesmo nos casos em que os transitórios se apresentem de forma significativamente atenuada ou, até mesmo, na ocorrência de desbalanceamentos no SEP (LOPES, 2014). Os coeficientes de eixo direto da tensão são denominados de V_d , enquanto que os da corrente de I_d . Os coeficientes do eixo em quadratura são denominados de V_q e I_q , respectivamente.

Os coeficientes obtidos da transformada de Park são calculados conforme (LOPES, 2014):

$$\begin{bmatrix} S_0(k) \\ S_d(k) \\ S_q(k) \end{bmatrix} = T_{0dq}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix}, \quad (5.17)$$

onde

$$T_{0dq}^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ \cos(\phi) & \cos(\phi - 120^\circ) & \cos(\phi + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\phi) & -\text{sen}(\phi - 120^\circ) & -\text{sen}(\phi + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

sendo k a k -ésima amostra do sinal avaliado, S_a , S_b e S_c os sinais de tensão ou corrente das fases A, B e C, respectivamente, S_0 a componente de modo zero da tensão (V_0) ou corrente (I_0), S_d a tensão (V_d) ou corrente (I_d) de eixo direto, S_q a tensão (V_q) ou corrente (I_q) de eixo em quadratura, $\phi = k\omega\Delta t + \theta$, em que ω é a frequência angular, Δt o passo de tempo, e θ o ângulo de fase de S_d . Nos instantes iniciais de aplicação da rotina, S_d é alinhado com S_a .

A identificação dos transitórios seria perceptível a partir de variações bruscas em V_d , ou I_d , no entanto, para curtos-circuitos com alta impedância, é possível que os coeficientes de eixo direto sejam atenuados, podendo comprometer, assim, a detecção do distúrbio. Dessa forma, em cada amostra do processo, calcula-se o quadrado do coeficiente de diferenças (c_{dif}^2), que visa

ao aumento da sensibilidade do algoritmo, sendo dado por:

$$c_{dif} = \frac{V_d(k) - V_d(k-1)}{\Delta t}. \quad (5.19)$$

O limiar utilizado para detecção dos transitórios no método em questão é auto-adaptativo, de tal modo que seus valores são ajustados automaticamente de acordo com os níveis de ruído elétrico e de desbalanceamento durante regime normal de operação do SEP. Este valor é atualizado a cada conversão A/D a partir dos dados de regime permanente, o que evita a necessidade de calibrações manuais do algoritmo.

Diferentemente de outros métodos que realizam o monitoramento de coeficientes de cada fase individualmente para detecção dos instantes iniciais dos distúrbios, neste algoritmo, entretanto, faz-se necessário apenas o monitoramento de um sinal, seja de tensão ou corrente, para detecção do transitório. De fato, das Equações (5.17) e (5.18), as componentes V_d e I_d são obtidas diretamente dos sinais envolvidos em todas as fases, de tal modo que, caso ocorra a incidência de curtos-circuitos no SEP, variações bruscas aparecem em V_d e I_d .

5.4.5 Avaliação do Desempenho dos Métodos

Os desempenhos dos métodos descritos na seção 5.4 são avaliados por meio de simulações de curtos-circuitos no ATP aplicados no SEP de 230 kV ilustrado na Figura 5.6, através do qual os registros oscilográficos de cada caso investigado foram externados a partir do uso da linguagem MODELS. Os métodos em estudo foram implementados no ambiente Matlab[®], permitindo a avaliação *off-line* dos registros simulados. Para tanto, o passo de integração (Δt) utilizado no ATP foi de $0,1 \mu s$, sendo os registros oscilográficos gerados a uma taxa de 1 MHz para aplicação das técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes. Já para os algoritmos que dependem de componentes fundamentais, utilizou-se uma taxa de 960 Hz. Para as rotinas baseadas na teoria de ondas viajantes, o filtro *anti-aliasing* H_{400kB3} foi utilizado, assim como o filtro H_{380B3} foi aplicado para as funções baseadas em fasores.

Após cada simulação, o erro percentual (ε) das localizações estimadas foi calculado segundo:

$$\varepsilon(\%) = \frac{|d - \tilde{d}|}{\ell} \cdot 100, \quad (5.20)$$

onde d é o local real do distúrbio, \tilde{d} é o local estimado e ℓ é o comprimento da LT (300 km).

Para as análises subsequentes, as simulações foram realizadas fixando-se o tipo, a resistência e o ângulo de incidência do curto-circuito (exceto para as situações em que imprecisões nos parâmetros de sequência zero da LT são avaliadas (seção 5.4.5.1), bem como a resistência e ângulo de incidência das faltas (seções 5.4.5.2 e 5.4.5.3, respectivamente)). Deste modo, buscou-se uma situação em que a característica do curto-circuito impactasse minimamente no desempenho dos métodos. Sendo assim, a partir de uma série de testes, um cenário consistindo de uma falta bifásica, a exemplo do tipo BC, com resistência igual a 1Ω e ângulo de incidência igual a 60° (o ângulo de incidência é definido tomando como base a função seno)¹ foi utilizado.

Para avaliar o desempenho de cada algoritmo, o ponto de aplicação da falta foi variado ao longo da LT, partindo-se de 10 km até 290 km. No que concerne às técnicas baseadas em fasores, o local do curto-circuito foi estimado considerando três ciclos após a detecção do distúrbio.

5.4.5.1 Influência de Imprecisões nos Parâmetros da LT

De forma sucinta, as concessionárias dispõem dos parâmetros de sequência positiva e zero das LT de seus SEP. Entretanto, é possível que esses dados não sejam estimados com boa precisão, uma vez que podem ser calculados a partir de medições de campo ou de aproximações de valores padrão (LOPES, 2014). Desta maneira, as imprecisões nos parâmetros da LT são repassadas aos dispositivos de proteção, os quais os utilizam para realizarem seus devidos processamentos, fato este que pode conduzir a obtenção de estimativas com precisões comprometidas.

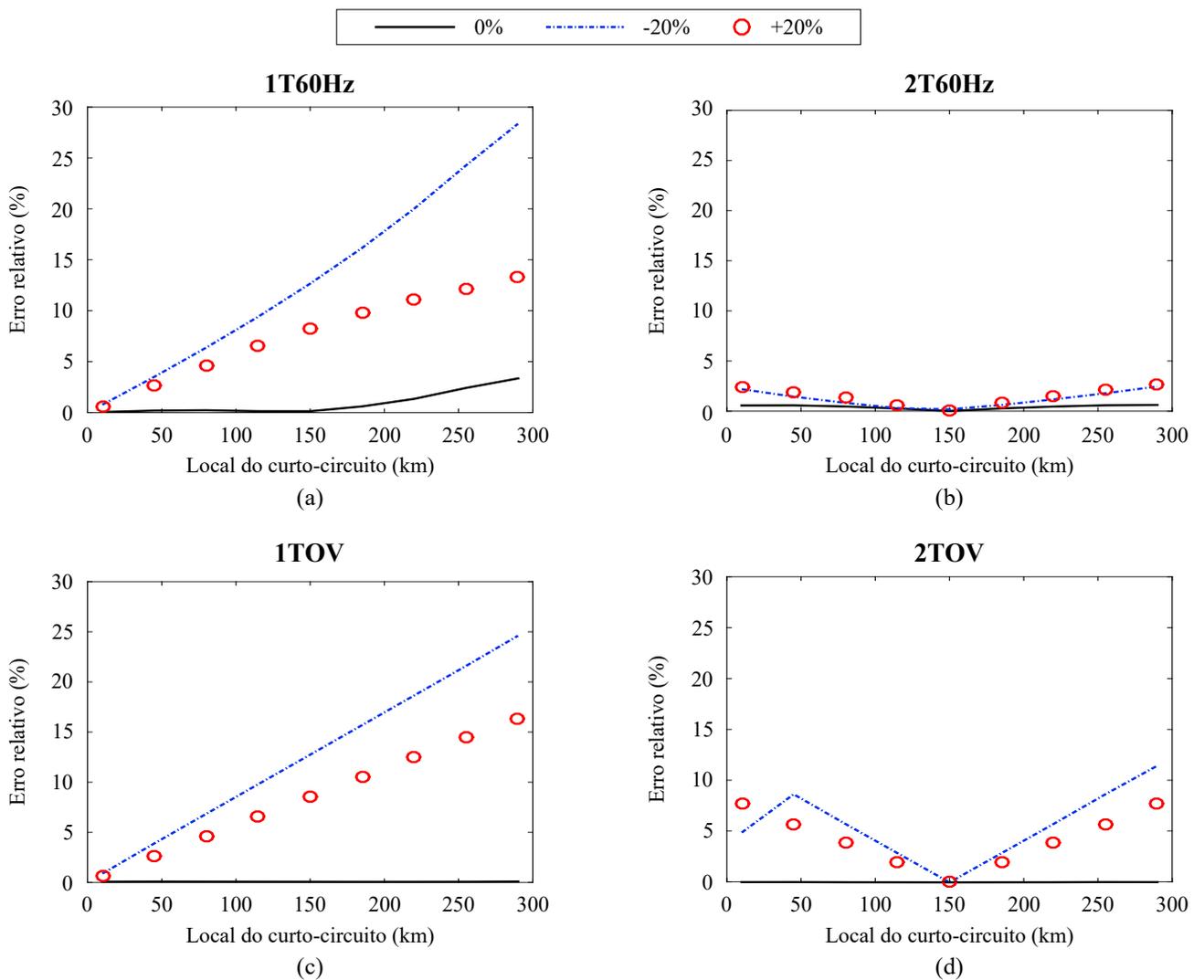
Neste contexto, realiza-se, nesta etapa, a avaliação do impacto de possíveis imprecisões nos parâmetros de sequências positiva e zero da LT frente ao desempenho dos métodos aqui mencionados. Para tanto, foram simuladas situações com parâmetros considerados ideais, isto é, variação de 0%, e casos com imprecisões de $\pm 20\%$.

Para os estudos referentes a imprecisões no parâmetros de sequência zero, o tipo de curto-circuito foi modificado, haja visto que tais componentes não surgem nos sinais de tensão e

¹O ângulo de incidência de falta é definido, neste trabalho, tomando-se como referência o polo positivo da tensão das fases envolvidas com o curto-circuito no seu ponto de aplicação. Por exemplo, um ângulo de incidência 0° para uma falta AT consiste na tensão da fase A, no ponto de ocorrência do distúrbio, com ângulo 0° no instante de sua aplicação. Para uma falta BC, o ângulo 150° consiste na tensão da fase B com ângulo 150° no instante de sua aplicação, isto é, a tensão de linha BC encontra-se em 180° (equivalente a 0°) no ponto de falta. Para um curto-circuito ABC com ângulo de incidência 0° , tem-se que a tensão da fase A, no ponto de ocorrência do distúrbio, encontra-se em 0° no instante de sua aplicação.

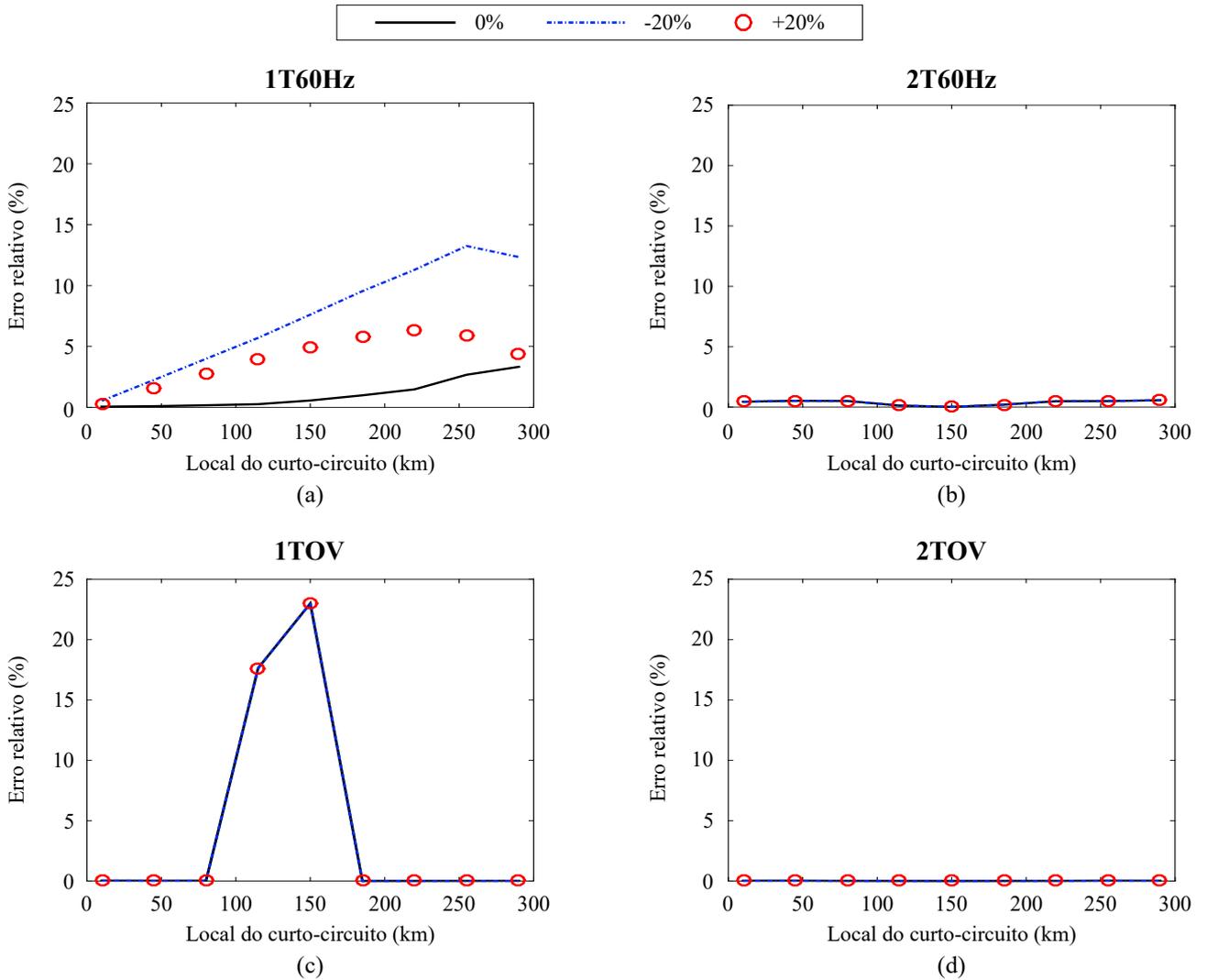
corrente para o caso de faltas bifásicas (GLOVER *et al.*, 2011). Nesta situação, por exemplo, por depender de uma etapa prévia de classificação de falta para cálculo de $Z_{aparente}$, o método 1T60Hz não seria sensibilizado por componentes de sequência zero, assim como a rotina 2T60Hz, que depende apenas de dados de sequência negativa. Já para os casos das técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes, apenas componentes de modo aéreo estariam presentes. Sendo assim, variações nos parâmetros de sequência zero da LT não seriam percebidos pelos métodos avaliados para o curto-circuito BC. Portanto, para avaliar as imprecisões de tais parâmetros, uma falta monofásica do tipo AT foi escolhida, mantendo-se os mesmos valores para a resistência e ângulo de incidência do distúrbio. Os resultados para as imprecisões nos parâmetros de sequência positiva e zero são ilustrados nas Figuras 5.17 e 5.18, respectivamente.

Figura 5.17. Influência de imprecisões nos parâmetros de sequência positiva da LT: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.18. Influência de imprecisões nos parâmetros de sequência zero da LT para um curto-circuito monofásico: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.17, todos os métodos foram afetados. De fato, no que tange ao desempenho das técnicas baseadas em fasores, o algoritmo de um terminal apresenta Z_{L1} na sua formulação (Equação (5.8)), de tal modo que variações neste parâmetro acarretam em alterações nas estimações do local do distúrbio. Além disso, maiores erros foram encontrados para curtos-circuitos distantes da Barra Local. Nestes casos, quanto maior a distância d , maior o efeito capacitivo da LT, fazendo com que a impedância aparente calculada pela rotina apresente uma maior componente de erro. Quanto ao método de dois terminais, o qual utiliza apenas dados de sequência negativa, variações em Z_{L1} também afetam o desempenho do mesmo, haja visto que normalmente considera-se que a impedância de sequência positiva é igual a de sequência negativa.

Do ponto de vista dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, tais técnicas também foram afetadas, dado que, embora não apresentem Z_{L1} nas suas formulações, os parâmetros de sequência positiva são usados para calcular a velocidade de propagação das ondas. Além disso, alterações em tais parâmetros afetam o cálculo de Z_s , que serve de base para os sinais S_{prog} e S_{reg} utilizados no método 1TOV.

No que concerne ao desempenho dos algoritmos avaliados face às imprecisões nos parâmetros de sequência zero, conforme ilustrado na Figura 5.18, apenas o método 1T60Hz foi afetado. Isto se deve ao fato do tipo de curto-circuito escolhido (monofásico), uma vez que estas técnicas utilizam os dados de sequência zero para o cálculo do fator de compensação k_0 , o qual é empregado para calcular os sinais de corrente compensadas a serem usados como dados de entrada dos algoritmos. Por outro lado, os demais métodos não foram comprometidos por tais imprecisões, fato este que já era esperado, dado que tanto o método de dois terminais baseado em componentes fundamentais como as rotinas baseadas na teoria de ondas viajantes avaliadas neste trabalho não dependem dos parâmetros de sequência zero.

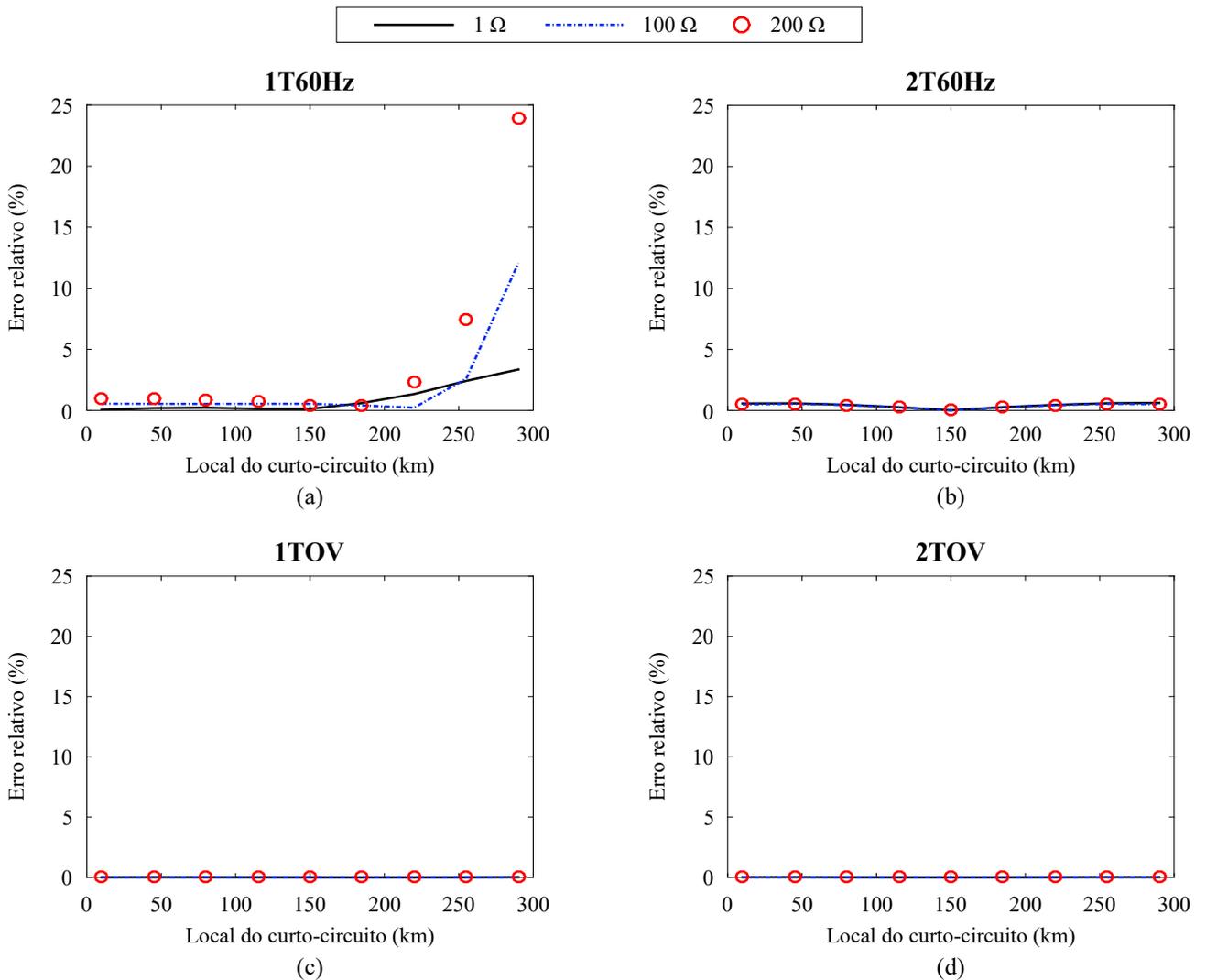
No entanto, ainda da Figura 5.18, os maiores erros foram obtidos para a técnica 1TOV para distúrbios próximos ao meio da LT. Basicamente, para curtos-circuitos que envolvem a terra, as ondas refratadas do terminal remoto do SEP se apresentam com maior evidência na barra monitorada em relação aos demais tipos de defeito, podendo, inclusive, se sobrepor às ondas refletidas do ponto de ocorrência do distúrbio (MAGNAGO; ABUR, 1998). Assim, as ondas viajantes medidas no terminal monitorado da LT podem conter informações significativas acerca dos surtos refratados, sendo as ondas refletidas do ponto de ocorrência do curto-circuito se apresentando de maneira bastante atenuada. Maiores detalhes sobre esta característica são descritos no capítulo 6, onde simulações foram realizadas com a utilização de um relé numérico real que opera com funções de proteção no domínio do tempo.

Sendo assim, para o caso de curtos-circuitos que envolvam a terra, o desempenho de aplicações da função de correlação para identificar as similaridades entre S_{prog} e S_{reg} e estimar τ pode ser afetado, dado que os formatos utilizados em tais sinais podem apresentar informações de ondas refratadas com maior evidência.

5.4.5.2 Influência da Resistência do Curto-Circuito

É comumente reportado que a impedância do curto-circuito é um dos parâmetros que mais afetam o desempenho de técnicas de localização de distúrbios, sobretudo àquelas que utilizam dados de apenas um terminal monitorado da LT (SAHA *et al.*, 2010). Neste âmbito, de modo a mensurar tais impactos nos algoritmos de localização de defeitos avaliados, diferentes valores de resistência do distúrbio foram considerados, a exemplo de 1Ω , 100Ω e 200Ω . Os resultados obtidos para estas análises são ilustrados na Figura 5.19.

Figura 5.19. Influência da resistência do curto-circuito sobre os métodos avaliados: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Figura 5.19, os maiores erros ocorreram para o método baseado em componentes fundamentais de um terminal. De fato, quanto maior o valor da

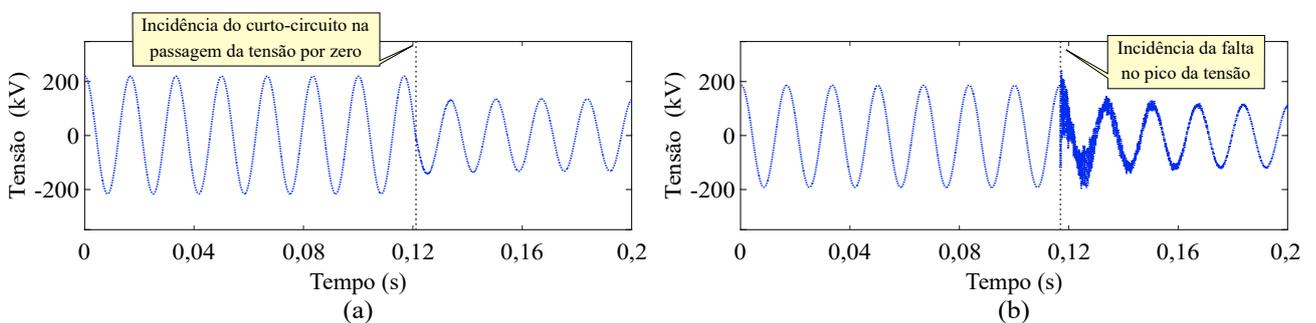
resistência, maior o impacto sobre a $Z_{aparente}$ medida pelo relé. Além disso, soma-se o fato de que, para distúrbios distantes da barra monitorada, maior o efeito capacitivo da LT. Por outro lado, os métodos de dois terminais praticamente não foram comprometidos pelos altos valores de resistência, sendo esta uma das vantagens de se utilizar as técnicas de dois terminais.

Quanto ao desempenho de 1TOV, embora um aumento nos valores da resistência do defeito ocasionem um decréscimo na amplitude dos sinais S_{prog} e S_{reg} , seus formatos não são alterados (SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988), de modo que a identificação das similaridades entre as ondas progressivas e regressivas pela função de correlação praticamente não foi afetada.

5.4.5.3 Influência do Ângulo de Incidência

A depender do ângulo de incidência do distúrbio, os transitórios induzidos pelo defeito podem se tornar mais evidentes nos sinais monitorados, caso este para curtos-circuitos que iniciam no pico da tensão envolvida com a falta. Nestas situações, como há uma maior variação de tensão, há, por consequência, uma maior dissipação de energia por parte dos elementos armazenadores presentes no SEP. Por outro lado, a incidência de transitórios é reduzida para distúrbios que iniciam no instante em que a tensão envolvida com a falta passa por zero. Para ilustrar estes cenários, curtos-circuitos iniciados na passagem da tensão por 0° e no seu pico são apresentadas na Figura 5.20.

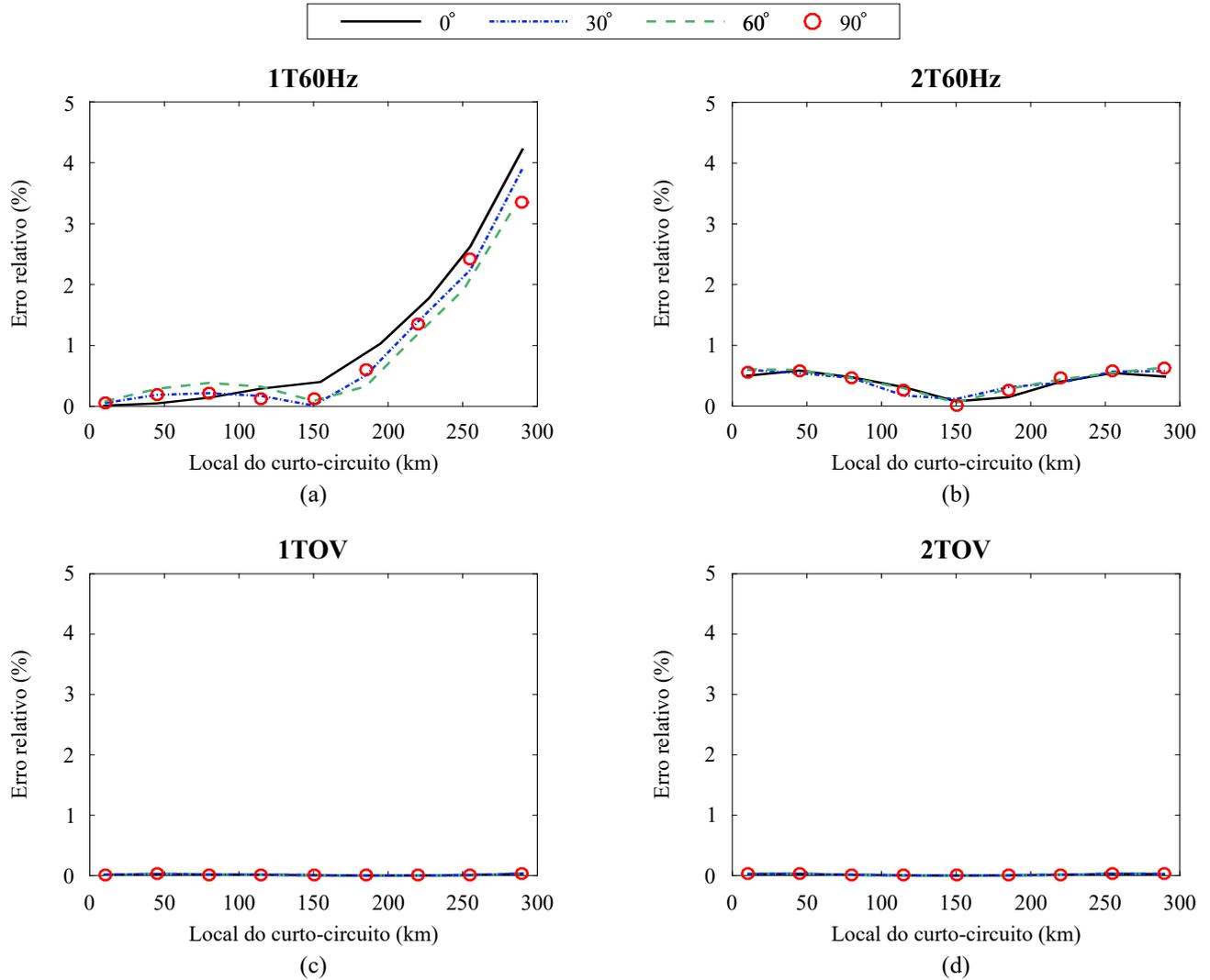
Figura 5.20. Incidência de transitórios para curtos-circuitos iniciados: (a) na passagem da tensão por zero; (b) no instante em que a tensão está no pico.



Fonte: autoria própria.

Com vistas às análises acerca da influência do ângulo de incidência do distúrbio frente ao desempenho das técnicas de localização implementadas, diferentes valores de ângulo foram considerados, a exemplo de 0° , 30° , 60° e 90° , cujos resultados estão dispostos na Figura 5.21.

Figura 5.21. Influência do ângulo de incidência sobre os métodos avaliados: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Figura 5.21, constata-se que os algoritmos avaliados são pouco afetados pela variação do ângulo de incidência. De fato, o processo de estimação de fasores utilizado pelos métodos baseados em componentes de frequência fundamental elimina a influência de grandezas que dependem do ângulo, fazendo com que tais técnicas sejam praticamente imunes a tal característica do distúrbio. Maiores erros foram percebidos para o algoritmo 1T60Hz, muito embora tenham sido ocasionados pelo aumento do efeito capacitivo para curtos-circuitos distantes do terminal monitorado.

Com relação às técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes, sobretudo para os casos com ângulo de incidência igual a 0° , ângulo este comumente referido por limitar o desempenho desta classe de métodos (CROSSLEY; MCLAREN, 1983; SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988; FISCHER *et*

al., 2012; MARX *et al.*, 2013), os algoritmos apresentaram respostas satisfatórias, uma que vez que os transitórios induzidos pelo distúrbio foram detectados com precisão. Nestes casos, por exemplo, embora os transitórios possam aparecer de forma bastante atenuada nos terminais monitorados, desbalanceamentos no SEP também são passíveis de identificação pelo método de detecção de transitórios utilizado, fazendo com que a estimação do local do defeito não seja tão comprometida.

5.4.5.4 Influência da Saturação do TC

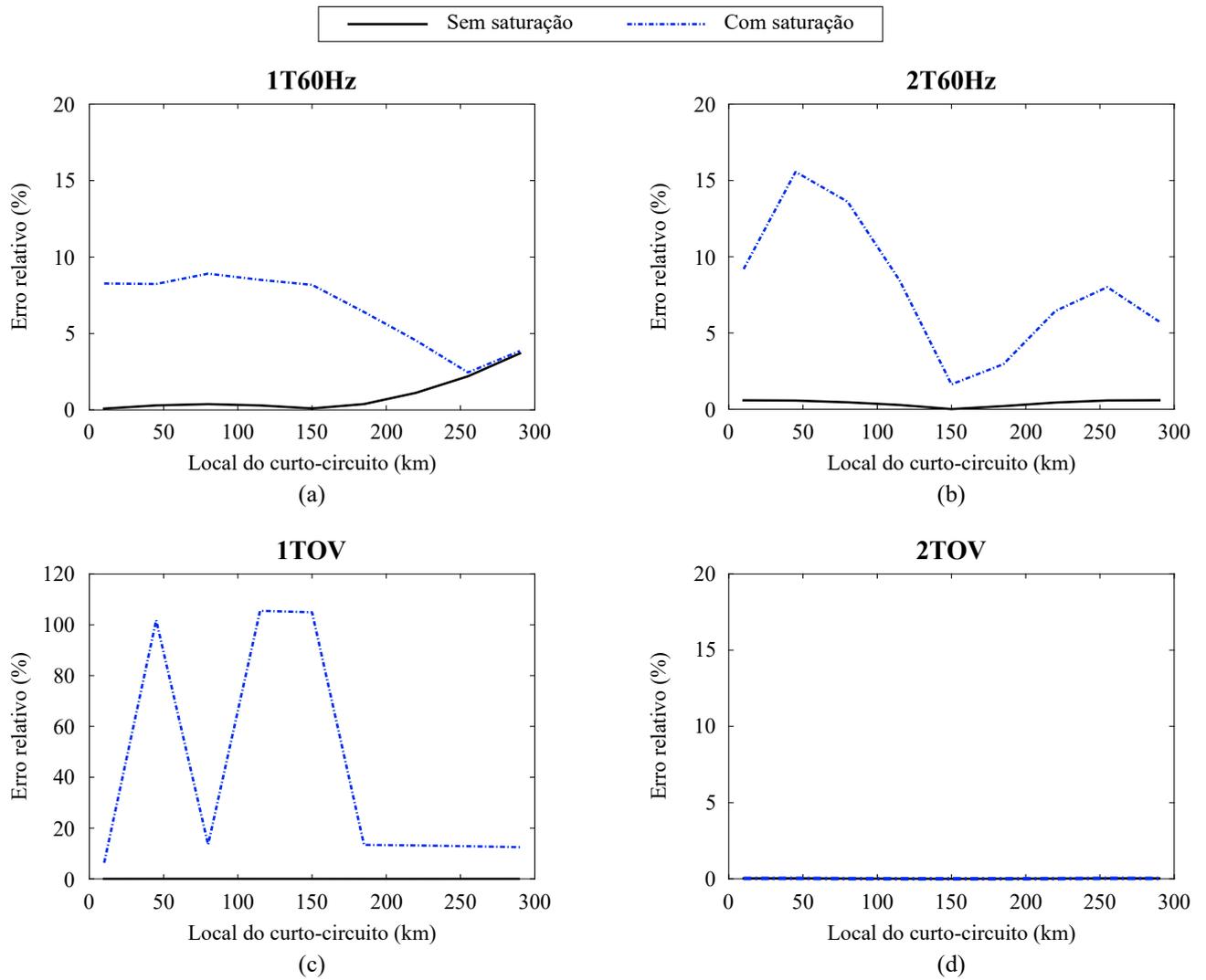
O objetivo a ser analisado nesta seção consiste em determinar se o grau de distorção no sinal secundário de corrente, oriundo da saturação do TC, pode comprometer o desempenho dos métodos de localização de defeitos avaliados. Para tanto, as mesmas características do distúrbio descritas na seção 5.4 foram utilizadas. Os resultados obtidos são ilustrados na Figura 5.22.

Conforme ilustrado na Figura 5.22, os métodos baseados em impedância foram comprometidos pelo efeito de saturação do TC. Este fenômeno influi diretamente no cálculo dos fasores (Figura 5.10) e, conseqüentemente, impacta tais algoritmos de localização, dado que os mesmos dependem dos fasores estimados. Além disso, os maiores erros foram obtidos para curtos-circuitos situados próximos ao terminal monitorado. De fato, quanto mais próximos os defeitos do ponto de medição, mais evidente é o nível de saturação do dispositivo sob o sinal secundário de corrente. Para ilustrar tal cenário, curtos-circuitos do tipo BC situadas a 10 e 290 km da barra de medição foram aplicadas, considerando o TC operando em condições normais e em saturação. Os sinais de corrente para estes casos são ilustrados na Figura 5.23.

No que tange ao desempenho dos algoritmos baseados no domínio do tempo, a técnica 2TOV mostrou-se imune ao efeito de saturação do TC, visto que, por utilizar medições dos dois terminais da LT, apenas as primeiras ondas incidentes necessitam ser detectadas, as quais são induzidas no SEP durante distúrbios independente das condições de operação do dispositivo. Por outro lado, a rotina 1TOV foi afetada pela saturação do TC. Nestes casos, as alterações nos sinais medidos de corrente impactam diretamente nos formatos de S_{prog} e S_{reg} , fazendo com que a identificação de suas similaridades pela função de correlação seja comprometida. Para ilustrar tal situação, é mostrado na Figura 5.24 os diferentes formatos obtidos para S_{prog} devido ao TC

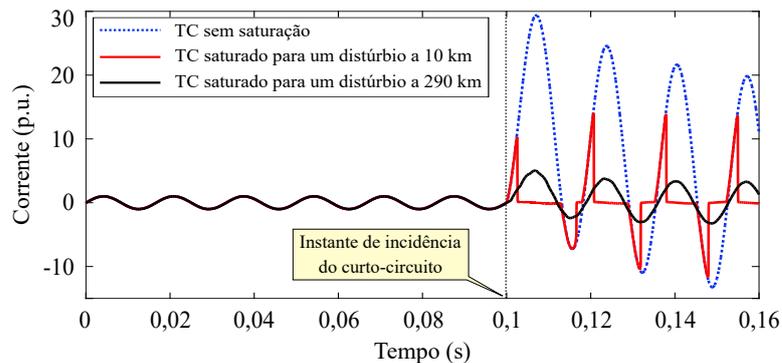
está operando em condições com e sem saturação, considerando um curto-circuito a 45 km da Barra Local.

Figura 5.22. Influência da saturação do TC sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.

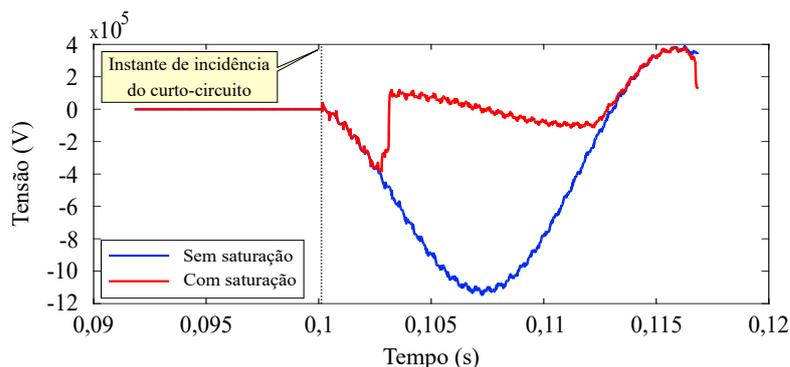


Fonte: autoria própria.

Figura 5.23. Efeitos da saturação do TC nas medições de corrente.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.24. Efeitos da saturação do TC em S_{prog} .

Fonte: autoria própria.

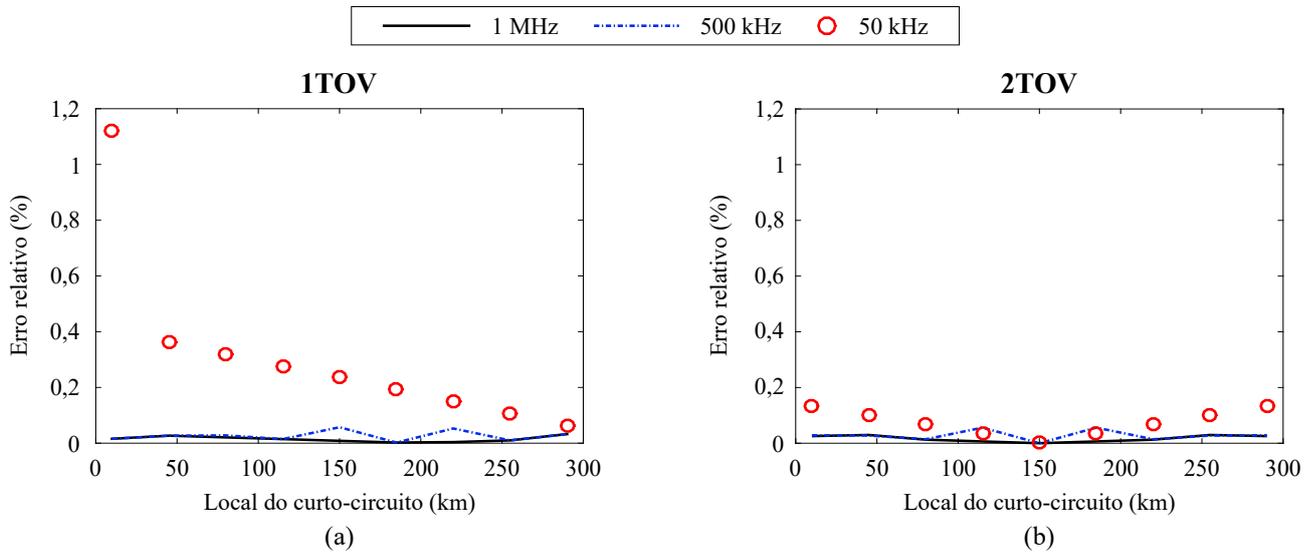
5.4.5.5 Influência da Taxa de Amostragem para os Métodos Baseados na Teoria de Ondas Viajantes

Dado que as técnicas baseadas em componentes fundamentais são normalmente aplicadas a uma taxa de 16 amostras/ciclo (960 Hz), e que, como o próprio nome as caracterizam, necessitam apenas de sinais de 60 Hz, de tal forma que a influência da taxa de amostragem não será verificada para esta classe de métodos. Entretanto, a frequência de amostragem sempre é retratada como um fator limitante dos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, muito embora os avanços recentes da tecnologia digital venham minimizando significativamente esta restrição, uma vez que já há relés comerciais desta categoria em operação (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2016). Ainda assim, faz-se necessário uma investigação acerca do impacto de diferentes taxas frente ao desempenho destes algoritmos.

Na Figura 5.25 são ilustrados os resultados obtidos a partir da variação da frequência de amostragem em valores de 50 kHz, 500 kHz e 1 MHz.

Conforme ilustrado na Figura 5.25, os métodos baseados na teoria de ondas viajantes são afetados pela frequência de amostragem utilizada nos conversores A/D. Basicamente, quanto maior a taxa, menores são os erros obtidos, e, por conseguinte, maior a precisão dos mesmos. De fato, quanto menor o passo de integração Δt utilizado, melhores são as resoluções dos conversores e a representação dos transitórios no tempo, o que possibilita a detecção dos instantes de ocorrência dos distúrbios com menores erros.

Figura 5.25. Influência da taxa de amostragem sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados: (a) 1TOV; (b) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

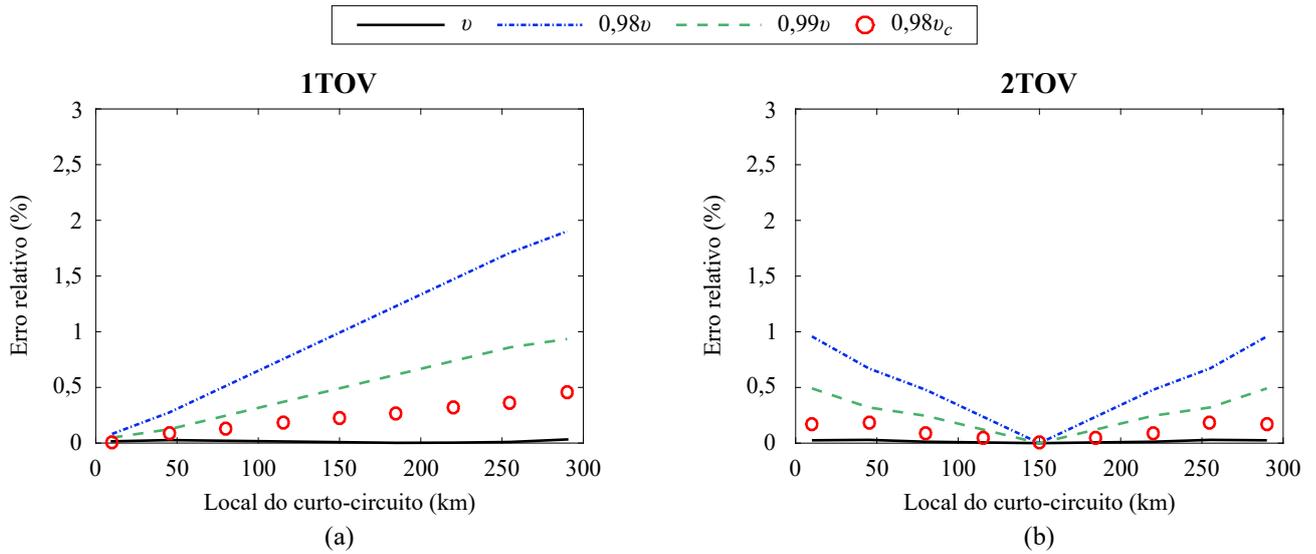
5.4.5.6 Influência da Velocidade de Propagação das Ondas Viajantes para os Métodos Baseados no Domínio do Tempo

A velocidade de propagação das ondas viajantes induzidas por curtos-circuitos em SEP é uma variável comumente utilizada nas formulações dos algoritmos baseados no domínio do tempo, a exemplo das expressões descritas nas Equações (5.15) e (5.16). Tipicamente, v é calculada com base nos parâmetros do sistema elétrico, os quais podem ser disponibilizados com certas imprecisões para as funções de proteção e localização de distúrbios, conforme análises realizadas na seção 5.4.5.1, afetando, assim, as estimativas corretas de v . Além disso, aproximações desta grandeza também são usualmente consideradas em aplicações de localização de faltas reportadas na literatura, a exemplo do valor de 98% de v_c , sendo v_c a velocidade da luz (ZIMATH *et al.*, 2010; COSTA; SOUZA, 2011; LOPES, 2014).

Deste modo, avaliações referentes ao impacto de imprecisões e aproximações no cálculo de v ($v = 1/\sqrt{LC}$) sobre o desempenho de métodos de localização de distúrbios baseados na teoria de ondas viajantes se fazem necessárias. Sendo assim, valores iguais a $0,98v$, $0,99v$, v e $0,98v_c$ foram considerados nesta seção, com vistas a investigar a precisão das técnicas 1TOV e 2TOV. Os resultados obtidos são ilustrados na Figura 5.26.

Dos resultados apresentados na Figura 5.26, os menores erros são obtidos quando v é levado em consideração. De fato, uma vez que os parâmetros da LT são estimados com precisão, a

Figura 5.26. Influência da velocidade de propagação de ondas viajantes sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados: (a) 1TOV; (b) 2TOV.



Fonte: autoria própria.

representação da velocidade das ondas viajantes por meio de v é mais apropriada, independente do método avaliado. Por outro lado, caso as estimações de L e C se apresentem com certas imprecisões no cálculo de $v = 1/\sqrt{LC}$, maiores erros são obtidos, a exemplo dos valores de $0,98v$ e $0,99v$.

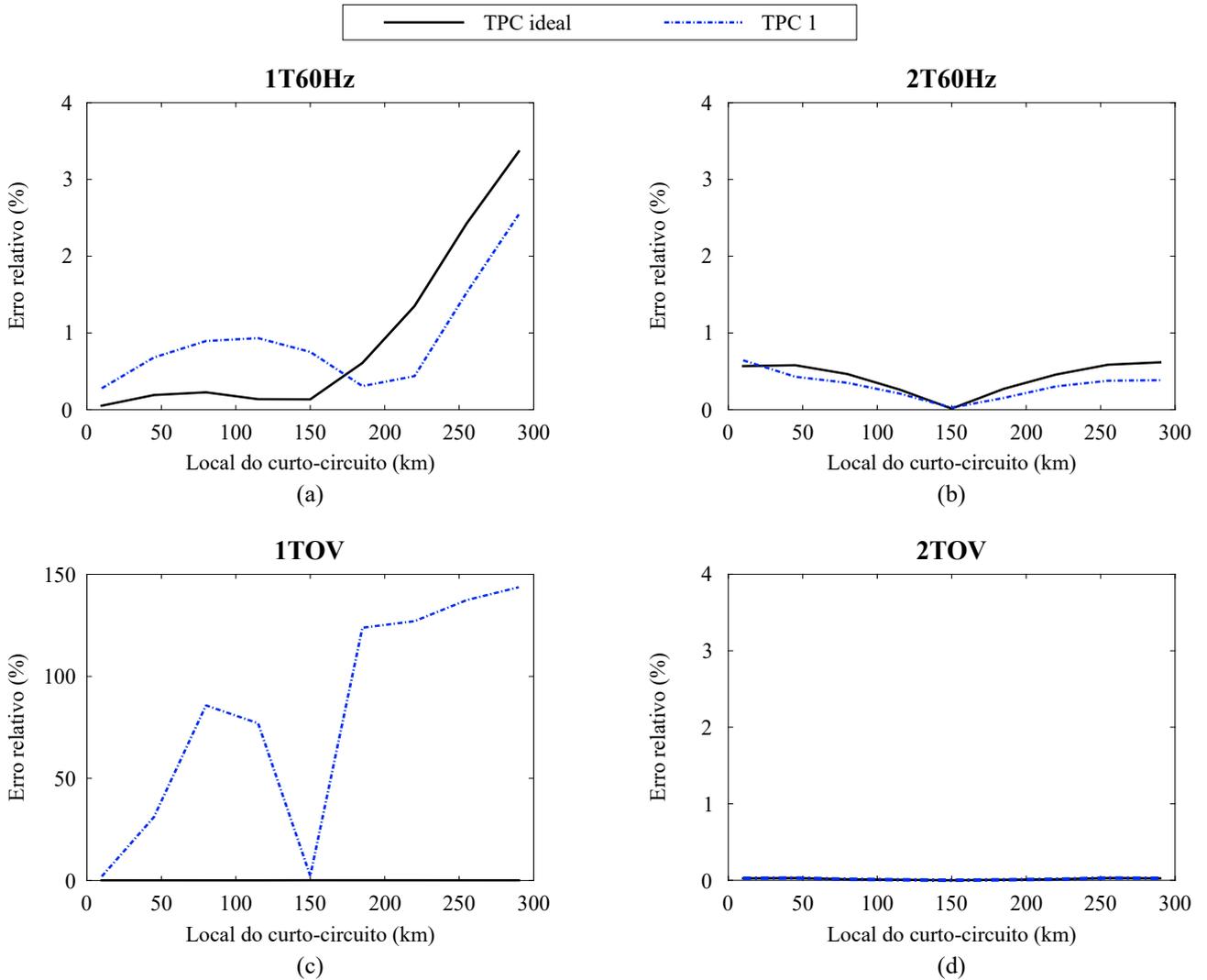
No que concerne à utilização de aproximações típicas da velocidade nas aplicações de localização de curtos-circuitos baseadas no domínio do tempo, a exemplo de $0,98v_c$, desempenhos similares frente ao uso de v são obtidos, visto que erros ligeiramente maiores foram estimados. Deste modo, caso recursos confiáveis para se estimar os parâmetros da LT não tenham sido utilizados, ou caso os mesmos não sejam conhecidos pelas concessionárias com certa precisão, o uso de aproximações típicas da velocidade como dados de entrada dos algoritmos pode conduzir à obtenção de resultados satisfatórios.

5.4.5.7 Influência do TPC e do SIR

Seguindo a metodologia das análises realizadas neste capítulo, um estudo do impacto de medições de tensão provenientes de TPC sob o desempenho dos métodos de localização de distúrbios avaliados é desenvolvido. Para tanto, nesta etapa, apenas a influência do TPC 1 é considerada, de modo a apresentar os problemas que possam vir a existir pela utilização dos

sinais de tensão providos pelos equipamentos. Já para as análises relativas ao impacto do SIR, todos os TPC são considerados. Os resultados obtidos acerca do desempenho das técnicas de localização de curtos-circuitos são ilustrados na Figura 5.27.

Figura 5.27. Influência do TPC 1 sobre os algoritmos de localização de curtos-circuitos: (a) 1T60Hz; (b) 2T60Hz; (c) 1TOV; (d) 2TOV.



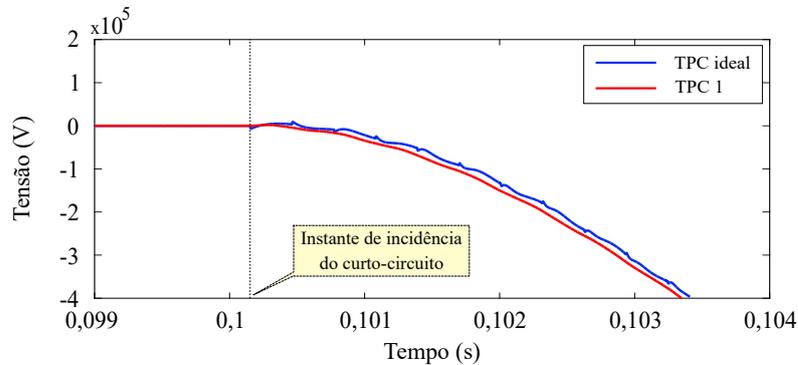
Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Figura 5.27, discrepâncias em todos os métodos avaliados foram ocasionadas por meio do uso das medições do TPC. No que tange aos métodos baseados na teoria de ondas viajantes, erros ligeiramente maiores, para os casos avaliados, são obtidos quando os dados de entrada de 2TOV são provenientes do equipamento. Nestas situações, como a resposta em frequência do TPC avaliado atenua as componentes de alta frequência (Figura 4.1), maiores erros podem ser verificados, visto que as referidas técnicas dependem, fundamentalmente, de componentes de alta frequência do sinal em análise, as quais são atenuadas

pelo dispositivo. Diante desta problemática, tipicamente, os algoritmos baseados no domínio do tempo utilizam sinais de corrente como dados de entrada (MARX *et al.*, 2013), uma vez que a resposta em frequência dos TC é aproximadamente plana ao longo de um amplo espectro.

Com relação ao método 1TOV, as alterações impostas pela resposta em frequência do TPC aos sinais de tensão medidos provocam variações nos formatos de S_{prog} e S_{reg} , afetando, assim, o desempenho da função de correlação. Para ilustrar tal cenário, é apresentado na Figura 5.28 o sinal S_{prog} para um curto-circuito a 45 km da Barra Local, considerando medições de tensão provenientes de TPC ideal e do TPC 1.

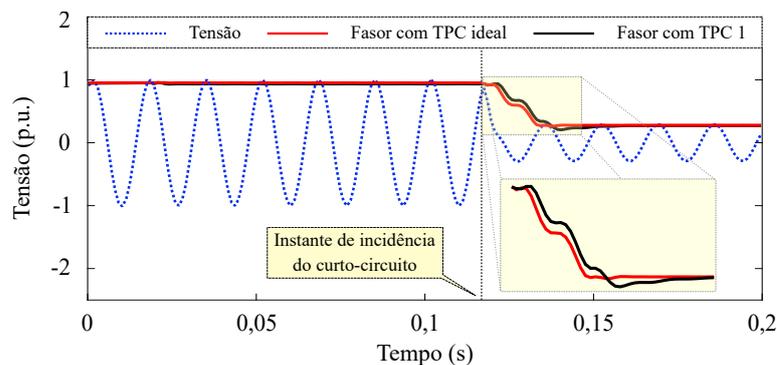
Figura 5.28. Efeitos da resposta transitória do TPC em S_{prog} .



Fonte: autoria própria.

No que concerne aos algoritmos baseados em componentes de frequência fundamental, a resposta transitória do dispositivo influi diretamente no cálculo dos fasores, fazendo com que as estimativas dos locais dos distúrbios possam ser comprometidas. Um exemplo da diferença entre os fasores estimados com um TPC ideal e com o TPC 1 pode ser visualizado na Figura 5.29, bem como na seção 5.1.4.

Figura 5.29. Fasores estimados com um TPC ideal e com o TPC 1.



Fonte: autoria própria.

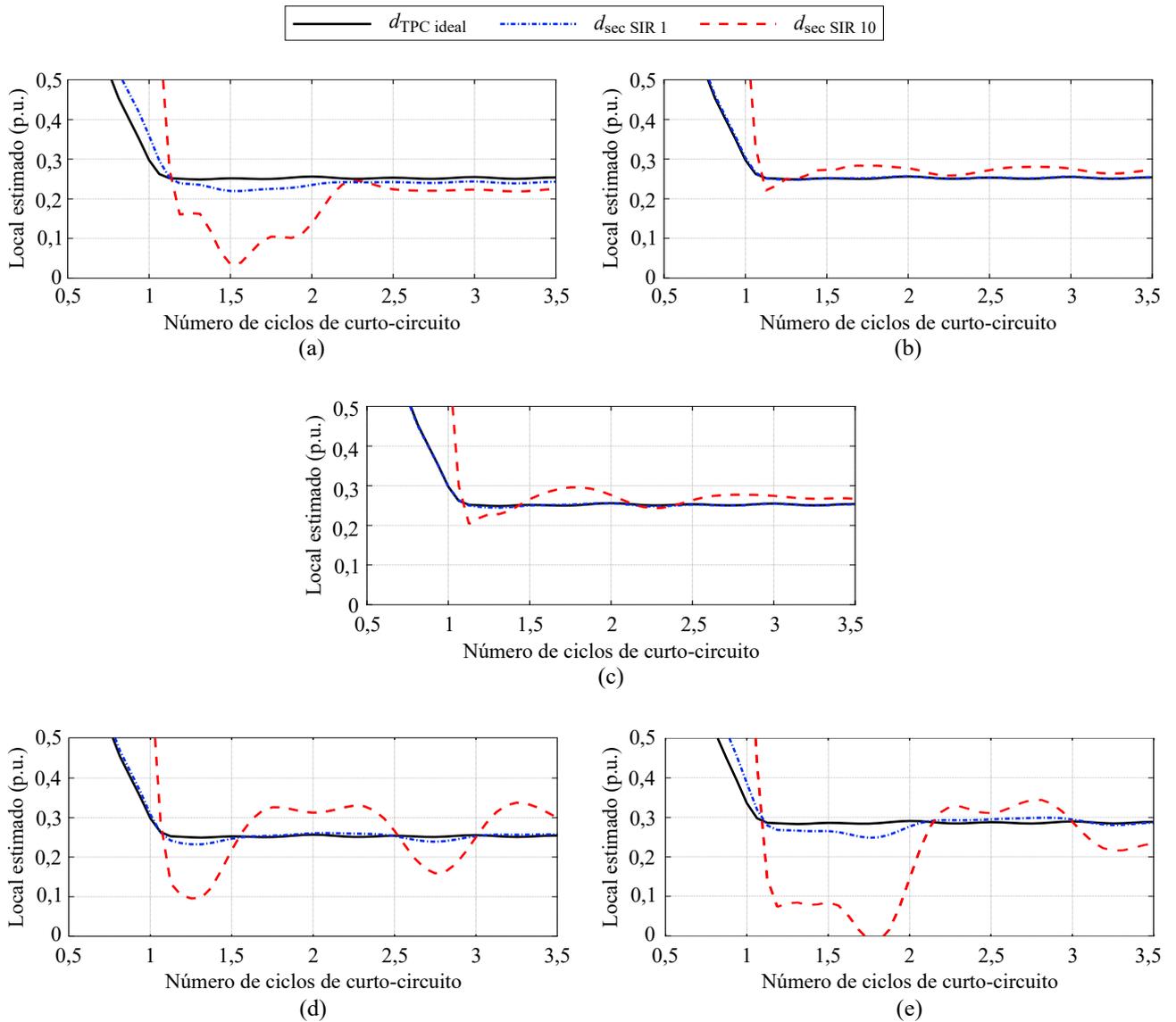
Especificamente relacionado ao desempenho da técnica 1T60Hz, menores erros foram estimados com o uso do TPC para curtos-circuitos distantes do terminal monitorado. De fato, embora nestes casos o efeito capacitivo da LT seja mais evidente, o que normalmente conduz a maiores erros no processo de localização dos distúrbios para esta categoria, conforme avaliações realizadas nas seções 5.4.5.1, 5.4.5.2 e 5.4.5.3, o TPC 1, particularmente, introduz atrasos de fase nos sinais de tensão medidos com frequências próximas à fundamental (Figura 4.1(c)), compensando, de certa forma, os erros devido ao efeito capacitivo da LT.

Recorrendo-se aos fasores ilustrados na Figura 5.29, algumas oscilações são introduzidas quando se considera o sinal proveniente do TPC. Estas oscilações podem ocasionar erros e comprometer o desempenho das técnicas avaliadas. Como a distorção oriunda do TPC foi pequena, os erros obtidos e apresentados na Figura 5.27 também foram da mesma ordem, muito embora tenham sido suficientes para constatar que o resposta dinâmica do equipamento influencia diretamente nos algoritmos em análise. Ainda assim, os erros estimados foram pequenos dado que os locais dos curtos-circuitos foram calculados considerando amostras obtidas de três ciclos após a detecção do distúrbio, período esse em que as oscilações induzidas pelo dispositivo já se encontram bem amortecidas. Maiores erros poderiam ser obtidos para casos em que um menor número de ciclos seja levado em consideração, onde a influência do TPC pode se tornar mais evidente.

Sendo assim, com vistas a avaliar os erros ocasionados pelo instante em que a amostra de tensão é utilizada para estimar o local do defeito, apresenta-se, na Figura 5.30, os locais estimados para um curto-circuito aplicado a 0,25 p.u. da Barra Local do SEP considerado, utilizando-se o método 1T60Hz para estimação dos locais do distúrbio com relação ao número de ciclos de curto-circuito. Além disso, resultados acerca do impacto do SIR sobre o desempenho da técnica também são apresentados, considerando valores iguais a 1 e 10, bem como a influência dos demais TPC descritos no capítulo 4.

Conforme mostrado na Figura 5.30, quanto maior o SIR, maiores são os erros obtidos no processo de estimação do local do distúrbio. De fato, para maiores valores do SIR, mais evidentes são as distorções ocasionadas pelo TPC e, conseqüentemente, maiores são os erros, independentemente do modelo considerado. Além disso, os locais estimados são diretamente dependentes do número de ciclos entre a incidência do distúrbio e o instante em que o local do

Figura 5.30. Estimação do local do distúrbio para o SIR igual a 1 e 10, considerando as tensões de entrada de 1T60Hz obtidas de um TPC ideal e dos seguintes dispositivos: (a) TPC 1; (b) TPC 2; (c) TPC 3; (d) TPC 4; (e) TPC 5.



Fonte: autoria própria.

curto-circuito é calculado. Assim, dependendo do tempo de operação do sistema de proteção, os transitórios ocasionados pelo TPC podem ainda não terem sido completamente amortecidos, resultando em erros adicionais, sobretudo imediatamente após a incidência do defeito.

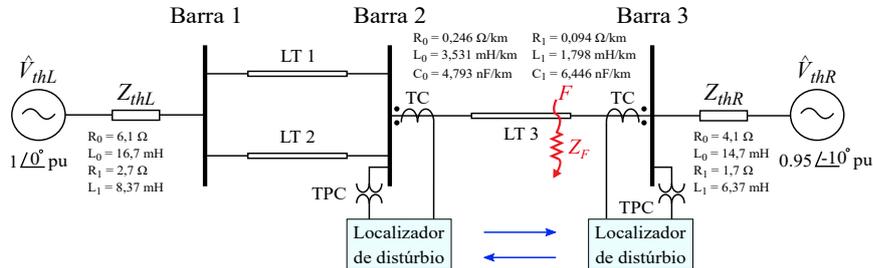
Análises mais minuciosas acerca do impacto dos TI frente aos algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados, inclusive considerando-os em conjunto com os filtros *anti-aliasing*, são apresentadas na próxima seção.

5.4.5.8 Influência da Resposta Transitória de TI e Filtros *Anti-Aliasing*

Para realizar estudos mais detalhados acerca do impacto do sistema de aquisição de dados perante o desempenho dos algoritmos de localização de distúrbios, vários cenários de curtos-circuitos foram simulados no ATP. Deste modo, por apresentar as respostas em frequência mais distintas entre os TPC descritos no capítulo 4, os TPC 1 e 3, bem como o TC são utilizados durante as avaliações subseqüentes, em conjunto com os filtros *anti-aliasing* também descritos no capítulo 4. O impacto de diferentes taxas de amostragem sobre os erros obtidos para as técnicas baseadas em fasores e na teoria de ondas viajantes também é investigado nesta seção.

De modo a possibilitar análises mais realistas, o SEP ilustrado na Figura 5.31 foi usado, cujos parâmetros são apresentados na mesma figura, o qual é baseado no sistema reportado em IEEE Power System Relaying Committee (2004) para estudos de proteção. Todas os curtos-circuitos foram aplicados na LT 3, que apresenta 150 km de extensão. O passo de simulação do ATP foi adotado como $0,1 \mu\text{s}$.

Figura 5.31. SEP de 230 kV utilizado nas simulações acerca da resposta dinâmica dos TI e filtros *anti-aliasing*.



Fonte: autoria própria.

Como o objetivo das análises conduzidas nesta seção reside em se investigar o impacto do conjunto TI e filtros *anti-aliasing* sobre funções de localização de curtos-circuitos de diferentes categorias, optou-se por utilizar as técnicas 2T60Hz e 2TOV nas avaliações conduzidas daqui em diante, uma vez que as mesmas apresentaram os melhores resultados nas análises de sensibilidade realizadas até o momento.

As avaliações iniciais são realizadas considerando a frequência de amostragem de 1 MHz para 2TOV, sendo os filtros *anti-aliasing* com frequências de corte de 400 kHz ($H_{400\text{kB}2}$, $H_{400\text{kB}3}$ e $H_{400\text{kC}3}$) utilizados. Para 2T60Hz, os filtros com $f_c = 380$ Hz ($H_{380\text{B}2}$, $H_{380\text{B}3}$ e $H_{380\text{C}3}$) são considerados. Em seguida, para investigar a influência da taxa de amostragem sobre os erros,

$f_s = 50$ kHz foi adotada para 2TOV, sendo os filtros com f_c igual a 9 kHz (H_{9kB2} , H_{9kB3} e H_{9kC3}) adotados. Já para 2T60Hz, os filtros com f_c igual a 180 Hz (H_{180B2} , H_{180B3} e H_{180C3}) foram considerados.

Basicamente, em cada simulação, os parâmetros do distúrbio como o local, o tipo, o ângulo de incidência e a resistência foram variados, cujos valores utilizados são apresentados na Tabela 5.3. A combinação das variáveis presentes na Tabela 5.3 resulta em 2100 simulações de curtos-circuitos para cada sinal avaliado², gerando, no total, 10.500 cenários de distúrbios para cada método considerado. Após cada simulação, o local do defeito é estimado considerando como dado de entrada os sinais primário, secundário e secundário filtrados. Aqui, os sinais primários (equivalentes aos sinais obtidos de TI ideais) são tomados como referência. No caso da técnica baseada em fasores, o local é estimado tomando três ciclos após a detecção do defeito.

Tabela 5.3. Variáveis Utilizadas para Simulação dos Curtos-Circuitos.

Variáveis de simulação	Valor
Local do curto-circuito (km)	25; 50; 75; 100; 125
Tipo do curto-circuito	AT; BT; CT; AB; BC; CA; ABT; BCT; CAT; ABC
Ângulo de incidência (°)	0; 30; 60; 90; 120; 150; 180
Resistência do curto-circuito (Ω)	0,1; 1; 7; 20; 50; 300

Fonte: autoria própria.

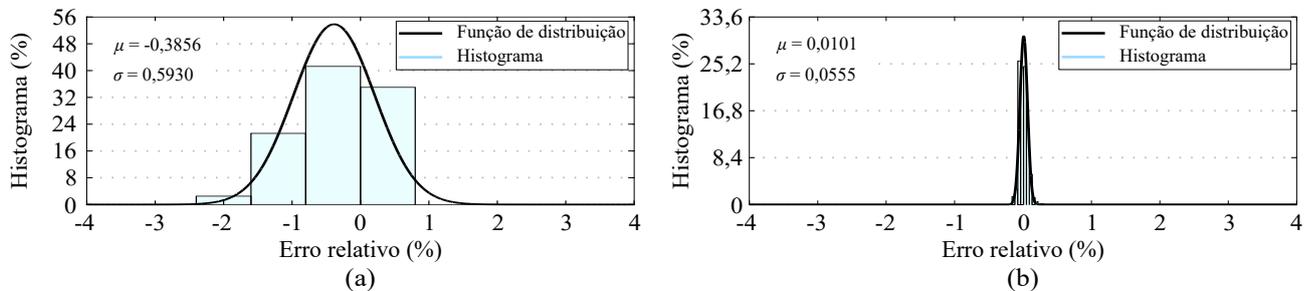
Para o caso do método baseado na teoria de ondas viajantes, o local do curto-circuito é estimado considerando três situações, que são: I) disponibilidade de apenas medições de tensão nos terminais monitorados; II) apenas medições de corrente são utilizadas como dados de entrada; e III) amostras de tensão e corrente disponíveis simultaneamente, sendo as ondas incidentes nos terminais monitorados detectadas pelos primeiros surtos a atingirem tais terminais, independente de ser sinais de tensão ou de corrente. A partir destes cenários, é possível representar casos em que o TPC e TC estejam operando normalmente, ou tenham sido retirados de operação para manutenção ou por falhas de funcionamento.

Dado que o erro é calculado após cada simulação (Equação (5.20)), o número total de erros foi combinado com objetivo de realizar uma análise estatística acerca do desempenho dos al-

²2100 simulações de defeitos quando V_{pri} é utilizado como dado de entrada do algoritmo de localização de curtos-circuitos, 2100 cenários quando I_{pri} é considerado, 2100 simulações quando V_{pri} e I_{pri} são usados etc.

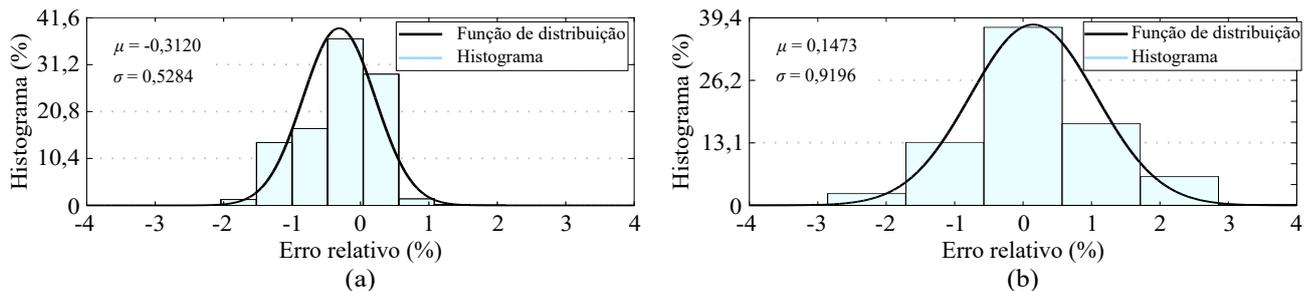
goritmos frente aos diversos cenários de curto-circuito simulados. Dessa forma, os histogramas dos erros obtidos por meio dos métodos baseados em fasores e na teoria de ondas viajantes são ilustrados na Figura 5.32, considerando 2T60Hz com $f_c = 380$ Hz e 2TOV com $f_s = 1$ MHz, e na Figura 5.33, considerando 2T60Hz com $f_c = 180$ Hz e 2TOV com $f_s = 50$ kHz. Como o objetivo destas análises reside em buscar uma determinada função de distribuição de probabilidade dos erros que mais se adeque aos histogramas obtidos, levou-se em conta apenas os resultados estimados tomando os sinais de tensão provenientes do TPC 1 nas Figuras 5.32 e 5.33. Entretanto, funções de distribuição de probabilidade da mesma natureza das ilustradas nas Figuras 5.32 e 5.33 também são percebidas para os erros obtidos com o TPC 3.

Figura 5.32. Histograma dos erros obtidos para os métodos: (a) 2T60Hz considerando $f_c = 380$ Hz; (b) 2TOV considerando $f_s = 1$ MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 5.33. Histograma dos erros obtidos para os métodos: (a) 2T60Hz considerando $f_c = 180$ Hz; (b) 2TOV considerando $f_s = 50$ kHz.



Fonte: autoria própria.

De acordo com os histogramas apresentados nas Figuras 5.32 e 5.33, independente da taxa de amostragem considerada, os erros podem ser aproximados por uma função com distribuição de probabilidade normal. Sendo assim, uma função densidade de probabilidade normal foi estimada com os parâmetros dados pela média (μ) e desvio padrão (σ) do conjunto total de pontos de erro.

Portanto, conforme ilustrado nas Figuras 5.32 e 5.33, constata-se que as funções estimadas

de distribuição de probabilidade dos erros e os respectivos histogramas são correspondentes, de modo que uma função erro pode ser gerada diante das simulações realizadas. Com relação ao desempenho de 2TOV, é nítido que, para menores taxas de amostragem, maiores erros médios e desvios padrão são obtidos, dado que os transitórios não são tão bem representados em tais frequências de amostragem, afetando, assim, o desempenho da rotina.

Partindo deste princípio (erro representado por uma função de distribuição de probabilidade normal), as funções dos erros obtidas são também apresentadas na forma de *boxplots*³. Os valores estimados dos erros médio (μ_ϵ) e do desvio padrão (σ_ϵ) para o algoritmo 2T60Hz é apresentado na Tabela 5.4, considerando os filtros *anti-aliasing* com $f_c = 380$ Hz. Os respectivos erros são mostrados na forma de *boxplots* na Figura 5.34. Na Figura 5.34(a) são apresentados os erros obtidos considerando medições de tensão oriundas do TPC 1, enquanto que na Figura 5.34(b) são mostrados os erros obtidos com o TPC 3.

Tabela 5.4. Influência dos TI e filtros *anti-aliasing* com $f_c = 380$ Hz sobre 2T60Hz.

TI analisados	Sinais monitorados*	2T60Hz	
		μ_ϵ	σ_ϵ
TPC 1 & TC	K_{pri}	0,017	0,438
	K_{S}	0,469	0,567
	$K_{\text{S}} 380\text{B3}$	0,469	0,599
	$K_{\text{S}} 380\text{B2}$	0,472	0,602
	$K_{\text{S}} 380\text{C3}$	0,501	0,616
TPC 3 & TC	K_{pri}	0,036	0,309
	K_{S}	4,328	4,845
	$K_{\text{S}} 380\text{B3}$	1,660	1,796
	$K_{\text{S}} 380\text{B2}$	1,662	1,903
	$K_{\text{S}} 380\text{C3}$	2,957	3,616

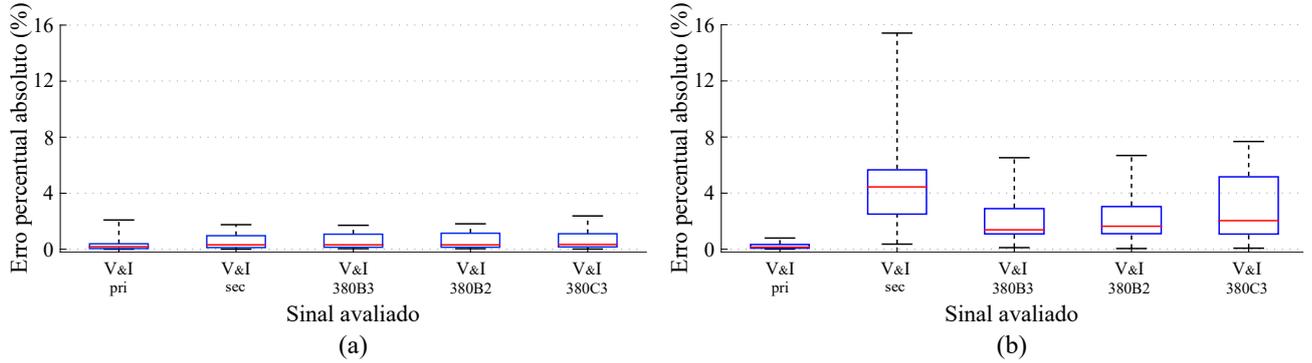
* K significa amostras de V e I , dependendo do TI analisado.

Fonte: autoria própria.

Com vistas na avaliação do impacto de diferentes frequências de corte dos filtros *anti-*

³Os *boxplots* consistem em um tipo de gráfico que permite a representação estatística da distribuição de um conjunto de dados usando cinco limiares: o valor máximo, representado pelo limiar 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 limiar inferior. O quartil inferior, a mediana e o quartil superior representam, respectivamente, o erro máximo verificado em 25%, 50% e 75% dos casos analisados.

Figura 5.34. *Boxplots* representando os erros percentuais obtidos com 2T60Hz e $f_c = 380$ Hz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.



Fonte: autoria própria.

aliasing, os valores obtidos de μ_ϵ e σ_ϵ para o algoritmo 2T60Hz é apresentado na Tabela 5.5 para $f_c = 180$ Hz. Os respectivos erros são mostrados na forma de *boxplots* na Figura 5.35.

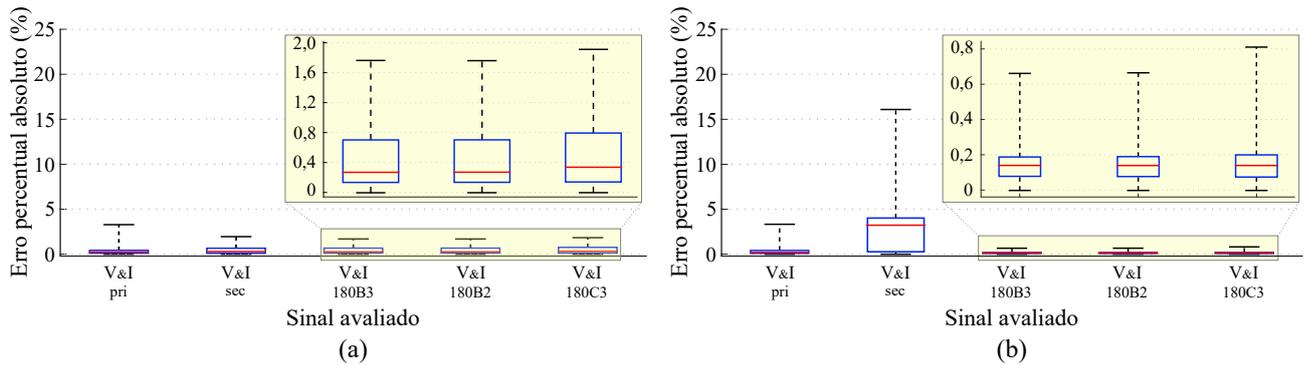
Tabela 5.5. Influência dos TI e filtros *anti-aliasing* com $f_c = 180$ Hz sobre 2T60Hz.

TI analisados	Sinais monitorados	2T60Hz	
		μ_ϵ	σ_ϵ
TPC 1 & TC	K_{pri}	0,017	0,438
	K_S	0,468	0,565
	K_S 180B3	0,460	0,435
	K_S 180B2	0,461	0,434
	K_S 180C3	0,504	0,469
TPC 3 & TC	K_{pri}	0,287	0,277
	K_S	4,328	4,845
	K_S 180B3	0,153	0,108
	K_S 180B2	0,153	0,108
	K_S 180C3	0,168	0,134

Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados nas Tabelas 5.4 e 5.5, considerando apenas as medições secundárias como dados de entrada dos algoritmos, as melhores estimações foram obtidas com o TPC 1 e o TC. De fato, a resposta transitória do TPC 1 atenua significativamente componentes de alta frequência originadas pelo curto-circuito, conforme ilustrado na Figura 4.11, fato este que contribui diretamente no processo de estimação fasorial. Por outro lado, dado que o TPC 3 amplifica altas frequências (Figura 4.12), o desempenho dos algoritmos de obtenção dos fasores pode ser afetado, comprometendo, assim, as estimações dos locais de defeito.

Figura 5.35. *Boxplots* representando os erros percentuais obtidos com 2T60Hz e $f_c = 180$ Hz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.



Fonte: autoria própria.

Com relação as soluções estimadas com o uso dos filtros *anti-aliasing*, menores valores de μ_ϵ e σ_ϵ foram encontrados até mesmo quando comparados com os valores obtidos com os sinais de referência (sinais primários). Nestas situações, os filtros analógicos atenuam consideravelmente transitórios com frequências maiores que a frequência de corte, melhorando, assim, o desempenho das técnicas de estimação fasorial e, conseqüentemente, a precisão dos localizadores dos pontos de curto-circuito. Dos resultados, o filtro Butterworth de terceira ordem mostrou-se como o mais apropriado para aplicações de rotinas de localização que dependem de fasores para estimar o ponto de defeito, dado que sua resposta é mais próxima de um filtro ideal, conforme ilustrado na Figura 4.6, muito embora os resultados obtidos com o uso do filtro Butterworth de segunda ordem tenham sido similares. Por outro lado, o filtro Chebyshev demonstrou os piores resultados, dentre os avaliados, visto que as oscilações presentes ao longo de sua faixa de passagem (Figura 4.6) afetam de maneira mais evidente o desempenho das rotinas.

No que concerne aos resultados obtidos com as diferentes frequências de corte dos filtros *anti-aliasing*, as melhores estimativas foram fornecidas com $f_c = 180$ Hz. De fato, neste cenário, componentes de frequência mais próximas da fundamental são atenuadas, auxiliando, assim, o desempenho de 2T60Hz, muito embora as oscilações presentes na resposta em frequência de módulo do filtro Chebyshev se apresentem de forma mais considerável próximas à 60 Hz.

Por outro lado, do ponto de vista do desempenho do algoritmo baseado na teoria de ondas viajantes, os valores obtidos de μ_ϵ e de σ_ϵ são apresentados na Tabela 5.6 para $f_s = 1$ MHz e $f_c = 400$ kHz. Os respectivos *boxplots* são ilustrados na Figura 5.36.

Para avaliar os efeitos da taxa de amostragem, os valores obtidos de μ_ϵ e σ_ϵ para o algoritmo

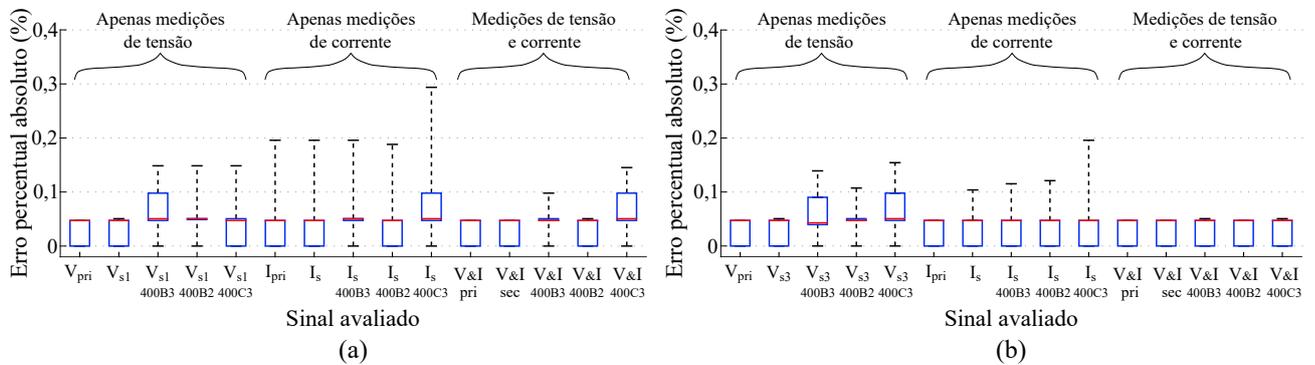
Tabela 5.6. Influência dos TI e filtros *anti-aliasing* sobre 2TOV com $f_s = 1$ MHz e $f_c = 400$ kHz.

Erro relativo (%)	Sinais monitorados*	TI analisado				
		TPC 1	TPC 3	TC	TPC 1 & TC	TPC 3 & TC
μ_ϵ	K_{pri}	0,001	0,001	0,004	0,001	0,001
	K_S	0,012	0,002	0,004	0,001	0,001
	K_S 400kB3	0,047	0,055	0,053	0,045	0,002
	K_S 400kB2	0,031	0,024	0,024	0,016	0,001
	K_S 400kC3	0,043	0,057	0,075	0,611	0,014
σ_ϵ	K_{pri}	0,039	0,039	0,048	0,039	0,039
	K_S	0,038	0,039	0,048	0,039	0,039
	K_S 400kB3	0,056	0,035	0,037	0,028	0,039
	K_S 400kB2	0,055	0,049	0,049	0,036	0,039
	K_S 400kC3	0,045	0,037	0,050	0,029	0,037

* K significa amostras de V ou I , dependendo do TI analisado. Em casos onde amostras de V e I estão disponíveis simultaneamente, como nos casos TPC 1 & TC e TPC 3 & TC, K significa V e I .

Fonte: autoria própria.

Figura 5.36. *Boxplots* representando os erros percentuais obtidos com 2TOV para $f_s = 1$ MHz e $f_c = 400$ kHz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.



Fonte: autoria própria.

2TOV com $f_s = 50$ kHz e $f_c = 9$ kHz são apresentados na Tabela 5.7. Os respectivos erros são mostrados na forma de *boxplots* na Figura 5.37.

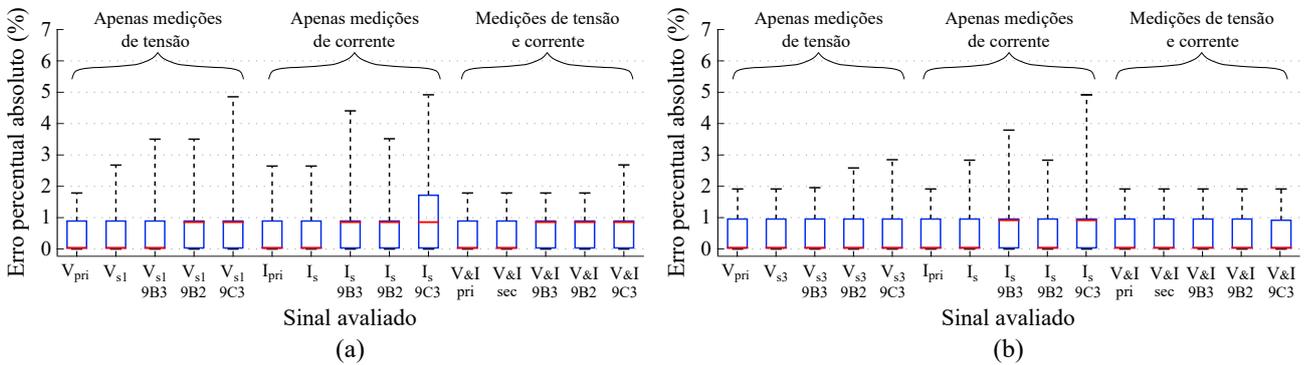
De modo geral, com base nos resultados apresentados nas Tabela 5.6 e 5.7, bem como nas Figura 5.36 e 5.37, nas situações em que apenas amostras de tensão estão disponíveis nos terminais monitorados, melhores estimações são obtidas quando o TPC 3 é considerado como dispositivo de medição, dado que os valores obtidos de μ_ϵ e σ_ϵ são os menores. Este fato ocorre mesmo quando comparado com os resultados estimados com V_{pri} , ou até mesmo

Tabela 5.7. Influência dos TI e filtros *anti-aliasing* sobre 2TOV com $f_s = 50$ kHz e $f_c = 9$ kHz.

Erro relativo (%)	Sinais monitorados	TI analisado				
		TPC 1	TPC 3	TC	TPC 1 & TC	TPC 3 & TC
μ_ϵ	K_{pri}	0,498	0,498	0,494	0,497	0,498
	K_S	0,519	0,486	0,495	0,519	0,486
	K_S 9B3	0,525	0,556	0,597	0,626	0,556
	K_S 9B2	0,512	0,487	0,611	0,621	0,487
	K_S 9C3	0,707	0,589	0,697	0,710	0,589
σ_ϵ	K_{pri}	0,566	0,566	0,564	0,566	0,566
	K_S	0,562	0,552	0,563	0,561	0,552
	K_S 9B3	0,551	0,557	0,612	0,674	0,610
	K_S 9B2	0,594	0,610	0,662	0,655	0,557
	K_S 9C3	0,682	0,598	0,673	0,738	0,598

Fonte: autoria própria.

Figura 5.37. *Boxplots* representando os erros percentuais obtidos com 2TOV para $f_s = 50$ kHz e $f_c = 9$ kHz considerando medições de tensão provenientes de: (a) TPC 1; (b) TPC 3.



Fonte: autoria própria.

com o uso do TC, o que vai de encontro às soluções já reportadas na literatura, dado que o TC é tradicionalmente referido como o único dispositivo de medição destinado a prover os sinais de entrada das rotinas baseadas na teoria de ondas viajantes (BO *et al.*, 1996; SAHA *et al.*, 2010; FISCHER *et al.*, 2012). De fato, dado que os algoritmos desta categoria utilizam as componentes de mais alta frequência presentes nos sinais de entrada para estimar o local do defeito, o desempenho do processo de detecção dos transitórios é melhorado com o uso do TPC 3, uma vez que o mesmo amplifica significativamente tais componentes (Figura 4.3), fazendo com que o local do curto-circuito seja estimado com maior precisão. Sendo assim, para aplicações de funções de localização de distúrbios no domínio do tempo que utilizam os

dois terminais monitorados da LT, o uso de medições de tensão oriundas de equipamentos que amplificam as componentes de alta frequência aparece como uma solução mais precisa, haja visto que tais técnicas só dependem da detecção das primeiras ondas incidentes nas barras de medição. Este fato, porém, não se aplica para os métodos de um terminal que dependem da correlação entre ondas progressivas e regressivas, uma vez que o formato de tais sinais pode ser afetado.

Por outro lado, erros maiores são obtidos quando apenas o TPC 1 é considerado como dispositivo de medição. Neste cenário, a resposta em frequência do TPC 1 configura-se por uma atenuação das componentes de maior frequência (Figura 4.11), afetando o processo de detecção dos transitórios. Considerando os casos em que apenas amostras de corrente são utilizados como dados de entrada, os resultados estimados são mais precisos do que aqueles alcançados com o TPC 1. Entretanto, as melhores soluções são obtidas quando tanto dados de corrente como de tensão estão disponíveis simultaneamente nos terminais monitorados da LT.

Ainda dos resultados apresentados nas Figuras 5.36 e 5.37, os erros máximos estimados com os sinais de corrente foram diferentes quando considerados ambos TPC 1 e TPC 3 instalados nos terminais monitorados do SEP, em relação ao mesmo modelo de TC. Basicamente, os erros distintos podem indicar a influência da interação transitória existente entre diferentes modelos de TI entre si e com o sistema elétrico, gerando diferentes frequências natural e ressonante, de modo que maiores oscilações, atenuações e ampliações podem ocorrer nos sinais secundários, visto que a não linearidade do CSF presente nos equipamentos apresenta diferentes níveis de saturação para cada frequência natural.

Com relação aos resultados obtidos quando os filtros *anti-aliasing* são levados em conta, as piores soluções foram estimadas com o filtro Chebyshev, independente da taxa de amostragem considerada, assim como para os casos de métodos baseados em impedância, dado que os valores de μ_ϵ e σ_ϵ e os erros máximos foram maiores. Novamente, as oscilações presentes na banda de passagem de amplitude e de fase comprometem o desempenho das técnicas. Por outro lado, o filtro Butterworth de segunda ordem mostrou-se como o mais robusto para aplicações deste tipo, sendo o respectivo filtro de terceira ordem apresentando resultados ligeiramente inferiores. De fato, embora as oscilações presentes na faixa de passagem do filtro de segunda ordem sejam ligeiramente mais evidentes que às do filtro de terceira ordem, os desvios de fase impostos são

menores, conforme ilustrado nas Figuras 4.6 e 4.10. Além disso, o atraso decorrente de um filtro de uma ordem a menos é menor.

Comparando o desempenho dos métodos baseados em componentes fundamentais com o dependente de ondas viajantes, os menores erros foram estimados com a técnica que depende dos componentes de alta frequência, a não ser nos casos em que baixas taxas de amostragem são consideradas. Fato este que, embora era comumente reportado na literatura como uma limitação, frequências da ordem de MHz já estão sendo aplicadas em relés numéricos comerciais (MARX *et al.*, 2013).

Diante das análises de sensibilidade realizadas, constata-se que, em geral, os algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes de dois terminais são mais robustos e menos sensíveis aos fatores limitantes aqui investigados, em relação aos dependentes de fasores fundamentais, aparecendo, portanto, como as soluções mais precisas para aplicações em campo. Neste cenário, embora o uso de tais técnicas apareça como as alternativas mais recentes e confiáveis, a necessidade de um canal de comunicação em conjunto com os dispositivos correlatos aumentam o custo da instalação e operação. Além disso, situações em que ocorra perda de comunicação entre as extremidades da LT, bem como falhas na sincronização de dados, são passíveis de ocorrer. Por conseguinte, meios para se estimar o local de ocorrência do curto-circuito com precisões da ordem requerida para métodos baseados no domínio do tempo, que utilizam dados de apenas um terminal, se fazem necessários, a exemplo do método proposto neste trabalho, trazendo benefícios como a redução significativa dos custos de instalação e operação, sendo, dessa forma, um campo bastante atrativo para as concessionárias de energia elétrica, assim como para o desenvolvimento de pesquisas ao redor do mundo.

5.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma análise de sensibilidade de métodos de localização de distúrbios frente a algumas fontes de erro que podem comprometer o desempenho das técnicas, a exemplo de imprecisões nos parâmetros da LT, as próprias características dos curtos-circuitos, saturação de TC, taxa de amostragem, bem como a resposta dinâmica dos dispositivos de medição. Basicamente, métodos de um e dois terminais baseados em componentes fundamentais

e no domínio do tempo foram avaliados. Além disso, o impacto da resposta transitória de diferentes modelos de TPC foi investigado frente a processos de estimação de fasores, proteção de distância e monitoramento de harmônicos.

Dos resultados obtidos, provou-se que a resposta dinâmica de diferentes TI podem levar relés de proteção a atuarem de maneira indevida. Nestes casos, as oscilações presentes nos fasores estimados com tensões secundárias podem se apresentar com amplitude reduzida, fazendo com que a impedância medida seja inferior à real e, conseqüentemente, levar o relé a atuar de maneira incorreta.

No que tange aos métodos de localização de curtos-circuitos, as técnicas baseadas em fasores mostraram-se mais sensíveis aos fatores limitantes aqui avaliados, sobretudo para imprecisões nos parâmetros da LT, saturação de TC e resposta dinâmica do TPC. Logicamente, diferentes resultados foram estimados quando comparado as técnicas de um e dois terminais, sendo a última destacando-se principalmente nos cenários de faltas com alta resistência, conforme já esperado, uma vez que algoritmos que utilizam medições de dois ou mais terminais da LT minimizam, ou eliminam, os efeitos da resistência do distúrbio.

Com relação às rotinas baseadas na teoria de ondas viajantes, o algoritmo de dois terminais mostrou-se mais robusto para as situações avaliadas, superando boa parte das limitações comumente reportadas para os métodos baseados em fasores. Neste cenário, a técnica que depende de medições de apenas um terminal monitorado foi afetada pelas faltas monofásicas situadas próximas ao meio da LT, uma vez que, nestes casos, as ondas viajantes refratadas do terminal remoto se apresentam com maior evidência na barra de medição. Deste modo, as ondas refletidas do ponto de ocorrência do curto-circuito podem se apresentar de maneira bastante atenuada, comprometendo, assim, a estimação do local do distúrbio.

Além das análises mencionadas, um estudo detalhado foi realizado frente ao impacto do sistema de aquisição de dados sobre os localizadores de faltas. Basicamente, provou-se que tanto os TI como os filtros *anti-aliasing*, independente de seus tipos, podem inserir distorções não presentes nos sinais do SEP, fazendo com que informações falsas sejam conduzidas aos algoritmos de localização de faltas e, conseqüentemente, podendo vir a afetar as estimativas realizadas. Ainda assim, verificou-se casos em que o desempenho do método de dois terminais baseado na teoria de ondas viajantes foi melhorado com o uso de apenas amostras de tensão

secundária, casos esses ocorridos quando a resposta em frequência do TPC amplifica significativamente componentes de alta frequência presentes nos transitórios induzidos pela falta, sendo estes resultados, inclusive, melhores até do que os obtidos quando apenas dados de corrente são utilizados como entrada dos algoritmos, os quais são os sinais tradicionalmente usados.

Neste contexto, embora a técnica de dois terminais baseada na teoria de ondas viajantes tenha se mostrado mais robusta, problemas nos canais de comunicação entre os dispositivos de proteção podem ocorrer, seja por falha na operação de equipamentos responsáveis pela sincronização dos dados, como o GPS (IZYKOWSKI *et al.*, 2011; LOPES, 2014), pela perda de monitoramento de um dos terminais da LT, ou até mesmo pela inexistência de tais canais de comunicação. Portanto, algoritmos que possam estimar de maneira confiável o local de ocorrência do distúrbio utilizando dados de apenas um terminal monitorado da LT se fazem necessários, a exemplo do método proposto no capítulo 6, sendo capaz de proporcionar, também, uma substancial economia de recursos, dado que menos equipamentos seriam necessários para se estimar o local do curto-circuito.

Um resumo das avaliações realizadas ao longo deste capítulo são apresentadas nas tabelas subsequentes. Na Tabela 5.8 apresenta-se, dentre os algoritmos de estimação fasorial avaliados, quais são mais os afetados por componentes harmônicas, sub-harmônicas, inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial. Já na Tabela 5.9, mostra-se, dentre os cinco modelos de TPC considerados, quais conduziram a função de proteção de distância mho auto-polarizada ao sobrealcançe para faltas situadas próximos ao limite de primeira zona em função do SIR. Na Tabela 5.10, por sua vez, apresenta-se quais dos algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados foram mais afetados pelas imprecisões do sistema elétrico e dos parâmetros de falta considerados.

Com relação aos dados apresentados na Tabela 5.10, mais particularmente para os casos acerca do impacto do ângulo de incidência de falta sobre os algoritmos baseados no domínio do tempo, ressalta-se que as avaliações conduzidas foram realizadas para um sistema elétrico praticamente sem ruído. Deste modo, para os cenários com ângulos de incidência iguais a 0° da tensão de linha envolvida com o curto-circuito, os desbalanceamentos ocasionados também foram passíveis de identificação pelo método de detecção de distúrbios utilizado, fazendo com que a estimação do local do distúrbio não seja tão comprometida. Diferentes resultados quanto

à precisão das técnicas baseadas na teoria de ondas viajantes avaliadas poderiam ser obtidas caso níveis mais elevados de ruído fossem considerados.

Tabela 5.8. Algoritmos de estimação fasorial, dentre os avaliados, mais afetados por componentes harmônicas, sub-harmônicas, inter-harmônicas e CC de decaimento exponencial.

Componentes	Algoritmos avaliados		
	FCDFE	HCDFT	GUO
Harmônicas	-	✓	-
Sub-harmônicas	-	✓	-
Inter-harmônicas	-	-	✓
CC de decaimento exponencial	-	✓	-

Fonte: autoria própria.

Tabela 5.9. TPC que ocasionaram a função de distância mho auto-polarizada ao sobrealcançe para faltas situadas próximas ao limite de primeira zona em função do SIR.

SIR	TPC avaliados				
	TPC 1	TPC 2	TPC 3	TPC 4	TPC 5
0,1	✓	-	-	-	-
1	✓	-	✓	✓	-
10	✓	✓	✓	✓	-

Fonte: autoria própria.

Tabela 5.10. Algoritmos de localização de curtos-circuitos avaliados mais afetados pelas imprecisões do sistema elétrico e dos parâmetros de falta considerados.

Parâmetros avaliados	Algoritmos avaliados			
	1T60Hz	2T60Hz	1TOV	2TOV
Parâmetros de sequência positiva da LT	✓	✓	✓	✓
Parâmetros de sequência zero da LT	✓	-	-	-
Resistência de falta	✓	-	-	-
Ângulo de incidência de falta	-	-	-	-
Saturação do TC	✓	✓	✓	-
TPC e filtros <i>anti-aliasing</i>	✓	✓	✓	✓
Taxa de amostragem ¹	*	*	✓	✓
Velocidade de propagação das ondas viajantes ¹	*	*	✓	✓

¹ O símbolo ‘*’ significa que o parâmetro disposto na tabela não foi avaliado para o método considerado.

Fonte: autoria própria.

MÉTODO PROPOSTO

Ciente da necessidade de se localizar curtos-circuitos em LT com dados de apenas um terminal baseado na teoria de ondas viajantes, seguindo as tendências mais atuais de dispositivos de proteção comerciais, uma nova metodologia é proposta neste trabalho, a qual utiliza ondas progressivas e regressivas induzidas por curtos-circuitos para estimação do tempo de atraso entre a onda incidente e sua respectiva onda refletida do ponto de ocorrência do defeito, no caso de distúrbios que não envolvam a terra. Já para situações de defeitos que envolvam a terra, apenas ondas incidentes de corrente são utilizadas para estimar a distância do curto-circuito.

Basicamente, a transformada de Park é utilizada para obtenção dos dados de entrada da técnica proposta, a qual consiste das seguintes etapas: processamento dos componentes de eixo direto e de modo zero das tensões e correntes; distinção entre curtos-circuitos aterrados e não aterrados; cálculo da função de correlação para distúrbios que não envolvam a terra; e estimação do local da falta, cujos detalhes são descritos a seguir.

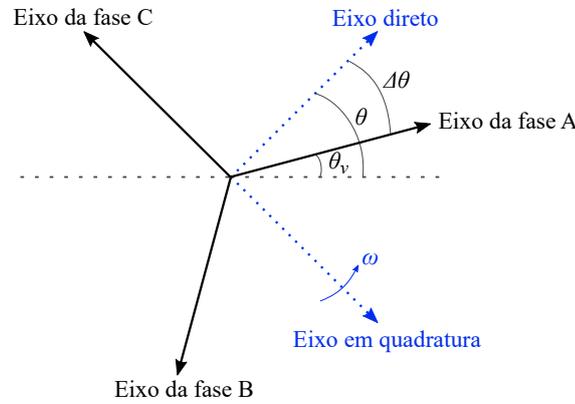
6.1 UTILIZAÇÃO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA CÁLCULO DOS SINAIS DE ENTRADA

A transformada de Park foi inicialmente aplicada para estudos envolvendo máquinas elétricas síncronas de polos salientes, de modo que suas grandezas de armadura são decompostas em duas componentes girantes, sendo uma alinhada com o eixo do enrolamento de campo (componente de eixo direto), e a outra em quadratura com tal eixo (componente de eixo em quadratura). Deste modo, as grandezas transformadas giram em sincronismo com o rotor, apresentando, assim, ondas constantes de força magnetomotriz para operações em regime permanente (PARK, 1929).

Partindo do mesmo conceito, algoritmos para detecção de transitórios utilizando a transfor-

mada de Park são reportados na literatura (LOPES, 2014), a exemplo da técnica utilizada neste trabalho, que é descrita na seção 5.4.4.1. Basicamente, para detectar distúrbios, a aplicação T_{0dq} gera um eixo referencial que gira em sincronismo com os sinais de tensão e corrente do sistema na frequência angular fundamental ω , conforme ilustrado na Figura 6.1, de forma que, em regime permanente, os sinais sob o eixo direto, para um observador situado sob o mesmo, apresentam valores constantes. Por outro lado, amplitudes consideráveis são percebidas pelo observador no caso de ocorrência de distúrbios, mesmo que os transitórios se apresentem de maneira atenuada ou desbalanceamentos ocorram no sistema (LOPES, 2014).

Figura 6.1. Eixos referenciais que giram na frequência angular obtidos da transformada de Park.



Fonte: autoria própria.

Para calcular as componentes de eixo direto e de modo zero dos sinais de tensão e corrente, as Equações (5.17) e (5.18) são utilizadas, as quais são repetidas aqui, por conveniência.

$$\begin{bmatrix} S_0(k) \\ S_d(k) \\ S_q(k) \end{bmatrix} = T_{0dq}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix}, \quad (6.1)$$

onde

$$T_{0dq}^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ \cos(\phi) & \cos(\phi - 120^\circ) & \cos(\phi + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\phi) & -\text{sen}(\phi - 120^\circ) & -\text{sen}(\phi + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (6.2)$$

sendo k a k -ésima amostra do sinal avaliado, S_a , S_b e S_c os sinais de tensão ou corrente das fases A, B e C, respectivamente, S_0 a componente de modo zero da tensão (V_0) ou corrente (I_0), S_d a tensão (V_d) ou corrente (I_d) de eixo direto, S_q a tensão (V_q) ou corrente (I_q) de eixo em quadratura, $\phi = k\omega\Delta t + \theta$, em que Δt é o passo de tempo do conversor A/D, θ é o ângulo de fase de S_a , θ_v é o ângulo de fase do sinal S_a e $\Delta\theta$ é a defasagem angular entre as componentes S_d e S_a . Nos instantes iniciais de execução da rotina, estima-se o valor de θ_v utilizando-se, por conseguinte, $\theta = \theta_v$ nas aplicações subsequentes.

Assim como as aplicações de transformações modais, a exemplo das matrizes clássicas de Wedepohl, Clarke e Karrenbauer (SAHA *et al.*, 2010), o uso da T_{0dq} também possibilita o desacoplamento das grandezas elétricas do sistema. Detalhes acerca do procedimento para se estimar o valor de θ_v , bem como da obtenção de uma matriz de impedâncias do sistema elétrico desacoplada por meio da utilização da T_{0dq} , é apresentada no Apêndice C.

Diferentemente de outros métodos reportados na literatura, em que doze sinais de modo aéreo são utilizados como dados de entrada (sinais de tensão e corrente dos modos α e β com referência às fases A, B e C.) (CROSSLEY; MCLAREN, 1983; SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988), ou seis componentes modais são levadas em consideração (componentes modais α e β da corrente com referência às fases A, B e C.) (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2014), onde os respectivos sinais são escolhidos a depender de uma etapa prévia de classificação do curto-circuito, apenas quatro sinais são suficientes para serem usados como dados de entrada da técnica proposta (V_0 , I_0 , V_d e I_d), além de que não há necessidade de se identificar o tipo de falta para se estimar o seu devido local. De fato, os sinais de eixo direto apresentam grandes variações e padrões no caso de ocorrência de distúrbios ou desbalanceamentos, independente das fases envolvidas no defeito, da resistência e do ângulo de incidência dos distúrbios (LOPES, 2014), fatos estes que os tornam ferramentas bastante atrativas para serem utilizadas em aplicações de localização de curtos-circuitos com dados de apenas um terminal monitorado da LT.

6.2 DISTINÇÃO ENTRE CURTOS-CIRCUITOS ATERRADOS E NÃO ATERRADOS

Na ocorrência de curtos-circuitos em LT, ondas viajantes surgem no SEP, as quais são refletidas e refratadas no ponto de incidência do defeito e em outras discontinuidades presentes ao longo da rede elétrica. Basicamente, um conjunto de padrões dos surtos contendo informações acerca das ondas refletidas e refratadas são medidos no terminal monitorado pelo relé digital ou por um dispositivo localizador de distúrbios dedicado, as quais devem ser corretamente distinguidas para possibilitar a estimação do local com precisão.

Para identificar o tempo de atraso entre a onda incidente e o seu respectivo surto refletido do ponto do distúrbio, uma função de correlação pode ser utilizada, uma vez que estas ondas apresentam formatos similares (CROSSLEY; MCLAREN, 1983). Entretanto, conforme reportado

em Magnago & Abur (1998), as ondas refratadas de outros terminais da LT não podem ser desprezadas para o caso de curtos-circuitos aterrados, visto que tais sinais podem se apresentar com amplitude considerável na barra de medição, se sobrepondo, inclusive, às ondas refletidas. Neste cenário, os padrões das ondas viajantes medidas podem conter informações significantes a respeito dos sinais refratados, sendo os surtos refletidos se apresentando de forma bastante atenuada. Nestes casos, a aplicação de funções de correlação para estimar o tempo de atraso τ (Figura 5.15) pode ser comprometida.

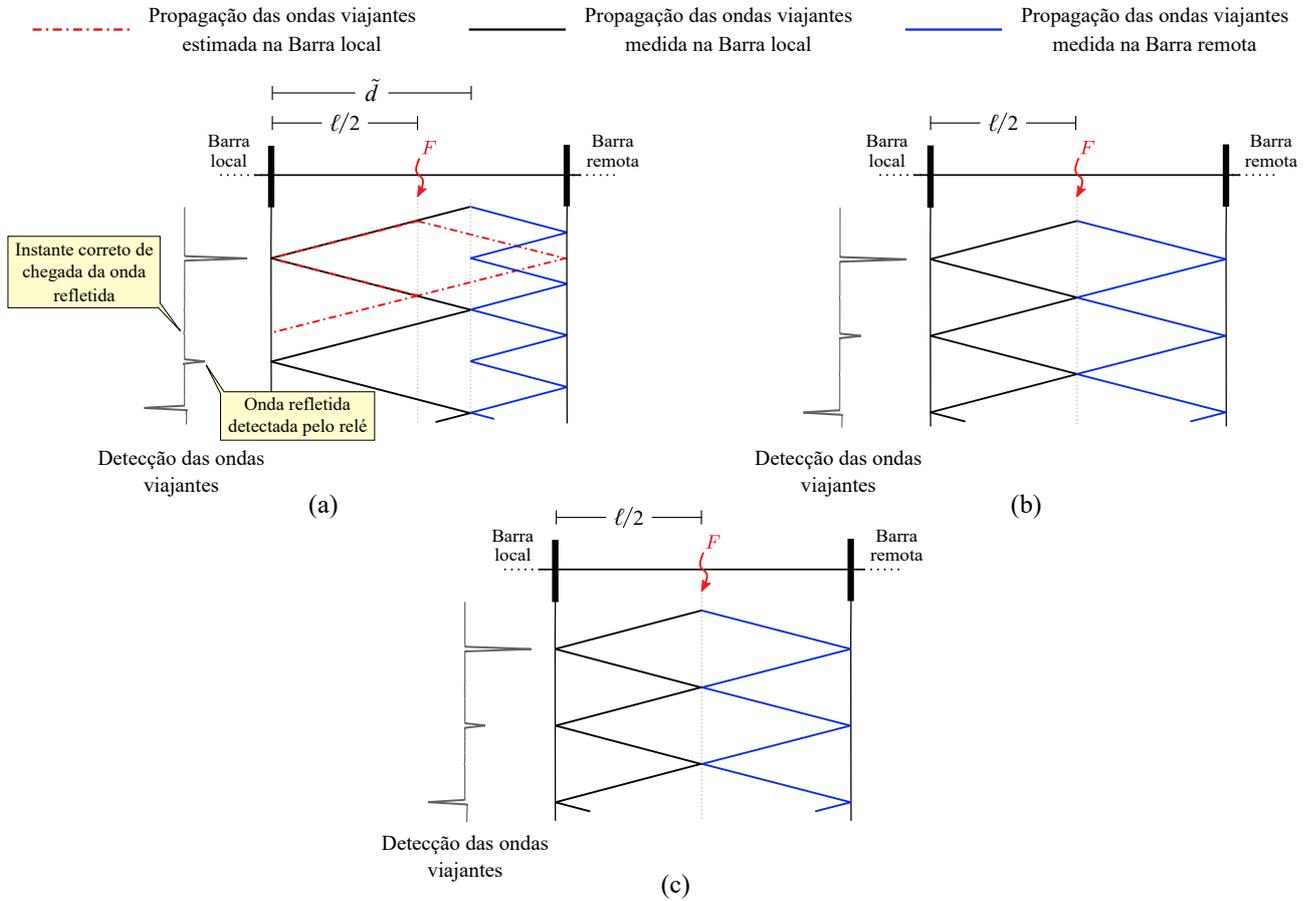
Para ilustrar esta situação, simulações utilizando um relé digital real que opera com funções de proteção no domínio do tempo foram realizadas, onde curtos-circuitos do tipo AT, BC e ABC foram considerados. Os distúrbios foram aplicados na metade do comprimento da LT ($\ell/2$) do sistema elétrico utilizado para avaliação do método proposto neste trabalho, o qual é descrito no capítulo 7, onde $\ell = 100$ km, sendo o ângulo de incidência¹ igual a 90° e a resistência igual a 10Ω . Os diagramas de Bewley dos sinais de corrente fornecidos pelo relé para cada tipo de defeito são apresentados na Figura 6.2, onde os coeficientes utilizados para detecção das ondas viajantes calculados pelo dispositivo de proteção são também apresentados, cujas amplitudes foram normalizadas em valores por unidade.

Dos diagramas de Bewley ilustrados na Figura 6.2, as ondas refletidas do ponto de incidência da falta são significativamente atenuadas para o curto-circuito monofásico (Figura 6.2(a)), uma vez que os surtos refratados neste ponto podem se sobrepor às respectivas ondas refletidas, fazendo com que a estimação do local de ocorrência do distúrbio pelo relé seja comprometida. Nesta situação, o local fornecido pelo dispositivo foi em 68,87 km. Estes fatos não foram observados para os outros tipos de curtos-circuitos avaliados. Todavia, cabe ressaltar que as estimações dos pontos de ocorrência das faltas, para os casos avaliados e ilustrados na Figura 6.2, foram obtidas considerando apenas os resultados providos pela função de um terminal baseada na teoria de ondas viajantes embarcada no relé. Boas precisões, entretanto, foram obtidas para os cenários investigados decorrentes de outros algoritmos programados no equipamento, a exemplo de técnicas de um terminal baseadas em fasores.

Por outro lado, na ocorrência de curtos-circuitos que envolvam a terra, ondas viajantes dos modos aéreo e terra se propagam com diferentes velocidades em direção aos terminais da LT.

¹Conforme descrito na seção 5.4.5, o ângulo de incidência é definido com referência ao polo positivo das tensões de fase envolvidas no curto-circuito.

Figura 6.2. Diagramas de Bewley dos sinais de corrente para os curtos-circuitos aplicados na metade da LT: (a) AT; (b) BC; (c) ABC.



Fonte: autoria própria.

No sistema ilustrado na Figura 5.15, por exemplo, os instantes de tempo em que os surtos dos modos aéreo e terra são detectados na Barra Local, t_{L1} e t_{L0} , respectivamente, podem ser utilizados para calcular o local do distúrbio. Por simples relações matemáticas, a distância d pode ser estimada conforme:

$$d = \frac{v \cdot v_0}{v - v_0} (t_{L0} - t_{L1}) , \tag{6.3}$$

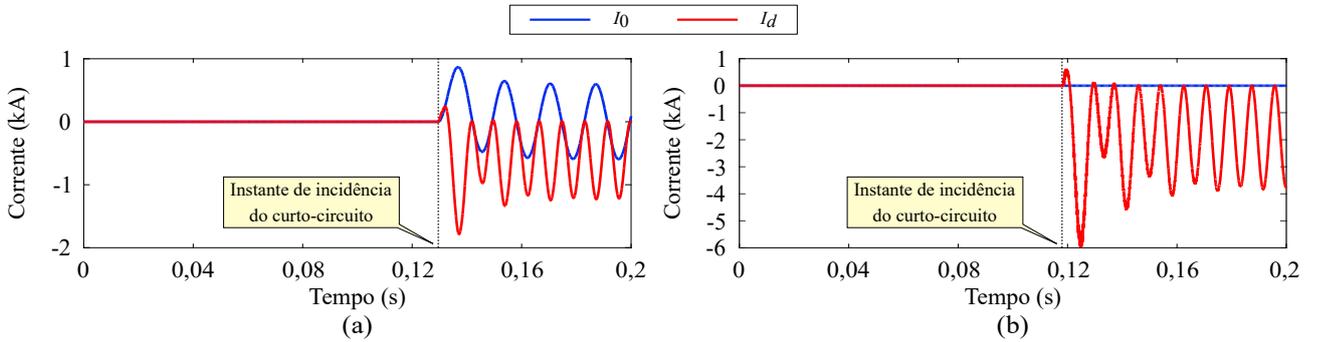
onde $v_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ é a velocidade do modo terra das ondas viajantes, sendo L_0 e C_0 as indutância e capacitância de sequência zero da linha, respectivamente.

A Equação (6.3) é originalmente descrita em Liu *et al.* (2012) para estimação de curtos-circuitos aterrados. Entretanto, os dados de entrada do algoritmo reportado em Liu *et al.* (2012) são calculados com base na TWD, ou seja, a rotina realiza um processo de subamostragem por dois, que pode comprometer a detecção dos instantes t_{L1} e t_{L0} (COSTA, 2010) e, conseqüentemente, afetar a estimação de d . Com vistas a superar estas limitações, t_{L1} e t_{L0} são

identificados na metodologia proposta neste trabalho por meio da transformada de Park, em que apenas I_d e I_0 são utilizados.

Basicamente, faltas aterradas ocasionam amplitudes consideráveis das componentes do modo zero, os quais se apresentam com valores desprezíveis para os outros tipos de distúrbios. Para ilustrar tal fato, apresenta-se, na Figura 6.3, as componentes I_0 e I_d para defeitos aterrados e não aterrados, considerando-se uma resistência de 1Ω e ângulo de incidência igual a 0° para a falta AT e de 150° para a falta BC (tensão de linha em 180°).

Figura 6.3. Componentes I_0 e I_d da corrente para curtos-circuitos: (a) AT; (b) BC.



Fonte: autoria própria.

Deste modo, curtos-circuitos aterrados podem ser detectados quando as componentes do modo zero são maiores que um limiar pré-definido. Assim, algumas amostras após I_0 ser detectado no terminal monitorado da LT são levadas em consideração para identificar se a falta é aterrada, segundo:

$$| I_0(k_{f0} + n) | > \eta , \quad (6.4)$$

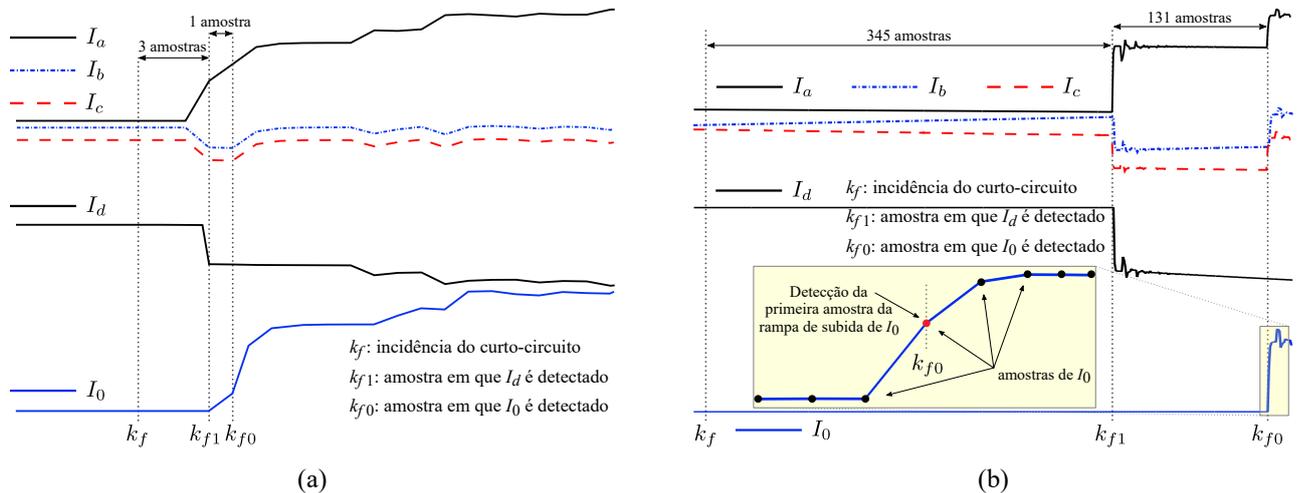
onde k_{f0} consiste na amostra relativa ao instante inicial em que o transitório presente em I_0 é detectado, n é o número considerado de amostras após k_{f0} , e η é o limiar pré-definido, que foram escolhidos para aplicação da técnica proposta como iguais a 10 e 0,1, respectivamente. Tais valores foram definidos após testes extensivos em diferentes topologias de sistemas elétricos, considerando, inclusive, casos com altos valores de resistência de falta e ângulos de incidência iguais a 0° das fases envolvidas no distúrbio.

É bem reportado que o modo terra normalmente não é utilizado em aplicações de localização de curtos-circuitos baseados na teoria de ondas viajantes, uma vez que são afetados pela terra, fazendo com que se apresentem com maiores dispersões em relação aos modos aéreos (SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988; PATHIRANA *et al.*, 2002; SCHWEITZER *et al.*, 2014). Fundamentalmente,

a dispersão nos sinais do modo terra resulta na criação de ondas viajantes em forma de rampa, ao invés de funções degrau, como no caso dos modos aéreos. Entretanto, nestes casos, os efeitos da dispersão podem ser caracterizados por apenas um atraso em que o surto é detectado no terminal monitorado da LT. Desta maneira, identificando-se corretamente a primeira amostra da função rampa em sua subida, a diferença entre os instantes de chegada dos modos aéreos e terra ($t_{L1} - t_{L0}$) podem ser utilizados para estimar o local do curto-circuito, como na Equação (6.3). Neste contexto, tecnologias recentes também fazem uso dos efeitos de dispersão das ondas viajantes para estimar o local do distúrbio, auxiliando, inclusive, na implementação de ações de proteção (Schweitzer III; KASZTENNY, 2019).

A taxa de dispersão do modo terra é função do local da falta. Quanto maior a distância, maiores são os efeitos de dispersão das componentes de alta frequência destes sinais (Schweitzer III; KASZTENNY, 2019). Para ilustrar este cenário, são apresentados na Figura 6.4 os sinais de corrente de eixo direto e de modo terra para curtos-circuitos AT aplicados a 1 km e 99 km da Barra Local do SEP com LT de 100 km, que é descrito no capítulo 7, onde k_f é a amostra de aplicação do distúrbio e k_{f1} é a amostra de detecção do defeito por meio de I_d .

Figura 6.4. Sinais de corrente de eixo direto e de modo terra para curtos-circuitos do tipo AT aplicados a: (a) 1 km da Barra Local; (b) 99 km da Barra Local.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 6.4(b), a inclinação da função rampa do sinal de corrente I_0 é menor do que o ilustrado na Figura 6.4(a). De fato, para maiores distâncias das faltas, mais evidentes são os efeitos da dispersão nas componentes de alta frequência, fazendo com que a inclinação da função rampa seja menor. Entretanto, detectando-se corretamente a primeira amostra em

que a função rampa I_0 cresce (k_{f0}), é possível se estimar d . Com relação ao componente de eixo direto, I_d comumente surge como uma função degrau, já que se trata de um modo aéreo, sendo menos afetado pelos efeitos de dispersão impostos pela terra.

6.3 CÁLCULO DA FUNÇÃO DE CORRELAÇÃO

No caso de distúrbios não aterrados, algoritmos de localização de curtos-circuitos baseados na teoria de ondas viajantes, que dependem de medições em apenas um terminal, podem ser fundamentados a partir do princípio de que as ondas refletidas do ponto de ocorrência da falta apresentam os mesmos formatos que os surtos incidentes. Sendo assim, uma função de correlação é passível de ser utilizada com vistas a identificar tais similaridades ou de outro modo, identificar os padrões induzidos pelo distúrbio e que são medidos no terminal monitorado da LT. Sendo assim, o tempo de atraso entre uma onda trafegando até o ponto de defeito e retornando à barra de medição pode ser estimado, de maneira que um pico na função de correlação é esperado quando ambos os surtos são correspondentes, ou quando os padrões verificados nas ondas progressivas e regressivas são semelhantes.

Basicamente, uma seção de S_{prog} é armazenada e correlacionada com sucessivas seções de S_{reg} . A seção armazenada de S_{prog} contém as informações acerca dos padrões induzidos pelo curto-circuito, a exemplo do ilustrado na Figura 5.16, e, portanto, consiste no padrão que será buscado em S_{reg} , sendo, dessa forma, denominado de $S_{template}$ daqui em diante.

A função de correlação φ é calculada segundo:

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M [S_{reg}(k\Delta t + \tau) \cdot S_{template}(k\Delta t)] \quad , \quad (6.5)$$

sendo τ a amostra referente ao atraso de tempo entre S_{reg} e $S_{template}$, M o número de amostras contidas em uma janela de dados, k a k -ésima amostra, e Δt o passo de tempo.

Na literatura, é comumente reportado que algoritmos que utilizam funções de correlação são afetados pelo número de amostras escolhidos para $S_{template}$, onde de modo geral, o tamanho de tal sinal depende do comprimento da LT, bem como do tipo de curto-circuito (CROSSLEY; MCLAREN, 1983; SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988). De fato, quanto maior o tamanho da seção do sinal armazenado, menor é a habilidade do algoritmo em distinguir ondas refletidas

de refratadas. Por outro lado, a capacidade de distinguir tais ondas aumenta ao passo que o número de amostra reduz, apesar de que a precisão da técnica pode ser afetada em casos de componentes de maior frequência não induzidas por curtos-circuitos estarem presentes no SEP. Neste contexto, a função de correlação pode ser significativamente afetada pelo número de amostras escolhido para o sinal de referência, cujo tamanho ideal deveria descrever apenas a frente de onda do sinal refletido (SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988).

Contudo, diferente das técnicas clássicas reportadas na literatura, o tamanho de $S_{template}$ adotado neste trabalho se baseia nos padrões gerados pelo distúrbio, que inclui informações das ondas refletidas e refratadas presentes no SEP, e não apenas do primeiro surto refletido do ponto de ocorrência do curto-circuito. Neste sentido, uma vez que os padrões presentes em S_{prog} e S_{reg} surgem no sistema independentemente do tipo de distúrbio e do comprimento da LT, a problemática em torno da escolha do número de amostras para $S_{template}$ dependente do tipo de defeito e do comprimento da linha é eliminado no método proposto. Assim, baseados em testes extensivos com dados simulados, um número de amostras igual a $N/2$ é adequado para aplicação da técnica proposta, sendo N o número de amostras contidas em um ciclo. Para assegurar uma correta representação do surto inicial, a seção de $S_{template}$ inicia com duas amostras adquiridas antes da detecção do curto-circuito (k_{f1}).

Sendo assim, as ondas progressivas e regressivas, descritas nas Equações (5.12) e (5.13), são calculadas por meio dos coeficientes de eixo direto obtidos da T_{0dq} por:

$$S_{prog} = V_d + Z_s I_d , \quad (6.6)$$

$$- S_{reg} = -V_d + Z_s I_d , \quad (6.7)$$

em que $-S_{reg}$ é utilizado a fim de que apresente a mesma polaridade de S_{prog} , obtendo, assim, valores positivos na saída de φ quando estes sinais são correspondentes.

Para melhor identificar os picos em φ , a função de correlação final φ' é calculada conforme:

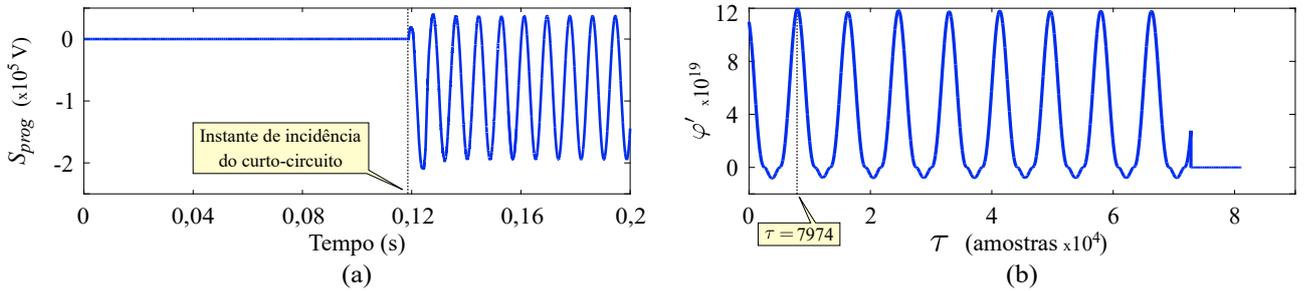
$$\varphi'(\tau) = \varphi(\tau) \cdot |\varphi(\tau)|. \quad (6.8)$$

Por conseguinte, a partir da detecção do valor máximo obtido na saída da função φ' devido a ocorrência de um distúrbio, a amostra referente ao tempo de atraso correspondente (τ) pode ser usada para estimar o local do curto-circuito, segundo (GALE *et al.*, 1993):

$$d = \frac{v \cdot \tau \cdot \Delta t}{2} . \quad (6.9)$$

Neste contexto, entretanto, ao utilizar a T_{0dq} , frequências da ordem de 2ω surgem em V_d e I_d (LOPES, 2014). Além disso, diferentes valores médios podem se fazer presentes em φ' . Estas componentes de frequência podem afetar diretamente o desempenho da função de correlação entre S_{prog} e S_{reg} . Para ilustrar tal cenário, os sinais S_{prog} e φ' são apresentados na Figura 6.5 para uma falta do tipo BC situado a 99 km da Barra Local do sistema descrito no capítulo 7 com ângulo de incidência igual a 150° e resistência de 200Ω .

Figura 6.5. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado com ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha e resistência de 200Ω : (a) S_{prog} ; (b) φ' .



Fonte: autoria própria.

Da Figura 6.5, S_{prog} apresenta componentes de baixa frequência superpostos a um valor médio, que resulta na obtenção de uma função de correlação com as mesmas características, afetando, diretamente, na estimação de τ e, conseqüentemente, em \tilde{d} .

Portanto, para eliminar o impacto de componentes de baixa frequência no cálculo de φ' , um filtro passa-altas é utilizado logo após a aplicação das Equações (6.6) e (6.7).

6.3.1 Determinação do Filtro Passa-Altas

Das análises realizadas no capítulo 5, constatou-se que um filtro Butterworth é mais adequado para utilização em algoritmos de localização de faltas. Sendo assim, um filtro passa-altas Butterworth é aplicado na técnica proposta com o objetivo de eliminar as componentes de baixa frequência e níveis CC que, por ventura, venham a aparecer nos sinais S_{prog} e S_{reg} , a exemplo dos casos ilustrados na Figura 6.5.

Para escolher a frequência de corte mais adequada a ser utilizada no método proposto, várias simulações de curtos-circuitos foram realizadas, modificando-se os parâmetros de falta, tais como: ângulo de incidência, resistência, tipo e local, além do sistema elétrico avaliado,

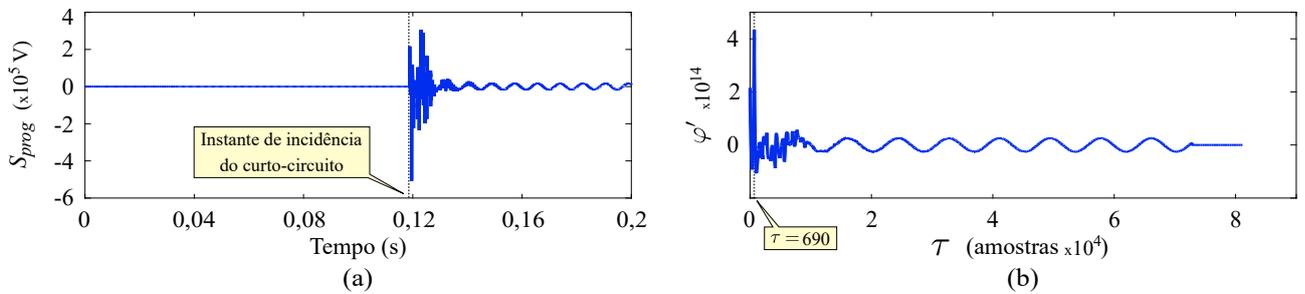
onde se considerou os SEP ilustrados nas Figuras 5.6 e 5.31, além do sistema descrito no capítulo 7. Basicamente, buscou-se o menor valor de f_c que fosse mais adequado para aplicação do algoritmo, isto é, que componentes de baixa frequência fossem significativamente atenuadas nos sinais calculados independente das características do distúrbio.

Com vistas a ilustrar os sinais S_{prog} e φ' para o mesmo cenário apresentado na Figura 6.5, que se configura como uma das situações mais críticas, dado o alto valor da resistência de falta bem como do ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha (ou, equivalentemente, 0°), diferentes frequências de corte foram utilizadas, onde são apresentados resultados para os valores de 1 kHz, 2 kHz e 3 kHz nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8, respectivamente.

Conforme ilustrado nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8, ainda assim, componentes de baixa frequência são perceptíveis, ao passo que o nível CC é reduzido com a utilização de maiores valores de f_c .

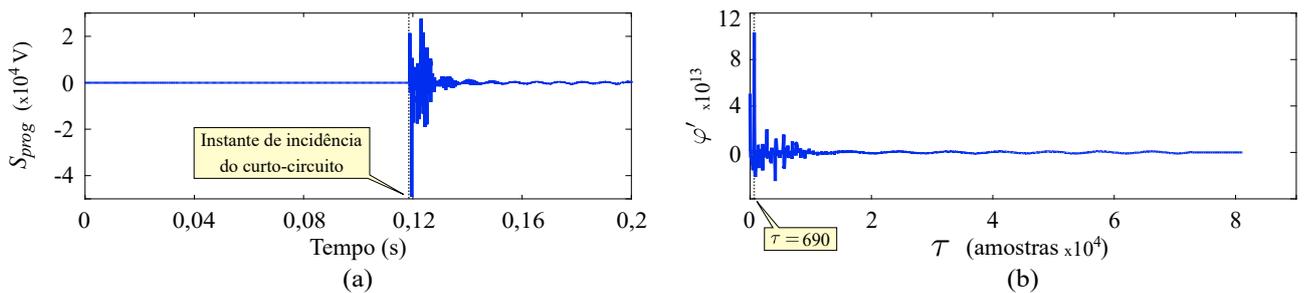
Portanto, a partir das análises realizadas, um filtro Butterworth passa-altas de terceira ordem com $f_c = 3,6$ kHz mostrou-se como o mais suscetível para as aplicações do método proposto, cujos sinais S_{prog} e φ' obtidos com tal frequência de corte são mostrados na Figura 6.9, onde

Figura 6.6. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 1$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ' .



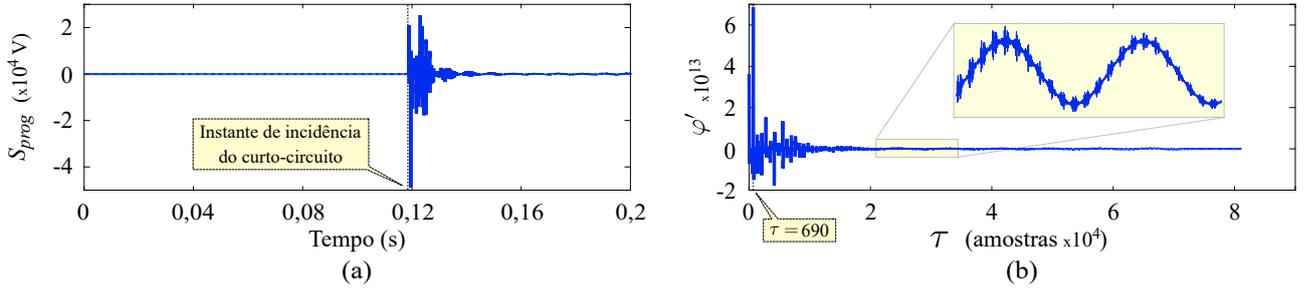
Fonte: autoria própria.

Figura 6.7. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 2$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ' .



Fonte: autoria própria.

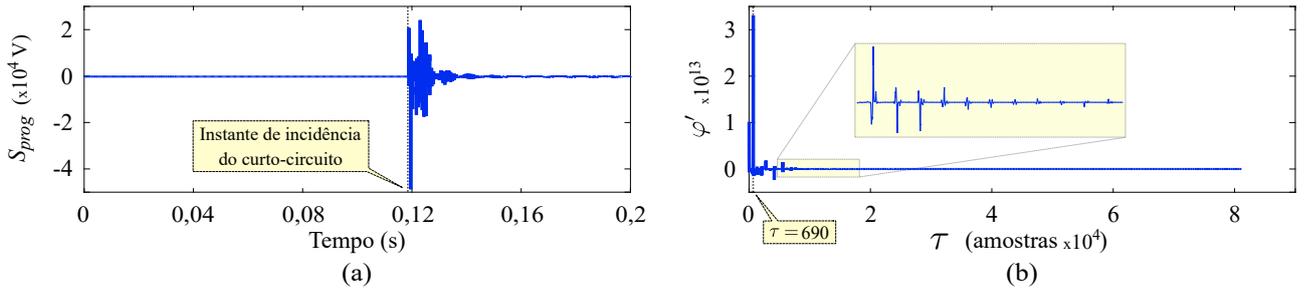
Figura 6.8. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 3$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ' .



Fonte: autoria própria.

tanto S_{prog} quanto a saída da função de correlação praticamente não apresentam componentes de baixa frequência nem nível CC.

Figura 6.9. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado e ângulo de incidência igual a 180° para a tensão de linha considerando $f_c = 3,6$ kHz: (a) S_{prog} ; (b) φ' .



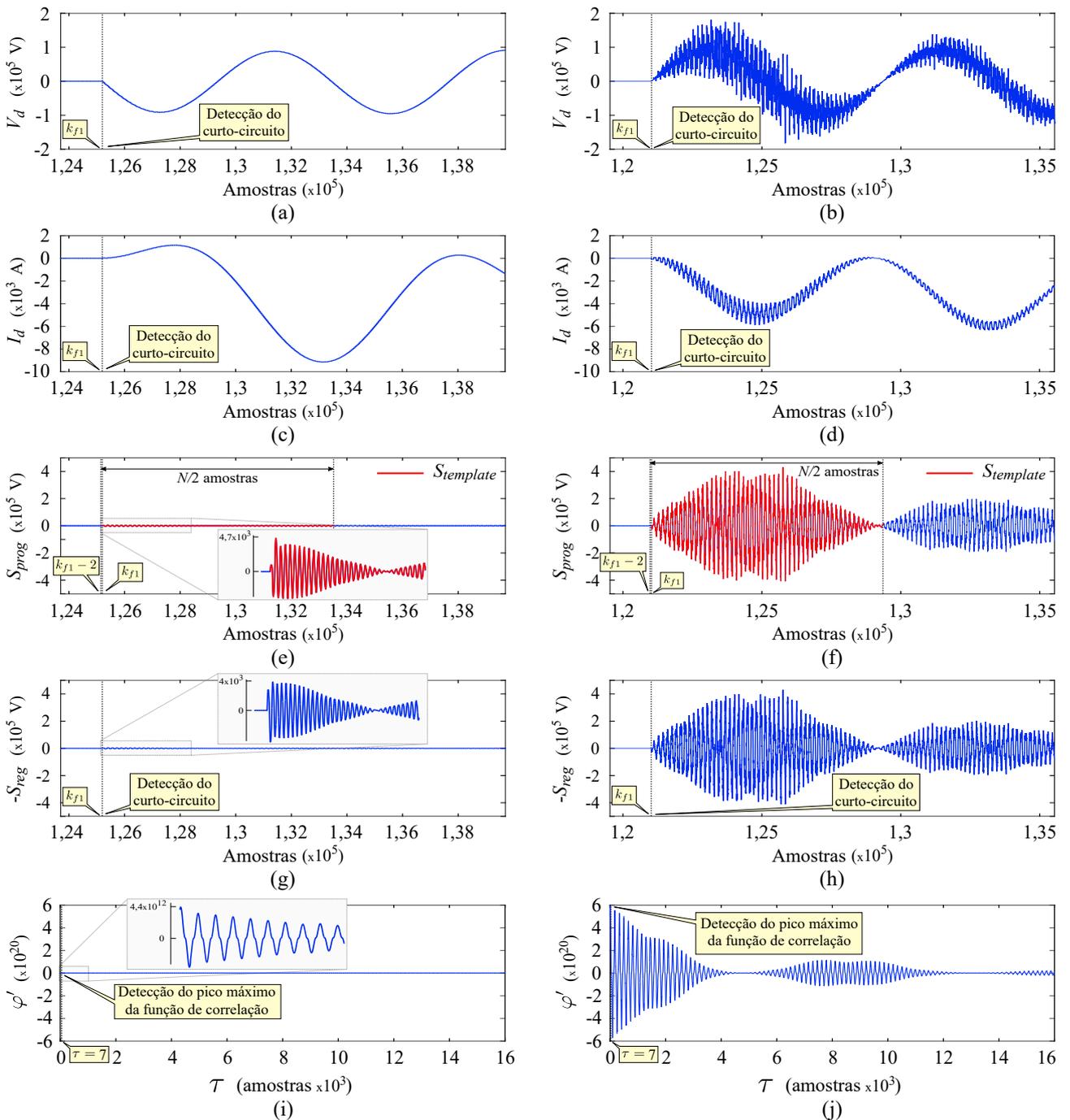
Fonte: autoria própria.

Diante do exposto, seja para curtos-circuitos aterrados ou não, diferentemente de outras técnicas reportadas na literatura, não há necessidade de se utilizar outras categorias de métodos para pré-estimar o local da falta no algoritmo proposto, os quais, tradicionalmente, são usados para criar um campo de busca para identificação das ondas refletidas do ponto de ocorrência do distúrbio (GUZMÁN *et al.*, 2018), ou são usados para estimar o local dos curtos-circuitos em casos de defeitos situados próximos à barra de medição ou com ângulos de incidência iguais a 0° (MARX *et al.*, 2013; SCHWEITZER *et al.*, 2016; PATHIRANA *et al.*, 2002). Portanto, a rotina proposta é imune a imprecisões que possam, por ventura, vir a afetar o desempenho de outras classes de métodos de localização de curtos-circuitos.

Para ilustrar os sinais utilizados na técnica proposta devido a uma falta, curtos-circuitos do tipo BC a 1 km e 99 km do terminal monitorado do SEP apresentado no capítulo 7 com resistência igual a 1Ω são aplicados, de modo que os sinais V_d , I_d , S_{prog} , $-S_{reg}$, $S_{template}$ e φ'

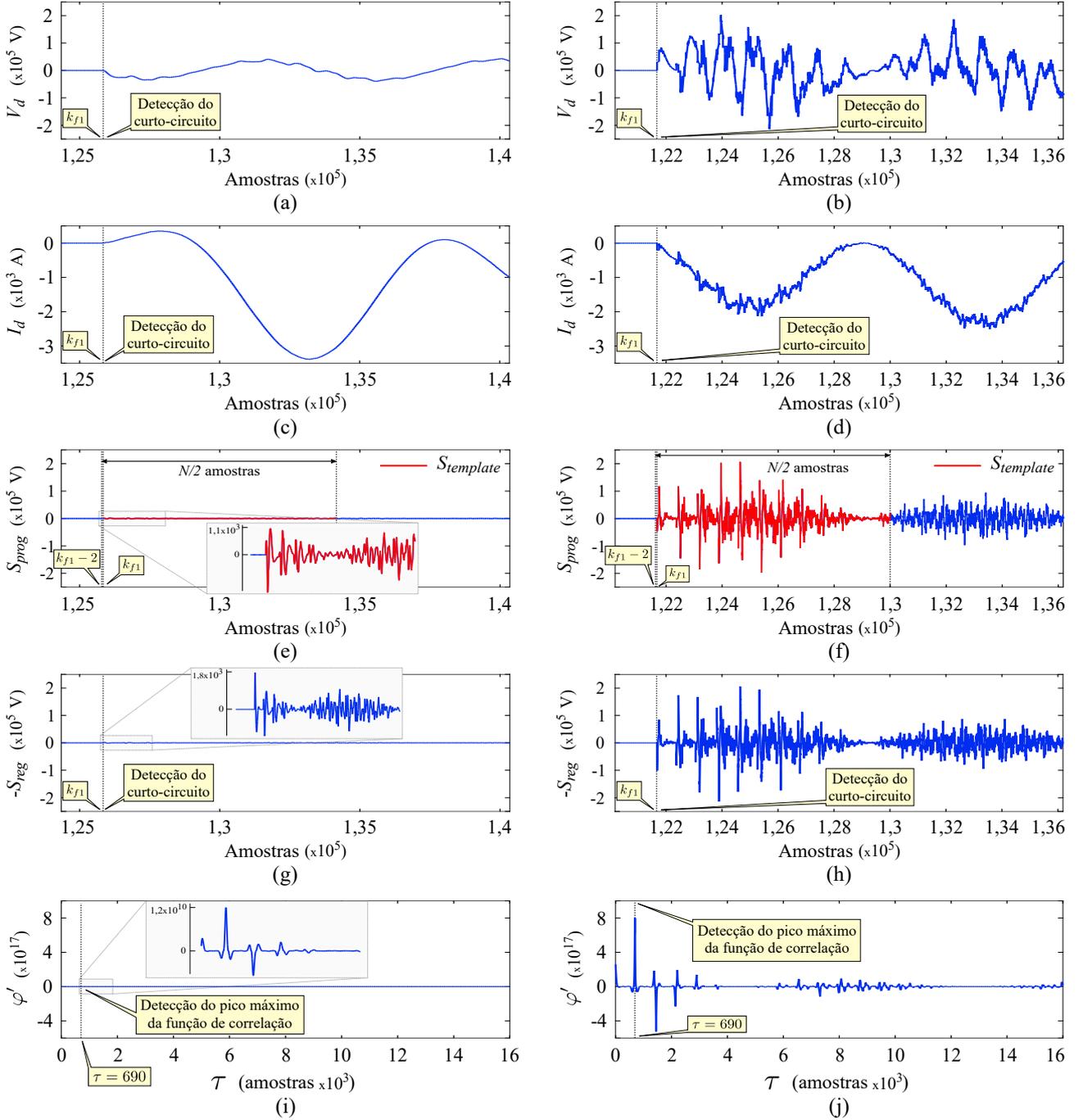
são mostrados na Figura 6.10, para o caso da falta situada em 1 km, e na Figura 6.11, para o distúrbio a 99 km. As figuras dispostas do lado esquerdo consistem na falta com ângulo de incidência igual a 0° , enquanto que as figuras do lado direito representam os resultados para o caso do ângulo igual a 90° , sendo estes ângulos devidos à tensão de linha BC.

Figura 6.10. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 1 km do terminal monitorado do SEP descrito no capítulo 7, cujos sinais e ângulos de incidência são apresentados conforme: (a) V_d para 0° ; (b) V_d para 90° ; (c) I_d para 0° ; (d) I_d para 90° ; (e) S_{prog} para 0° ; (f) S_{prog} para 90° ; (g) $-S_{reg}$ para 0° ; (h) $-S_{reg}$ para 90° ; (i) φ' para 0° ; (j) φ' para 90° .



Fonte: autoria própria.

Figura 6.11. Sinais obtidos para um curto-circuito BC a 99 km do terminal monitorado do SEP descrito no capítulo 7, cujos sinais e ângulos de incidência são apresentados conforme: (a) V_d para 0° ; (b) V_d para 90° ; (c) I_d para 0° ; (d) I_d para 90° ; (e) S_{prog} para 0° ; (f) S_{prog} para 90° ; (g) $-S_{reg}$ para 0° ; (h) $-S_{reg}$ para 90° ; (i) φ' para 0° ; e (j) φ' para 90° .



Fonte: autoria própria.

A partir das Figuras 6.10 e 6.11, (c) e (d), componentes de baixa frequência ou valores médios não são percebidos em S_{prog} ou $-S_{reg}$, de modo que picos bem definidos são obtidos em φ' (Figuras 6.10(e) e 6.11(e)), facilitando, assim, a identificação de τ , cujo valor máximo positivo é utilizado para estimar o local do curto-circuito por meio da Equação (6.9).

Com relação aos efeitos dos ângulos de incidência, embora os valores iguais a 0° das fases envolvidas com os curtos-circuitos acarretem na obtenção de sinais mais atenuados, dado que, nestes casos, não há incidência de transitórios para faltas monofásicas e bifásicas (há incidência de transitórios apenas para faltas bifásicas para terra e trifásicas) (Costa *et al.*, 2012), grandes variações ainda são perceptíveis em V_d e I_d (Figuras 6.10 e 6.11,(a) e (b)), fazendo com que os sinais S_{prog} e $-S_{reg}$ apresentem os padrões necessários para aplicação da técnica proposta. Nestes cenários, os desbalanceamentos que surgem no SEP para o ângulo 0° acarretam na obtenção de picos em φ' com valores menores que para o caso do ângulo de 90° , muito embora, ainda assim, apresentam grandes amplitudes, sendo facilmente identificados para sistemas elétricos com baixos níveis de ruído.

Vale salientar que amostras de tensão não são normalmente utilizadas como dados de entrada de algoritmos de localização de curtos-circuitos baseados na teoria de ondas viajantes, essencialmente por conta da resposta em frequência dos TPC, que normalmente não apresentam uma resposta plana ao longo de um largo espectro de frequência, conforme apresentado no capítulo 4, afetando, assim, o desempenho dos métodos, a exemplo das análises realizadas no capítulo 5. No entanto, funções digitais voltadas para compensação de tal resposta em frequência são amplamente reportadas na literatura, a exemplo das técnicas descritas em Machado (2013) e Silva (2014), ou por meio de sistemas embarcados que possibilitam medições com boa precisão, como os sistemas reportados em Schweitzer III & Skendzic (2019), que, inclusive, já são aplicados em tecnologias recentes (Schweitzer III; KASZTENNY, 2019). Deste modo, para aplicação do método proposto, embora seja necessário que os sinais secundários obtidos dos TI sejam representados com boa precisão, filtros compensadores das respostas de tais equipamentos são facilmente encontrados na literatura, além de que estima-se que os custos para sua implementação em relés numéricos sejam consideravelmente mais baixos do que a implantação de um sistema de comunicação dedicado entre subestações, caso o mesmo não exista, que justifique o investimento para aplicação de técnicas de dois terminais.

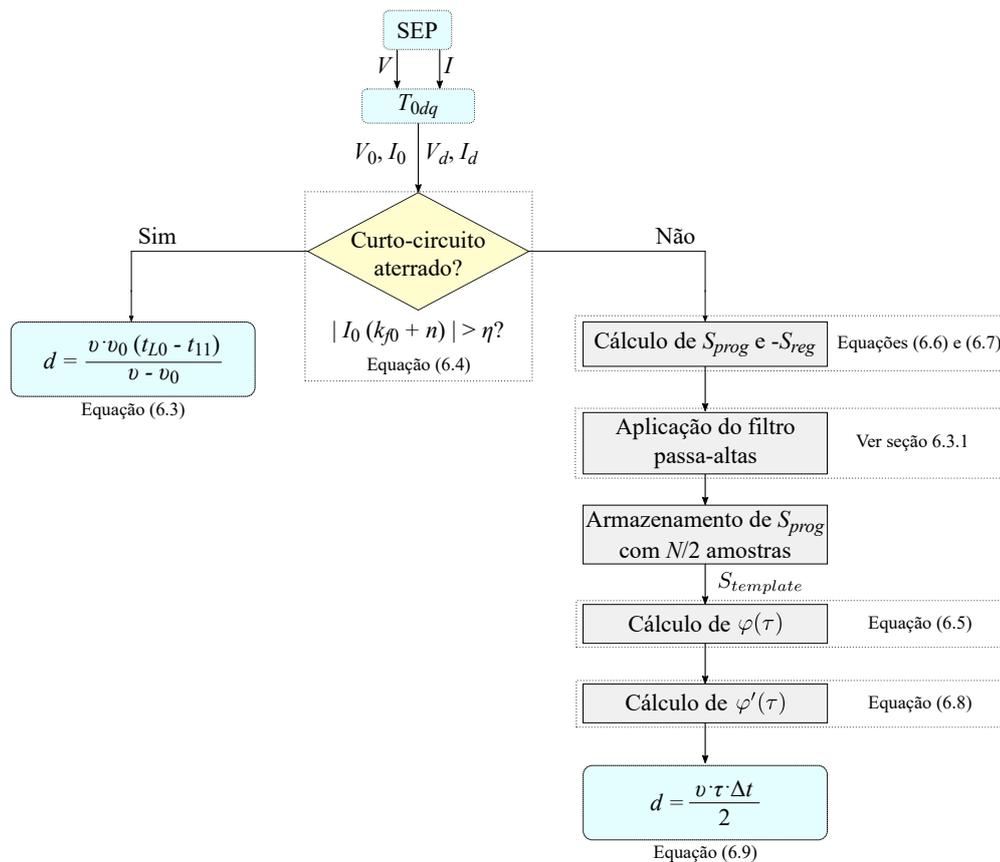
Sendo assim, por apresentar desempenho superior em relação às técnicas baseadas em fatores, conforme análises de sensibilidade apresentadas no capítulo 5, além de um custo mais acessível para a implantação em sistemas que não disponham de canais de comunicação entre subestações, algoritmos de localização de curtos-circuitos que utilizam dados de um terminal

baseados na teoria de ondas viajantes surgem como ferramentas promissoras para aplicações em campo, a exemplo do método proposto, cuja avaliação e validação do seu desempenho frente a um relé numérico real com funções no domínio do tempo, bem como frente às técnicas 1TOV e 2TOV são apresentadas no capítulo 7.

6.3.2 Fluxograma do Método Proposto

Para facilitar o entendimento do método proposto para localização de faltas com dados de um terminal, apresenta-se na Figura 6.12, o fluxograma que descreve a sequência de passos necessários para o seu funcionamento. As etapas descritas ao longo deste capítulo são representadas em forma de blocos, cujas interligações entre si se dão por meio de setas.

Figura 6.12. Fluxograma do método proposto para localização de curtos-circuitos com dados de um terminal.



Fonte: autoria própria.

De forma sucinta, com relação ao fluxograma ilustrado na Figura 6.12, a primeira etapa do algoritmo proposto consiste no cálculo dos coeficientes de eixo direto e modo terra dos sinais

de tensão e corrente do SEP por meio da T_{0dq} . Em seguida, verifica-se se a falta é aterrada ou não. Uma vez que o curto-circuito envolve a terra, a Equação (6.3) (LIU *et al.*, 2012) é utilizada para estimar o local de ocorrência do distúrbio, cuja aplicação depende apenas de ondas incidentes de corrente. Caso contrário, calcula-se os sinais S_{prog} e $-S_{reg}$, filtrados por meio de um filtro passa-altas, com vistas a identificar as similaridades entre ambos a partir de uma função de correlação, cuja saída apresenta um pico positivo máximo no instante em que tais ondas progressivas e regressivas são correspondentes (τ). Uma vez que a amostra τ é estimada, o local do curto-circuito é calculado por meio da Equação (6.9) (GALE *et al.*, 1993). Para detecção das faltas, o método reportado em Lopes (2014) foi utilizado.

6.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, a metodologia para implementação da técnica proposta foi apresentada, a qual utiliza os sinais de tensão e corrente obtidos da transformada de Park para estimar o local do curto-circuito com dados de apenas um terminal monitorado da LT.

Para tanto, no caso de faltas que envolvem a terra, apenas as ondas incidentes de corrente são levadas em consideração. Por outro lado, em casos de distúrbios não aterrados, as similaridades presentes nos formatos das ondas progressivas e regressivas induzidas pelo curto-circuito são verificadas por meio de uma função de correlação, cuja saída apresenta um pico positivo máximo no instante em que tais sinais são correspondentes. De posse deste instante de tempo, o local de ocorrência da falta pode ser estimado.

Diferente de outros métodos reportados na literatura, o tamanho da janela de dados escolhido para o sinal de referência oriundo das ondas progressivas, durante o cálculo da função de correlação, independe do comprimento da LT e do tipo de curto-circuito, tornando a rotina proposta menos suscetível a erros no caso de aplicações nos mais variados SEP. Além disso, diferente de técnicas embarcadas, inclusive, em relés digitais, não há necessidade de se pré-estimar o local do distúrbio, ou utilizar métodos baseados em fasores para detectar as ondas refletidas do ponto de ocorrência da falta. A técnica proposta depende também de um número reduzido de sinais monitorados para estimar o local de ocorrência do curto-circuito, quando comparado a outros algoritmos de um terminal reportados na literatura, uma vez que apenas

quatro sinais são necessários para aplicação do método proposto (V_d , V_0 , I_d e I_0).

AVALIAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO PARA LOCALIZAÇÃO DE CURTOS-CIRCUITOS COM DADOS DE UM TERMINAL

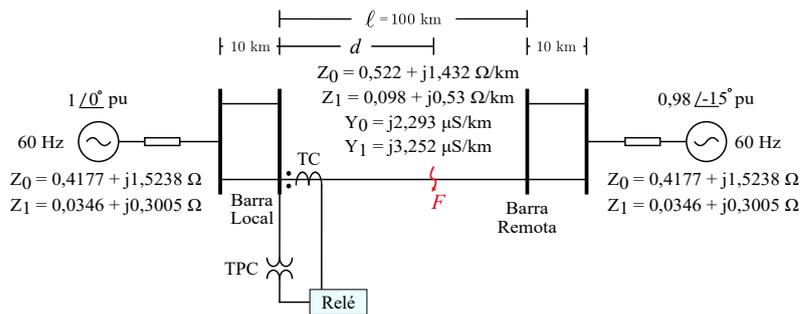
Neste capítulo, apresenta-se a avaliação do desempenho do método proposto para estimar o local do curto-circuito considerando dados obtidos de apenas um terminal monitorado da LT, a qual é realizada nas seguintes etapas: I) por meio de comparações com o desempenho de um relé numérico real que opera com funções de proteção no domínio do tempo; II) por comparações com algoritmos baseados na teoria de ondas viajantes, reportados na literatura, que utilizam medições de um e dois terminais da LT para estimar o local da falta; III) em um sistema com uma LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição; IV) em SEP com diferentes níveis de relação sinal-ruído; e V) em sistemas elétricos com LT modeladas a parâmetros distribuídos variantes com a frequência.

Para tanto, o sistema elétrico de 230 kV ilustrado na Figura 7.1 foi considerado, cujas medições de tensão e corrente são fornecidas a um relé instalado na Barra Local por meio de TPC e TC ideais, respectivamente, de modo a garantir medições com precisões aceitáveis, haja visto que as medições podem ser afetadas pelas respostas dinâmicas dos TI, conforme análises realizadas nas seções 5.4.5.4 e 5.4.5.7. A topologia do SEP foi utilizada em Guzmán *et al.* (2018) para testes de funções de proteção baseadas na teoria de ondas viajantes, sendo os seus parâmetros ajustados com base em linhas pertencentes ao SIN modeladas a parâmetros distribuídos constantes na frequência.

É comumente reportado que uma das problemáticas acerca do desempenho de técnicas de localização de curtos-circuitos no domínio do tempo com dados de um terminal reside na existência de um LT curta situada atrás do terminal monitorado (GUZMÁN *et al.*, 2018), uma vez que ondas viajantes refletidas deste ponto podem ser medidas antes dos surtos refletidos do distúrbio, podendo levar os algoritmos a atuarem de maneira indevida, visto que erros na

identificação de tais reflexões podem ocorrer. Assim, para verificar o desempenho da técnica proposta também perante estas situações, um circuito duplo conectado à Barra Local com 10 km de extensão foi considerado. Durante as simulações, os distúrbios foram aplicados ao longo da LT de comprimento $\ell = 100$ km, variando-se a distância d , bem como o tipo, a resistência e o ângulo de incidência do distúrbio. Os parâmetros do SEP são apresentados na mesma figura.

Figura 7.1. SEP de 230 kV utilizado para avaliação do método proposto.



Fonte: autoria própria.

Um passo de integração de $0,1 \mu\text{s}$ foi utilizado para as simulações no ATP, enquanto que uma frequência de amostragem de 1 MHz foi considerada para os algoritmos de localização de distúrbios baseados na teoria de ondas viajantes, que foram implementados no Matlab[®].

7.1 ANÁLISES COMPARATIVAS COM O DESEMPENHO DE UM RELÉ DIGITAL

A primeira etapa de avaliação do método proposto se dá por meio de comparações com o desempenho de um relé numérico real que opera com funções no domínio do tempo. Neste cenário, em cada curto-circuito simulado, os registros oscilográficos gerados no ATP, contendo informações de tensão e corrente medidos na Barra Local do SEP apresentado na Figura 7.1, são utilizados como dados de entrada no dispositivo de proteção. Deste modo, os resultados providos pelo relé são comparados com as estimações obtidas com a técnica proposta.

No relé digital, funções de localização de curtos-circuitos de um e dois terminais baseadas em fasores e na teoria de ondas viajantes estão disponíveis. Basicamente, para as aplicações de um terminal no domínio do tempo, rotinas baseadas em componentes fundamentais podem ser utilizadas para pré-estimar o local do distúrbio, fornecendo indícios dos prováveis instantes em que a onda refletida é detectada no terminal monitorado. No entanto, na ausência de

estimações realizadas pelos métodos baseados em fasores, os locais do distúrbio são calculados com base, unicamente, nas funções no domínio do tempo que operam com dados de um terminal. Sendo assim, para possibilitar a realização de análises comparativas entre o desempenho do equipamento com o algoritmo proposto, apenas as estimações realizadas pela função baseada na teoria de ondas viajantes embarcada no dispositivo foi utilizada.

Neste contexto, um total de 19 casos foram simulados, onde o tipo, a distância (d), a resistência (R_F) e o ângulo de incidência da falta (θ_f) para cada cenário são descritos conforme:

- *Caso 1*: AT, $d = 50$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 90^\circ$;
- *Caso 2*: AT, $d = 50$ km, $R_F = 20 \Omega$, $\theta_f = 90^\circ$;
- *Caso 3*: AT, $d = 98$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 4*: CT, $d = 2$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 30^\circ$;
- *Caso 5*: BC, $d = 70$ km, $R_F = 30 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 6*: BC, $d = 50$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 7*: AB, $d = 10$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 8*: BCT, $d = 40$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 9*: ABC, $d = 5$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 45^\circ$;
- *Caso 10*: ABC, $d = 50$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$.

Alguns casos críticos relacionados a maiores valores de R e $\theta_f = 0^\circ$ também foram levados em consideração, que são:

- *Caso 11*: AT, $d = 50$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 12*: BT, $d = 2$ km, $R_F = 50 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 13*: AT, $d = 99$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 14*: CT, $d = 40$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 15*: ACT, $d = 97$ km, $R_F = 150 \Omega$, $\theta_f = 210^\circ$;

- *Caso 16*: ACT, $d = 5$ km, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 210^\circ$;
- *Caso 17*: ABT, $d = 3$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 150^\circ$;
- *Caso 18*: ABC, $d = 50$ km, $R_F = 150 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 19*: ABC, $d = 5$ km, $R_F = 150 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$.

Os resultados obtidos pelo relé e para a técnica proposta para cada caso estão dispostos na Tabela 7.1, sendo os erros (ε) dados em km.

Tabela 7.1. Resultados obtidos pelos relé digital com dados de um terminal e método proposto.

Caso	Relé digital		Método proposto	
	\tilde{d}	ε (km)	\tilde{d}	ε (km)
1 (AT, 50 km, 10 Ω , 90°)	68,87	18,87	49,84	0,16
2 (AT, 50 km, 20 Ω , 90°)	68,87	18,87	49,84	0,16
3 (AT, 98 km, 10 Ω , 60°)*	–	–	98,17	0,17
4 (CT, 2 km, 10 Ω , 30°)*	–	–	2,26	0,26
5 (BC, 70 km, 30 Ω , 60°)	69,90	0,10	70,06	0,06
6 (BC, 50 km, 10 Ω , 60°)	49,91	0,09	50,10	0,1
7 (AB, 10 km, 10 Ω , 60°)	9,91	0,09	10,05	0,05
8 (BCT, 40 km, 10 Ω , 60°)	39,91	0,09	40,02	0,02
9 (ABC, 5 km, 10 Ω , 45°)	4,91	0,09	5,02	0,02
10 (ABC, 50 km, 10 Ω , 60°)	49,91	0,09	50,11	0,11
11 (AT, 50 km, 10 Ω , 0°)*	–	–	50,59	0,59
12 (BT, 2 km, 50 Ω , 0°)*	–	–	2,26	0,26
13 (AT, 99 km, 100 Ω , 0°)*	–	–	98,93	0,07
14 (CT, 40 km, 100 Ω , 0°)*	–	–	40,02	0,02
15 (ACT, 97 km, 150 Ω , 210°)*	–	–	97,41	0,41
16 (ACT, 5 km, 200 Ω , 210°)*	–	–	4,53	0,47
17 (ABT, 3 km, 100 Ω , 150°)	2,96	0,04	3,02	0,02
18 (ABC, 50 km, 150 Ω , 0°)	49,91	0,09	50,11	0,11
19 (ABC, 5 km, 150 Ω , 0°)	4,91	0,09	5,17	0,17

* O símbolo ‘–’ significa que o dispositivo de proteção não forneceu estimativas para o local do distúrbio.

Dos resultados apresentados na Tabela 7.1, para os casos 5 a 10, as estimações fornecidas pelo algoritmo proposto são comparáveis às do relé numérico, dado que os erros obtidos foram bem próximos entre si. Por outro lado, para os cenários de curtos-circuitos monofásicos (casos 1 a 4), os resultados providos pela técnica proposta apresentaram erros máximos da ordem de, apenas, 260 metros, enquanto que as estimações realizadas pelo dispositivo de proteção apresentaram valores elevados (casos 1 e 2), ou não forneceram estimativas para o local da falta (casos 3 e 4), mesmo em se tratando de cenários de distúrbios com baixos valores de resistência e ângulos de incidência de 30° a 90° . As limitações em torno dos casos 1 e 2, que consistem em faltas monofásicas aplicadas no meio da LT, foram ilustradas na Figura 6.2.

No que tange aos resultados obtidos para os casos considerados críticos (11 a 19), o erro máximo estimado pelo algoritmo proposto foi de 590 metros para o cenário 11, que se configura em um distúrbio monofásico com $\theta_f = 0^\circ$ e aplicado no meio da LT. Ainda assim, o erro calculado configura-se em um valor ligeiramente maior que um vão de torre. Nas demais situações, mesmo que para curtos-circuitos aplicados próximos ao terminal monitorado, a exemplo dos casos 12, 16, 17 e 19, erros pequenos foram obtidos pelo método proposto. No entanto, na maior parte destes cenários avaliados, o dispositivo de proteção não forneceu estimativas.

Portanto, de modo geral, erros pequenos foram obtidos pela técnica proposta, mesmo nos casos mais críticos onde valores elevados de R_F e ângulo de incidência igual a 0° para as fases envolvidas com o curto-circuito foram considerados, independente do tipo de falta.

7.2 ANÁLISES COMPARATIVAS COM TÉCNICAS DE UM E DOIS TERMINAIS

Nesta seção, o desempenho do método proposto é avaliado por meio de comparações com as técnicas 1TOV e 2TOV, ambas descritas no capítulo 5. Cabe ressaltar que, para a rotina 2TOV, os instantes detectados para as ondas incidentes nos terminais monitorados da LT (t_{11} e t_{21} do SEP apresentado na Figura 5.15) foram estimados considerando a identificação dos primeiros surtos nas respectivas barras de medição, sejam eles obtidos por meio de amostras de tensão ou corrente advindas de TPC e TC ideais, respectivamente. Além disso, as informações trocadas entre ambos os terminais da LT foi realizada admitindo que nenhum atraso é imposto pelo canal de comunicação, isto é, o canal é considerado ideal.

Basicamente, um total de 240 simulações foi realizado, variando-se os parâmetros do curto-circuito, como local, tipo, ângulo de incidência e resistência, cujas informações consideradas estão apresentadas na Tabela 7.2.

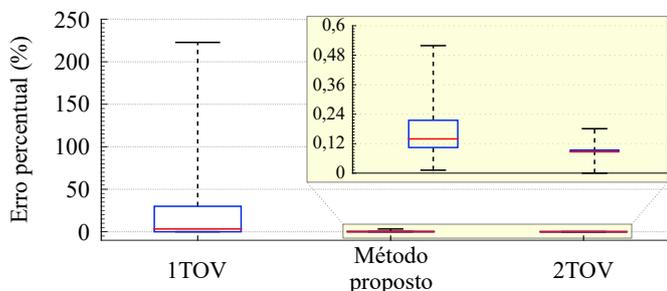
Tabela 7.2. Variáveis utilizadas para as simulações de curto-circuito realizadas no ATP.

Variáveis de simulação	Valores
Local do curto-circuito (km)	1; 30; 50; 70; 99
Tipo de curto-circuito	AT; BC; BCT; ABC
Ângulo de incidência (°)	0; 30; 60; 90; 120; 150
Resistência do curto-circuito (Ω)	1; 200

Fonte: autoria própria.

Os resultados obtidos são apresentados na forma de erros absolutos percentuais em *boxplots*, conforme ilustrados na Figura 7.2.

Figura 7.2. *Boxplots* representando os erros absolutos percentuais obtidos com 1TOV, método proposto e 2TOV.



Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Figura 7.2, os maiores erros foram estimados com 1TOV, cujos valores mais elevados se deram para os curtos-circuitos monofásicos, situados no meio da LT e com ângulo de incidência igual a 0° . Entretanto, erros da ordem de 70% também foram percebidos para distúrbios do tipo ABC com $R = 200 \Omega$ e $\theta_f = 0^\circ$. Por outro lado, o método proposto apresentou boa precisão para tais efeitos, estimando erros máximos menores que 0,52% em todos os casos avaliados, mesmo considerando-se os maiores valores de R_F e $\theta_f = 0^\circ$ para as fases envolvidas na falta.

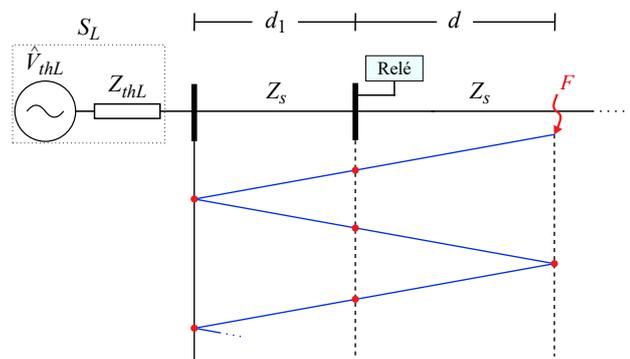
Comparando os resultados obtidos por meio da técnica proposta e 2TOV, as melhores

estimativas foram providas pela rotina que utiliza medições dos dois terminais da LT, uma vez que os erros máximos estimados foram da ordem de 0,18%. De fato, apesar de ser um resultado esperado, dadas as análises de sensibilidade apresentadas no capítulo 5 e uma maior quantidade de informações do SEP utilizadas como dados de entrada do algoritmo, as melhores situações possíveis foram adotadas na implementação da técnica, isto é, não há atraso nos canais de comunicação e que medições de tensão e corrente estão disponíveis simultaneamente nas barras monitoradas. Ainda assim, a diferença entre os erros máximos estimados com o método proposto e 2TOV é de apenas 0,34%, onde espera-se que um valor ainda menor seja obtido no caso em que os dois terminais da LT não estejam perfeitamente sincronizados.

7.3 ANÁLISES EM UM SEP COM LT DE CIRCUITO SIMPLES ATRÁS DO PONTO DE MEDIÇÃO

No caso de sistemas elétricos que apresentam LT de circuito simples situadas atrás do ponto de medição, cujos parâmetros são iguais ao da linha localizada à frente do referido ponto, durante a ocorrência de distúrbios, ondas viajantes refletidas da barra de monitoramento não surgem. De fato, de acordo com as Equações (2.24) e (2.30), devido as linhas apresentarem as mesmas impedâncias características, os coeficientes Γ_i e Γ_v são iguais a zero, podendo fazer com que algoritmos de um terminal que dependam de tais reflexões sejam afetados. Um exemplo deste cenário é ilustrado na Figura 7.3, onde um SEP com uma LT atrás da barra de medição é considerado. As ondas viajantes induzidas por um curto-circuito aplicado em um ponto F também são mostradas na mesma figura.

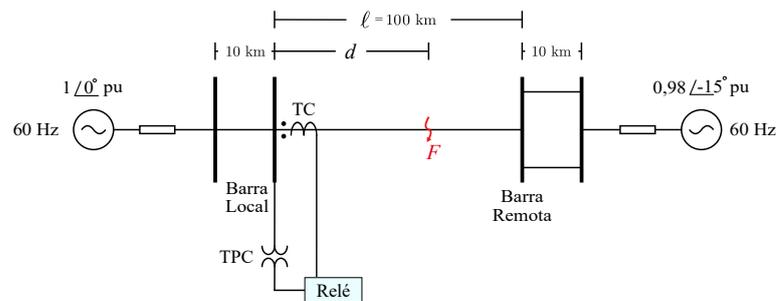
Figura 7.3. SEP de 230 kV com LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.



Fonte: autoria própria.

Sendo assim, de modo a avaliar o desempenho da técnica proposta para as situações mencionadas, o SEP ilustrado na Figura 7.1 foi modificado de forma a conter apenas uma linha de circuito simples atrás da barra de medição, conforme apresentado na Figura 7.4, mantendo-se os parâmetros e comprimentos das LT.

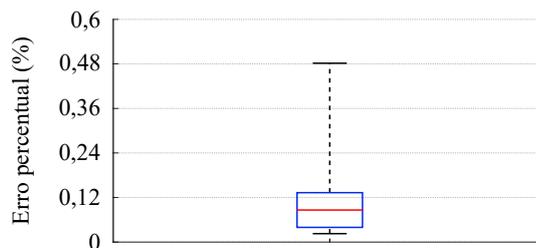
Figura 7.4. SEP de 230 kV com LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.



Fonte: autoria própria.

As análises descritas nesta seção são realizadas considerando as mesmas variáveis dispostas na Tabela 7.2, muito embora apenas os curtos-circuitos não aterrados (BC e ABC) sejam levados em consideração, dado que, para faltas aterradas, apenas os surtos incidentes são necessários para estimar os locais dos distúrbios. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 7.5.

Figura 7.5. *Boxplots* representando os erros absolutos percentuais obtidos com o método proposto para um SEP com uma LT de circuito simples situada atrás do ponto de medição.



Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Figura 7.5, o desempenho do método proposto se mostrou bastante satisfatório uma vez que erros pequenos foram obtidos. Nestes casos, a existência de apenas refrações na barra de medição não afetaram a precisão da técnica. De fato, o conjunto de ondas viajantes induzidas pelo distúrbio estão presentes em S_{prog} e S_{reg} , cujas similaridades entre si e buscadas pela função de correlação são perceptíveis independente da existência de reflexões oriundas da barra de monitoramento, fazendo com que o algoritmo proposto não seja comprometido por tais cenários.

7.4 ANÁLISES EM SEP COM DIFERENTES NÍVEIS DE RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

Durante processamento dos sinais de entrada dos algoritmos de proteção e localização de curtos-circuitos, diferentes níveis de ruído podem se apresentar de forma superposta às grandezas elétricas medidas. Na prática, a precisão das técnicas pode ser afetada pelo nível de ruído existente, que pode ser proveniente da própria LT, a exemplo do efeito corona e de descargas parciais, ou pelo acoplamento elétrico entre os dispositivos (SAHA *et al.*, 2010).

Para avaliar o impacto de diferentes níveis de relação sinal-ruído¹ no método proposto, simulações no SEP ilustrado na Figura 7.1 foram realizadas considerando casos sem ruído e com relações sinal-ruído de 60 dB e 90 dB. Os cenários de falta avaliados são:

- *Caso 1*: AT, $d = 50$ km, $R_F = 20 \Omega$, $\theta_f = 90^\circ$;
- *Caso 2*: AB, $d = 10$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 3*: BCT, $d = 40$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 4*: ABC, $d = 5$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 45^\circ$;
- *Caso 5*: AT, $d = 50$ km, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 6*: BC, $d = 50$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 150^\circ$;
- *Caso 7*: ABC, $d = 5$ km, $R_F = 150 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$.

Os resultados obtidos pelo algoritmo proposto para cada caso avaliado estão dispostos na Tabela 7.3, sendo os erros (ε) dados em km.

Dos resultados apresentados na Tabela 7.3, as estimativas obtidas pelo método proposto para o sistema elétrico operando com as relações sinal-ruído de 60 dB e 90 dB foram similares às obtidas para o SEP sem ruído, exceto para os casos 5 e 6, em que o algoritmo proposto não forneceu estimativas para a relação sinal-ruído de 60 dB. Todavia, nestes casos, nenhum resultado foi estimado uma vez que não houve detecção do instante de ocorrência da falta. De fato, para ângulos de incidência iguais a 0° das fases envolvidas com o distúrbio, os transitórios

¹A relação sinal-ruído consiste na razão entre a potência de um determinado sinal e a potência do ruído associado, isto é, quanto maior a relação sinal-ruído, menor é o efeito do ruído sobre o sinal medido (OPPENHEIN; WILLSKY, 2010).

Tabela 7.3. Resultados obtidos pela técnica proposta para diferentes níveis de relação sinal-ruído.

Caso	Sem ruído		Relação sinal-ruído			
			60 dB		90 dB	
	\tilde{d}	ε (km)	\tilde{d}	ε (km)	\tilde{d}	ε (km)
1 (AT, 50 km, 20 Ω , 90°)	49,84	0,16	49,84	0,16	49,84	0,16
2 (AB, 10 km, 10 Ω , 60°)	10,05	0,05	10,05	0,05	10,05	0,05
3 (BCT, 40 km, 10 Ω , 60°)	40,02	0,02	40,02	0,02	40,02	0,02
4 (ABC, 5 km, 10 Ω , 45°)	5,02	0,02	5,02	0,02	5,02	0,02
5 (AT, 50 km, 10 Ω , 0°)*	50,59	0,59	–	–	50,59	0,59
6 (BC, 50 km, 100 Ω , 150°)*	49,96	0,04	–	–	49,96	0,04
7 (ABC, 5 km, 150 Ω , 0°)	5,17	0,17	5,17	0,17	5,17	0,17

* O símbolo ‘–’ significa que o algoritmo não forneceu estimativas para o local da falta.

Fonte: autoria própria.

induzidos em curtos-circuitos monofásicos e bifásicos são significativamente atenuados (Costa *et al.*, 2012), de forma que, mesmo na existência de tais transitórios amortecidos, os mesmos se apresentam superpostos pelo ruído nestas situações, fazendo com que a identificação das frentes de onda seja comprometida. Assim, dado que não houve detecção do primeiro surto incidente no terminal monitorado, o algoritmo proposto não estimou o local de ocorrência do defeito. No entanto, para demais os casos onde houve a correta identificação dos instantes iniciais das faltas, a precisão da técnica proposta foi satisfatória, mesmo nas situações com níveis mais elevados de ruído.

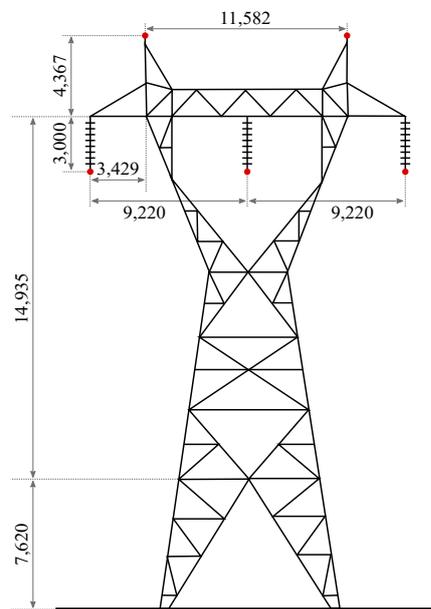
7.5 ANÁLISES EM SEP COM LT MODELADAS A PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS VARIANTES COM A FREQUÊNCIA

Para possibilitar a avaliação do desempenho da técnica proposta em diferentes sistemas elétricos, o SEP de 230 kV/60 Hz utilizado nas análises do capítulo 5, o qual é ilustrado na Figura 5.6, é levado em consideração nesta seção. Para tanto, as simulações são realizadas

considerando a LT modelada a parâmetros distribuídos constantes com a frequência (parâmetros dispostos nas Tabelas 5.1 e 5.2) e a parâmetros distribuídos variantes com a frequência, segundo o modelo reportado em Marti (1982).

Os parâmetros da LT e as características físicas da torre são provenientes de uma linha real do SIN, sendo utilizado um condutor por fase do tipo ACSR 636,0 MCM 26/7. A resistividade do solo é igual a $531 \Omega \cdot \text{m}$. As características físicas da estrutura da torre são ilustradas na Figura 7.6, onde as distâncias apresentadas são dadas em metros.

Figura 7.6. Estrutura da torre proveniente de uma LT real do SIN.



Fonte: autoria própria.

Um total de 10 casos foram simulados, os quais são descritos conforme:

- *Caso 1:* AT, $d = 2 \text{ km}$, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 90^\circ$;
- *Caso 2:* BC, $d = 50 \text{ km}$, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 3:* BC, $d = 50 \text{ km}$, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 4:* BC, $d = 90 \text{ km}$, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 60^\circ$;
- *Caso 5:* BC, $d = 50 \text{ km}$, $R_F = 10 \Omega$, $\theta_f = 150^\circ$;
- *Caso 6:* BC, $d = 50 \text{ km}$, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 150^\circ$;
- *Caso 7:* BC, $d = 90 \text{ km}$, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 150^\circ$;

- *Caso 8*: ABC, $d = 10$ km, $R_F = 200 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 9*: ABC, $d = 50$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$;
- *Caso 10*: ABC, $d = 90$ km, $R_F = 100 \Omega$, $\theta_f = 0^\circ$.

Os resultados obtidos pelo método proposto para cada caso avaliado estão dispostos na Tabela 7.4, sendo os erros (ε) dados em km.

Tabela 7.4. Resultados obtidos pela técnica proposta para os SEP com LT modeladas a parâmetros distribuídos constantes e variantes na frequência.

Caso	Parâmetros distribuídos constantes na frequência		Parâmetros distribuídos variantes na frequência	
	\tilde{d}	ε (km)	\tilde{d}	ε (km)
1 (AT, 2 km, 10 Ω , 90°)	2,26	0,26	2,89	0,89
2 (BC, 50 km, 10 Ω , 60°)	50,02	0,02	49,01	0,99
3 (BC, 50 km, 200 Ω , 60°)	50,02	0,02	49,06	0,94
4 (BC, 90 km, 200 Ω , 60°)	89,96	0,04	89,01	0,99
5 (BC, 50 km, 10 Ω , 150°)	50,02	0,02	49,01	0,99
6 (BC, 50 km, 200 Ω , 150°)	50,02	0,02	49,01	0,99
7 (BC, 90 km, 200 Ω , 150°)	89,96	0,04	89,01	0,99
8 (ABC, 10 km, 200 Ω , 0°)	9,95	0,05	9,80	0,20
9 (ABC, 50 km, 100 Ω , 0°)	50,02	0,02	49,15	0,85
10 (ABC, 90 km, 100 Ω , 0°)	89,96	0,04	89,01	0,99

Fonte: autoria própria.

Dos resultados apresentados na Tabela 7.4, os maiores erros foram obtidos para a LT modelada a parâmetros distribuídos dependentes da frequência. De fato, nestes casos, as componentes de alta frequência induzidas pelo distúrbio podem se apresentar de maneira mais atenuada no terminal monitorado, além de que os efeitos de dispersão devidos à terra podem se tornar mais evidentes, fazendo com que o desempenho do algoritmo proposto seja ligeiramente afetado. Ainda assim, o maior erro obtido foi da ordem de apenas 0,99%.

Portanto, a partir das análises realizadas e dos resultados obtidos, embora a aplicação do método apresentado necessite que medições com precisão aceitável sejam garantidas, constata-se que a técnica proposta para localização de curtos-circuitos com dados de apenas um terminal monitorado da LT se apresenta como uma ferramenta passível de ser utilizada em aplicações de localização de faltas e em pesquisas na área, visto que o algoritmo demonstrou um desempenho satisfatório mesmo nos casos em que as limitações tradicionalmente reportadas na literatura foram consideradas, a exemplo dos efeitos de altas resistências de falta e do ângulo de incidência igual a 0° para as fases envolvidas no distúrbio. Além disso, o método proposto surge como uma alternativa de menor custo para implementação em situações onde não há canais de comunicação ou dispositivos de sincronização de tempo disponíveis.

7.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, análises comparativas foram realizadas entre o desempenho do método proposto com um relé numérico real, que opera com funções no domínio do tempo, bem como com algoritmos de localização de distúrbios de um e dois terminais baseados na teoria de ondas viajantes. Inicialmente, registros oscilográficos foram gerados no ATP e utilizados nos relés digitais, considerando-se diferentes parâmetros de falta, inclusive com situações que retratam fatores limitantes tradicionalmente reportados na literatura para esta classe de métodos, a exemplo de altas resistências de curtos-circuitos e ângulo de incidência igual a 0° para as fases envolvidas no distúrbio. Em seguida, simulações no ATP foram conduzidas para avaliar o desempenho do algoritmo proposto com técnicas de um e dois terminais, com dados perfeitamente sincronizados, reportadas na literatura. Além disso, testes com sistemas elétricos que apresentam LT de circuito simples, com mesma impedância característica de outras linhas do SEP, situadas atrás do ponto de medição foram realizados, além de avaliações considerando sistemas elétricos operando com diferentes níveis de ruído e com LT modeladas a parâmetros distribuídos dependentes da frequência.

Dos resultados obtidos, constatou-se a robustez do método proposto para localizar faltas em LT com dados de apenas um terminal. De fato, comprovou-se que o desempenho da técnica é bastante satisfatório, mesmo nos casos críticos em que altos valores de resistência e ângulos de incidência igual a 0° das fases envolvidas no distúrbio são considerados, apresentando, inclusive,

erros máximos próximos àqueles obtidos com a rotina de dois terminais com dados perfeitamente sincronizados, o que torna a técnica proposta uma ferramenta promissora para utilização em aplicações de localização de curtos-circuitos.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Um novo método para localização de curtos-circuitos no domínio do tempo com dados de apenas um terminal monitorado da LT foi apresentado, o qual utiliza ondas viajantes incidentes de corrente para estimar o local do distúrbio no caso de faltas aterradas, e uma função de correlação entre surtos progressivos e regressivos para o caso de defeitos que não envolvam a terra. Da revisão bibliográfica, mecanismos para se estimar o ponto de ocorrência do distúrbio com dados de dois terminais são reportados como mais robustos, dada a troca de uma maior quantidade de informações do sistema para realizar tal procedimento. Todavia, no caso em que ocorra falha de comunicação entre os dispositivos de proteção instalados nas barras de medição do SEP, ou caso o canal de comunicação não exista, técnicas de um terminal surgem como alternativas promissoras, muito embora ainda exista uma lacuna na literatura com algoritmos desta categoria que apresentem boa precisão, fato este que motivou o desenvolvimento desta pesquisa.

O algoritmo proposto é baseado nos coeficientes obtidos da transformada de Park, os quais são sensibilizados, até mesmo, em situações onde os transitórios induzidos pelo curto-circuito se apresentam de forma bastante atenuada, a exemplo de distúrbios com resistência elevada e com ângulos de incidência iguais a 0° das fases envolvidas na falta. Além disso, diferentemente de outras técnicas reportadas na literatura, no método proposto não há necessidade de se utilizar outras classes de rotinas para pré-estimar o ponto de ocorrência do defeito, ou utilizar técnicas baseadas em fasores para identificar ondas refletidas do curto-circuito, tornando-o imune a imprecisões que, por ventura, possam vir a afetar o desempenho das referidas funções.

Inicialmente, o método proposto foi avaliado por meio de comparações com os resultados fornecidos por um relé numérico real que opera com funções no domínio do tempo, onde registros oscilográficos gerados no ATP foram utilizados como dados de entrada do dispositivo de

proteção. Para tanto, considerou-se apenas o desempenho da função de localização de curtos-circuitos de um terminal baseada na teoria de ondas viajantes embarcada no equipamento. Dos resultados obtidos, a técnica proposta demonstrou um desempenho bastante satisfatório, atuando, inclusive, para casos críticos onde altos valores de resistência e ângulos de incidência iguais a 0° das fases envolvidas na falta eram considerados.

Em seguida, comparações com o desempenho de rotinas no domínio do tempo de um e dois terminais com dados perfeitamente sincronizados foram realizadas. Nessas análises, as melhores estimativas foram providas pelo algoritmo que utiliza medições dos dois terminais da LT, conforme esperado. Entretanto, as melhores situações possíveis foram adotadas na implementação da técnica, isto é, atrasos nos canais de comunicação não foram levados em consideração. Ainda assim, a diferença entre os erros máximos estimados com o método proposto e a referida rotina foram pequenos, comprovando-se a eficiência do algoritmo proposto em se estimar o local da falta com dados de apenas um terminal monitorado. Além disso, uma economia significativa de recursos para sua utilização pode ser alcançada, uma vez que sua aplicação não depende da instalação de canais de comunicação e seus dispositivos associados. Resultados satisfatórios também foram alcançados considerando sistemas elétricos operando com níveis mais elevados de ruído.

Além do método proposto para localização de curtos-circuitos no domínio do tempo, estudos minuciosos acerca do sistema de aquisição de dados foram efetuados, onde novas análises de sensibilidade referentes aos parâmetros que mais afetam as respostas em frequência de cinco modelos de TPC foram realizadas, destacando-se, inclusive, as variações nas respostas de fase, as quais não são comumente reportadas na literatura. Das análises, constatou-se que variações significativas nas curvas de resposta em frequência podem ocorrer por erros de modelagem dos dispositivos, ou até pelo próprio envelhecimento do equipamento, fazendo com que distorções induzidas nos sinais de tensão secundários se tornem ainda mais evidentes.

O impacto das repostas dinâmicas dos TI avaliados foi investigado em relação a uma série de algoritmos de proteção de sistemas elétricos, a exemplo de rotinas de estimação fasorial, proteção de distância, localização de curtos-circuitos baseadas tanto em componentes fundamentais como na teoria de ondas viajantes, além de procedimentos de monitoramento de harmônicos. Neste cenário, para possibilitar análises mais próximas da realidade, diferentes filtros *anti-*

aliasing em cascata com os TI foram levados em conta, de modo a representar uma estrutura mais completa do sistema de aquisição de dados, onde as análises mencionadas foram realizadas por meio de várias simulações de curtos-circuitos no ATP.

Dos resultados obtidos, a resposta transitória da maioria dos modelos de TPC levou as funções de proteção de distância ao sobrealcançe para distúrbios situados próximos ao limite de primeira zona, dado que oscilações nos fasores de tensão levaram a menores impedâncias medidas. No que tange aos algoritmos de localização de curtos-circuitos, constatou-se que aqueles baseados na teoria de ondas viajantes são, de fato, mais robustos que os dependentes de fasores fundamentais, uma vez que foram menos sensíveis aos fatores limitantes aqui investigados, como imprecisões nos parâmetros da LT, além das próprias características do defeito. Não obstante que o uso dessas técnicas aparecem como as soluções mais recentes implementadas em relés de proteção comerciais. Todavia, a precisão das referidas rotinas foi afetada a depender das medições realizadas pelos TI em conjunto com os filtros *anti-aliasing*, verificando-se que, para os casos em que apenas medições de tensão estejam disponíveis nos terminais monitorados, o desempenho dos métodos é comprometido caso o TPC atenuie as componentes de alta frequência presentes nas amostras de tensão durante o distúrbio. Por outro lado, quando o TPC amplifica tais componentes, as estimações são realizadas com maior precisão para as técnicas de dois terminais, sendo os resultados ainda melhores que os obtidos quando apenas medições de corrente estão disponíveis, sinais estes que são tradicionalmente utilizados como dados de entrada dos algoritmos.

Como contribuição adicional, análises estatísticas dos erros obtidos com diferentes categorias de métodos de localização de distúrbios também foram realizadas, onde considerou-se um total de 10.500 simulações de curtos-circuitos em LT. Dos resultados, constatou-se que os erros estimados podem ser descritos por uma função com distribuição de probabilidade normal, independente da classe de algoritmos avaliada.

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

- Realizar análises de desempenho do método proposto por meio da utilização de registros reais provenientes de dispositivos de proteção e localização de curtos-circuitos que operem com funções no domínio do tempo;

- Investigar o desempenho da técnica proposta por meio da compensação dos sinais secundários de tensão provenientes de diferentes modelos de TPC, bem como da compensação dos sinais secundários de corrente quando o TC opera em condições de saturação;
- Comparar o desempenho do algoritmo proposto com técnicas de localização de curtos-circuitos baseadas no domínio do tempo que dependem de medições de dois terminais com dados não sincronizados;
- Avaliar o desempenho da técnica proposta em sistemas elétricos com LT com compensação série, bem como em sistemas com configurações mais complexas;
- Realizar análises de sensibilidade dos parâmetros não lineares dos TI, de modo a verificar as alterações nas suas respectivas respostas em frequência de amplitude e de fase;
- Determinar os coeficientes de reflexão e refração das ondas viajantes para todos os tipos de curtos-circuitos, de modo a verificar o fato de que para faltas que envolvam a terra, os surtos refratados são mais evidentes nos terminais monitorados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALTAY, O.; GURSOY, E.; KALENDERLI, O. Single end travelling wave fault location on transmission systems using wavelet analysis. In: *2014 ICHVE International Conference on High Voltage Engineering and Application*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4.
- ANNABATTULA, J.; YELAMANCHI, D.; SIRISH, T. S. Factors influencing the frequency response of capacitive voltage transformer. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, v. 3, p. 11079–11085, Agosto 2007. ISSN 2320-3765.
- AURANGZEB, M.; CROSSLEY, P. A.; GALE, P. Fault location on a transmission line using high frequency travelling waves measured at a single line end. In: *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 4, p. 2437–2442 vol.4.
- AURANGZEB, M.; CROSSLEY, P. A.; GALE, P. Fault location using the high frequency travelling waves measured at a single location on a transmission line. In: *2001 Seventh International Conference on Developments in Power System Protection (IEE)*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 403–406. ISSN 0537-9989.
- 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.
- BEWLEY, L. V. Traveling waves on transmission systems. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 50, n. 2, p. 532–550, June 1931. ISSN 0096-3860.
- BO, Z. Q.; AGGARWAL, R. K.; JOHNS, A. T. A new approach to transmission protection using fault generated high frequency current signals. In: *12th Power Systems Computation Conference*. [S.l.: s.n.], 1996.

- BO, Z. Q.; JOHNS, A. T.; AGGARWAL, R. K. A novel fault locator based on the detection of fault generated high frequency transients. In: *Sixth International Conference on Developments in Power System Protection (Conf. Publ. No. 434)*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 197–200. ISSN 0537-9989.
- 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.
- CHRISTOPOULOS, C.; THOMAS, D. W. P.; WRIGHT, A. Scheme, based on travelling-waves, for the protection of major transmission lines. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, v. 135, n. 1, p. 63–73, Jan 1988. ISSN 0143-7046.
- COSTA, F. B. *Uma Técnica de Diagnóstico em Tempo Real de Distúrbios Transitórios Baseada na Transformada Wavelet para Uso em Registradores Digitais de Perturbação*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, Julho 2010.
- 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. 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.
- CROSSLEY, P. A.; MCLAREN, P. G. Distance protection based on travelling waves. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102, n. 9, p. 2971–2983, Sept 1983. ISSN 0018-9510.
- CRUZ, M. C. S.; RAMOS, S. P.; Medeiros Jr., F.; LEITÃO, J. J. A. L.; CAUPONI, S. G. A. Metodologia para sincronização de registros de falta baseada em equações de circuito equi-

- valente de linhas de transmissão. *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, Fortaleza, Brasil, Novembro 2012.
- DANTAS, K. M. C. *Chaveamento Controlado Aplicado ao Religamento Rápido de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, abril 2012.
- DAS, S.; SANTOSO, S.; GAIKWAD, A.; PATEL, M. Impedance-based fault location in transmission networks: theory and application. *IEEE Access*, v. 2, p. 537–557, 2014. ISSN 2169-3536.
- DOMMEL, H. W.; MICHELS, J. High-speed relaying using traveling wave transient analysis. In: *IEEE PES Winter Meeting*. [S.l.: s.n.], 1978. p. 214–219.
- DONG, X. Z.; REDFERN, M. A.; BO, Z.; JIANG, F. The application of the wavelet transform of travelling wave phenomena for transient based protection. *International Conference on Power Systems Transients*, New Orleans, USA, September/October 2003.
- ERIKSSON, L.; SAHA, M. M.; ROCKEFELLER, G. D. An accurate fault locator with compensation for apparent reactance in the fault resistance resulting from remote-end infeed. *IEEE Power Engineering Review*, PER-5, n. 2, p. 44–44, Feb 1985. ISSN 0272-1724.
- FAYBISOVICH, V.; FEIGINOV, M.; KHOROSHEV, M. I. Investigation of frequency domain traveling wave fault location methods. In: *IEEE PES T D 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–9. ISSN 2160-8555.
- FAYBISOVICH, V.; KHOROSHEV, M. I. Frequency domain double-ended method of fault location for transmission lines. In: *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 2160-8555.
- 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: *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1753–1757.

- FERNANDES Jr., D. *Modelo de Transformadores de Potencial Capacitivos para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, dezembro 2003.
- FERNANDES Jr., D.; NEVES, W.; VASCONCELOS, J. Coupling capacitor voltage transformer: A model for electromagnetic transient studies. *Electric Power Systems Research*, v. 77, n. 2, p. 125 – 134, 2007. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779606000484>>.
- FERRER, H. J. A.; SCHWEITZER, E. *Modern Solutions for Protection, Control, and Monitoring of Electric Power Systems*. 1. ed. [S.l.]: Schweitzer Engineering Laboratories, Inc., 2010. ISBN 978-0-9725026-3-4.
- FISCHER, N.; SKENDZIC, V.; MOXLEY, R.; NEEDS, J. Protective relay traveling wave fault location. In: *11th IET International Conference on Developments in Power Systems Protection (DPSP 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3.
- GALE, P. F.; CROSSLEY, P. A.; BINGYIN, X.; YAOZHONG, G.; CORY, B. J.; BARKER, J. R. G. Fault location based on travelling waves. In: *Developments in Power System Protection, 1993., Fifth International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 54–59.
- GILANY, M.; IBRAHIM, D. k.; ELDIN, E. S. T. Traveling-wave-based fault-location scheme for multiend-aged underground cable system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 82–89, Jan 2007. ISSN 0885-8977.
- GIRGIS, A. A.; HART, D. G.; PETERSON, W. L. A new fault location technique for two- and three-terminal lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 1, p. 98–107, Jan 1992. ISSN 0885-8977.
- GLIK, K.; RASOLOMAMPIONONA, D. D.; KOWALIK, R. Detection, classification and fault location in hv lines using travelling waves. *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, 2012. ISSN 0033-2097.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. *Power System Analysis and Design*. Estados Unidos da América: Ed. Cengage Learning, 2011. ISBN 9781111425791.

- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M.; CHEN, D. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying dc-offset on the fourier algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 3, p. 711–717, July 2003. ISSN 0885-8977.
- GUZMÁN, A.; KASZTENNY, B.; TONG, Y.; MYNAM, M. V. Accurate and economical traveling-wave fault locating without communications. In: *2018 71st Annual Conference for Protective Relay Engineers (CPRE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–18. ISSN 2474-9753.
- HA, H. X.; ZHANG, B. H.; LV, Z. L. A novel principle of single-ended fault location technique for ehv transmission lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 4, p. 1147–1151, Oct 2003. ISSN 0885-8977.
- HOU, D.; ROBERTS, J. Capacitive voltage transformer: transient overreach concerns and solutions for distance relaying. In: *Electrical and Computer Engineering, 1996. Canadian Conference on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 119–125 vol.1. ISSN 0840-7789.
- 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. M. Accurate noniterative fault-location algorithm utilizing two-end unsynchronized measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 2, p. 547–555, April 2011. ISSN 0885-8977.
- IZYKOWSKI, J.; ROSOŁOWSKI, E.; SAHA, M. Post-fault analysis of operation of distance protective relays of power transmission lines. In: *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 7 pp.–. ISSN 1932-5517.
- JAMALI, S.; GHEZELJEH, A. Fault location on transmission line using high frequency travelling waves. In: *2004 Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 220–223 Vol.1. ISSN 0537-9989.

- JIA, H. An improved traveling-wave-based fault location method with compensating the dispersion effect of traveling wave in wavelet domain. *Mathematical Problems in Engineering*, v. 2017, p. 11, 2017.
- JIAN, Q.; XIANGXUN, C.; JIANCHAO, Z. Travelling wave fault location of transmission line using wavelet transform. In: *Power System Technology, 1998. Proceedings. POWERCON '98. 1998 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 533–537 vol.1.
- JIE, L.; ELANGO VAN, S.; DEVOTTA, J. B. X. Adaptive travelling wave protection algorithm using two correlation functions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 1, p. 126–131, Jan 1999. ISSN 0885-8977.
- JOHNS, A. T.; JAMALI, S. Accurate fault location technique for power transmission lines. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, v. 137, n. 6, p. 395–402, Nov 1990. ISSN 0143-7046.
- KASZTENNY, B.; SHARPLES, D.; ASARO, V.; POZZUOLI, M. Digital relays and capacitive voltage transformers: Balancing speed and transient overreach. *Texas A&M 53rd Annual Conference for Protective Relay Engineers*, College Station, Texas, April 2000.
- KEZUNOVIC, M.; KOJOVIC, L.; SKENDZIC, V.; FROMEN, C. W.; SEVCIK, D. R.; NILSSON, S. L. Digital models of coupling capacitor voltage transformers for protective relay transient studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 7, n. 4, p. 1927–1935, Oct 1992. ISSN 0885-8977.
- KOJOVIC, L.; KEZUNOVIC, M.; FROMEN, C. W. A new method for the ccvt performance analysis using field measurements, signal processing and emtp modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 4, p. 1907–1915, Oct 1994. ISSN 0885-8977.
- LEUVEN EMTP CENTER. *ATP - Alternative Transient Program: Rule book*. Herverlee, Belgium, 1987.
- LIANG, J.; ELANGO VAN, S.; DEVOTTA, J. Application of wavelet transform in travelling wave protection. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 22, n. 8, p. 537 – 542, 2000. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061500000338>>.

- LIN, S.; HE, Z. Y.; LI, X. P.; QIAN, Q. Q. Travelling wave time-frequency characteristic-based fault location method for transmission lines. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 6, n. 8, p. 764–772, August 2012. ISSN 1751-8687.
- LIU, Y.; SHENG, G.; HE, Z.; JIANG, X. A traveling wave fault location method for earth faults based on mode propagation time delays of multi-measuring points. *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, 2012. ISSN 0033-2097.
- LIVANI, H.; EVRENOSOGLU, C. Y. A traveling wave based single-ended fault location algorithm using dwt for overhead lines combined with underground cables. In: *IEEE PES General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISSN 1932-5517.
- LOPES, F.; BARROS, D.; REIS, R.; COSTA, C.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N.; NEVES, W. L.; MORAES, S. Methodology for protection performance evaluation on power transmission networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8977.
- LOPES, F. V. *Localização de Faltas em Tempo Real Baseada na Teoria de Ondas Viajantes Usando Dados Não Sincronizados de Dois Terminais*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, maio 2014.
- LOPES, F. V. Settings-free traveling-wave-based earth fault location using unsynchronized two-terminal data. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 5, p. 2296–2298, Oct 2016. ISSN 0885-8977.
- LOPES, F. V.; BARROS, D.; COSTA, C.; NASCIMENTO, J.; REIS, R.; BRITO, N.; NEVES, W.; MORAES, S. Localização de faltas em linhas de transmissão usando dados não-sincronizados de dois terminais. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Natal, Brasil, Maio 2016.
- LOPES, F. V.; BARROS, D.; REIS, R.; COSTA, C.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N.; NEVES, W.; MORAES, S. Influência de métodos de estimação fasorial no processo de análise de faltas no sistema chesf. *XI Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Campina Grande, Brasil, Julho 2015.

- LOPES, F. V.; SILVA, K. M.; COSTA, F. B.; NEVES, W. L. A.; FERNANDES, D. Real-time traveling-wave-based fault location using two-terminal unsynchronized data. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 3, p. 1067–1076, June 2015. ISSN 0885-8977.
- MACHADO, E. P. *Compensação Dinâmica dos Transitórios de Baixa Frequência de Transformadores de Potencial Capacitivos para Otimização da Proteção de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, dezembro 2013.
- MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. Fault location using wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 4, p. 1475–1480, Oct 1998. ISSN 0885-8977.
- Marti, J. R. Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in electromagnetic transient simulations. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101, n. 1, p. 147–157, Jan 1982. ISSN 0018-9510.
- MARX, S.; JOHNSON, B. K.; GUZMÁN, A.; SKENDZIC, V.; MYNAM, M. V. Traveling wave fault location in protective relays: Design, testing, and results. In: *16th Annual Georgia Tech Fault and Disturbance Analysis Conference*. [S.l.: s.n.], 2013.
- 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.
- NAIDU, S. R. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. Paraíba: Grafset, 1985.
- NAODOVIC, B. *Influence of instrument transformers on power system protection*. Tese (Doutorado) — Texas A&M University, 2005.
- NOVOSEL, D.; HART, D.; HU, Y.; MYLLYMAKI, J. *System for locating faults and estimating fault resistance in distribution networks with tapped loads*. Google Patents, nov. 17 1998. US Patent 5,839,093. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US5839093>>.
- OLIVEIRA, P. V. B. de; NEVES, W. L. A.; FERNANDES Jr., D.; REIS, R. L. de A. Impact of data acquisition system on impedance-based fault locators. *International Conference on Power Systems Transients*, Perpignan, France, June 2019.

- OPPENHEIN, A. V.; WILLSKY, A. S. *Sinais e Sistemas*. 2. ed. São Paulo: Ed. Pearson, 2010. ISBN 978-85-4301-380-0.
- PAJUELO, E.; RAMAKRISHNA, G.; SACHDEV, M. S. Phasor estimation technique to reduce the impact of coupling capacitor voltage transformer transients. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 2, n. 4, p. 588–599, July 2008. ISSN 1751-8687.
- 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.
- PATHIRANA, V.; MCLAREN, P. G.; DIRKS, E. Investigation of a hybrid travelling wave/impedance relay principle. In: *IEEE CCECE2002. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37373)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 48–53 vol.1. ISSN 0840-7789.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems*. 2. ed. England: A John Wiley and Sons Ltd, 2009. (Protective relays). ISBN 978-0-470-05713-1.
- REIS, R. L. A.; COSTA, C.; BARROS, D. T.; LOPES, F. V.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N. S. D.; NEVES, W. L. A.; MORAES, S. R. D. Validação de um aplicativo para diagnóstico de distúrbios e desempenho da proteção baseada em simulações em tempo real. *XVII Encuentro Regional Iberoamericano Del Cigre*, Ciudad Del Este, Paraguai, Maio 2017.
- RORDEN, H. L. Visual flashover indicator. In: *Electrical World*. [S.l.: s.n.], 1949. v. 132, p. 71.
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault Location on Power Networks*. London: Ed. Springer, 2010. (Power Systems). ISBN 978-1-84882-885-8.
- SALIM, R. H.; SALIM, K. C. O.; BRETAS, A. S. Further improvements on impedance-based fault location for power distribution systems. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 5, n. 4, p. 467–478, April 2011. ISSN 1751-8687.
- SANTOS Jr., R. F.; LOPES, F. V.; REIS, R. L. A.; MACHADO, E. P. Análise da resposta em frequência de transformadores de potencial capacitivos considerando o envelhecimento de componentes internos. *XVIII Encuentro Regional Iberoamericano Del Cigre*, Foz do Iguaçu, Brasil, Maio 2019.

- SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W. M. Power quality disturbance data compression using wavelet transform methods. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 3, p. 1250–1257, Jul 1997. ISSN 0885-8977.
- SCHWEITZER, E. O.; GUZMÁN, A.; MYNAM, M. V.; SKENDZIC, V.; KASZTENNY, B.; MARX, S. Locating faults by the traveling waves they launch. In: *2014 67th Annual Conference for Protective Relay Engineers*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 95–110.
- SCHWEITZER, E. O.; KASZTENNY, B.; GUZMÁN, A.; SKENDZIC, V.; MYNAM, M. V. Speed of line protection - can we break free of phasor limitations? In: *2015 68th Annual Conference for Protective Relay Engineers*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 448–461.
- SCHWEITZER, I. E. O.; KASZTENNY, B.; MYNAM, M.; GUZMÁN, A.; SKENDZIC, V. New time-domain line protection principles and implementation. In: *13th International Conference on Developments in Power System Protection*. [S.l.: s.n.], 2016.
- Edmund O. Schweitzer III & Bogdan Z. Kasztenny. *Distance protection using traveling waves in an electric power delivery system*. March 2019. 20190094291. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/y2019/0094291.html>>.
- Edmund O. Schweitzer III & Veselin Skendzic. *High-fidelity voltage measurement using resistive divider in a capacitance-coupled voltage transformer*. March 2019. 20190094287. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/y2019/0094287.html>>.
- SHEHAB-ELDIN, E. H.; MCLAREN, P. G. Travelling wave distance protection-problem areas and solutions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 3, n. 3, p. 894–902, Jul 1988. ISSN 0885-8977.
- SILVA, C. A. *Filtros Digitais Recursivos para Redução do Impacto da Resposta Transitória do TPC*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, março 2014.
- SILVA, K. M. e. *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.

- SPOOR, D.; ZHU, J. G. Improved single-ended traveling-wave fault-location algorithm based on experience with conventional substation transducers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, p. 1714–1720, July 2006. ISSN 0885-8977.
- 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. A.; MCLAREN, P.; ALEXANDER, G.; DAWSON, D.; ESZTERGALYOS, J.; FROMEN, C.; GLINKOWSKI, M.; HASENWINKLE, I.; KEZUNOVIC, M.; KOJOVIC, L.; KOTHEIMER, B.; KUFFEL, R.; NORDSTROM, J.; ZOCHOLL, S. Mathematical models for current, voltage, and coupling capacitor voltage transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 1, p. 62–72, Jan 2000. ISSN 0885-8977.
- TZIOUVARAS, D. A.; ROBERTS, J. B.; BENMOUYAL, G. New multi-ended fault location design for two- or three-terminal lines. In: *2001 Seventh International Conference on Developments in Power System Protection (IEE)*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 395–398. ISSN 0537-9989.
- XINZHOU, D.; ZHENG, C.; XUANZHOU, H.; KEHONG, W.; CHENGMU, L. Optimizing solution of fault location. In: *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*,. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1113–1117 vol.3.
- ZIMATH, S. L.; RAMOS, M. A. F.; FILHO, J. E. S. Comparison of impedance and travelling wave fault location using real faults. In: *IEEE PES T D 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. ISSN 2160-8555.
- ZIMMERMAN, K.; MARTIN, A.; AGUDO, M.; ASHRAFI, H.; BUNEO, J.; DOCARMO, H.; FISCHER, N.; HOLBACH, J.; HORTON, R.; JONES, K.; LANE, J.; LIAO, Y.; MOONEY, J.; PADURARU, C.; PAJUELO, E.; PATTERSON, R.; PRICE, E.; SEVCIK, D.; TURNER, R.; UCHIYAMA, J.; WANG, J. *Distance Element Response to Distorted Waveforms*. [S.l.], 2013.

ZOCHOLL, S. E. Three-phase circuit analysis and the mysterious k0 factor. In: *22nd Annual Western Protective Relay Conference*. [S.l.: s.n.], 1995.

APÊNDICE A

PARÂMETROS NÃO LINEARES DOS TPC AVALIADOS

Apresenta-se na Tabela A.1 os parâmetros não lineares dos CSF ($\lambda - i$) referentes aos TPC 1 e 3. Na Tabela A.2, por sua vez, são apresentados os parâmetros da característica não linear ($v - i$) do pararraios de carboneto de silício do TPC 2. Assim como descrito no capítulo 4, tais informações são reportadas em IEEE Power System Relaying Committee (2004) para o TPC 1, em FERNANDES Jr. (2003) para o TPC 2, e em CARVALHO Jr. (2008) para os TPC 3 e 4.

Tabela A.1. Característica não linear dos CSF referentes aos TPC 1 e 3.

TPC 1		TPC 3	
Corrente (A)	Fluxo (V·s)	Corrente (A)	Fluxo (V·s)
0,100	0,035	1,33700	0,26453
-	-	1,72886	0,30314
-	-	2,61222	0,34249
-	-	8,7442	0,38633
-	-	874,42039	7,46552

Fonte: autoria própria.

Tabela A.2. Característica não linear do pararraios de carboneto de silício do TPC 2.

Corrente (A)	Tensão (kV)*
100	20,8
200	27,9
500	39,0
1000	42,9
2000	45,5

* Tensão disruptiva do *gap* do TPC 2 em 60 Hz é igual a 82,73 kV.

Fonte: autoria própria.

Os parâmetros não lineares ($\lambda - i$) do transformador intermediário dos TPC 1 a 4 são apresentadas na Tabela A.3, enquanto que as relações de espiras do transformador intermediário de cada TPC são descritas na Tabela A.4.

Tabela A.3. Característica não linear do transformador intermediário.

TPC 1		TPC 2	
Corrente (A)	Fluxo (V·s)	Corrente (A)	Fluxo (V·s)
0,001421	13,7867	0,076368	0,025772
-	-	0,720881	0,189066
-	-	1,429369	0,396889
-	-	2,511675	0,748388
-	-	3,662012	0,863553
-	-	4,587227	0,903317
-	-	5,712037	0,942706
-	-	55,527018	1,556415
-	-	5552,7018	1,562242

TPC 3		TPC 4	
Corrente (A)	Fluxo (V·s)	Corrente (A)	Fluxo (V·s)
0,004200	96,6910	0,003430	73,5350
0,005435	108,0632	0,004668	77,6537
0,026216	128,9544	0,005875	81,4258
0,056527	147,6914	0,007907	84,8511
5,652736	3513,43	0,790712	1966,0534

Fonte: autoria própria.

Tabela A.4. Relação de transformação do TP intermediário.

TPC	$N_{X_1-X_3}$	$N_{X_2-X_3}$	$N_{X_4-X_3}$	$N_{X_1-X_2}$	N_{CSF}
1	6584/115	-	-	-	1980/1000
2	17320/113,5	17320/113,5	-	-	-
3	-	13355/66,4	100/5,2	13355/48,6	-
4	11558/115	-	-	-	-
5	5058/66,7	-	-	-	-

Fonte: autoria própria.

APÊNDICE B

EXEMPLO DE CÁLCULO DA FUNÇÃO DE CORRELAÇÃO

Neste apêndice, um exemplo de cálculo da função de correlação é apresentado. Para tanto, considere dois vetores y_1 e y_2 que são definidos conforme:

$$y_1 = [0, 1; 0, 1; -2; 2; -2; 2; -0, 1] , \quad (\text{B.1a})$$

$$y_2 = [0, 1; 2, 2; -2; 1, 2; 0, 1; 0, 1; 0, 2] , \quad (\text{B.1b})$$

os quais são ilustrados na Figura B.1.

Figura B.1. Sinais utilizados para cálculo da função de correlação: (a) y_1 ; (b) y_2 .



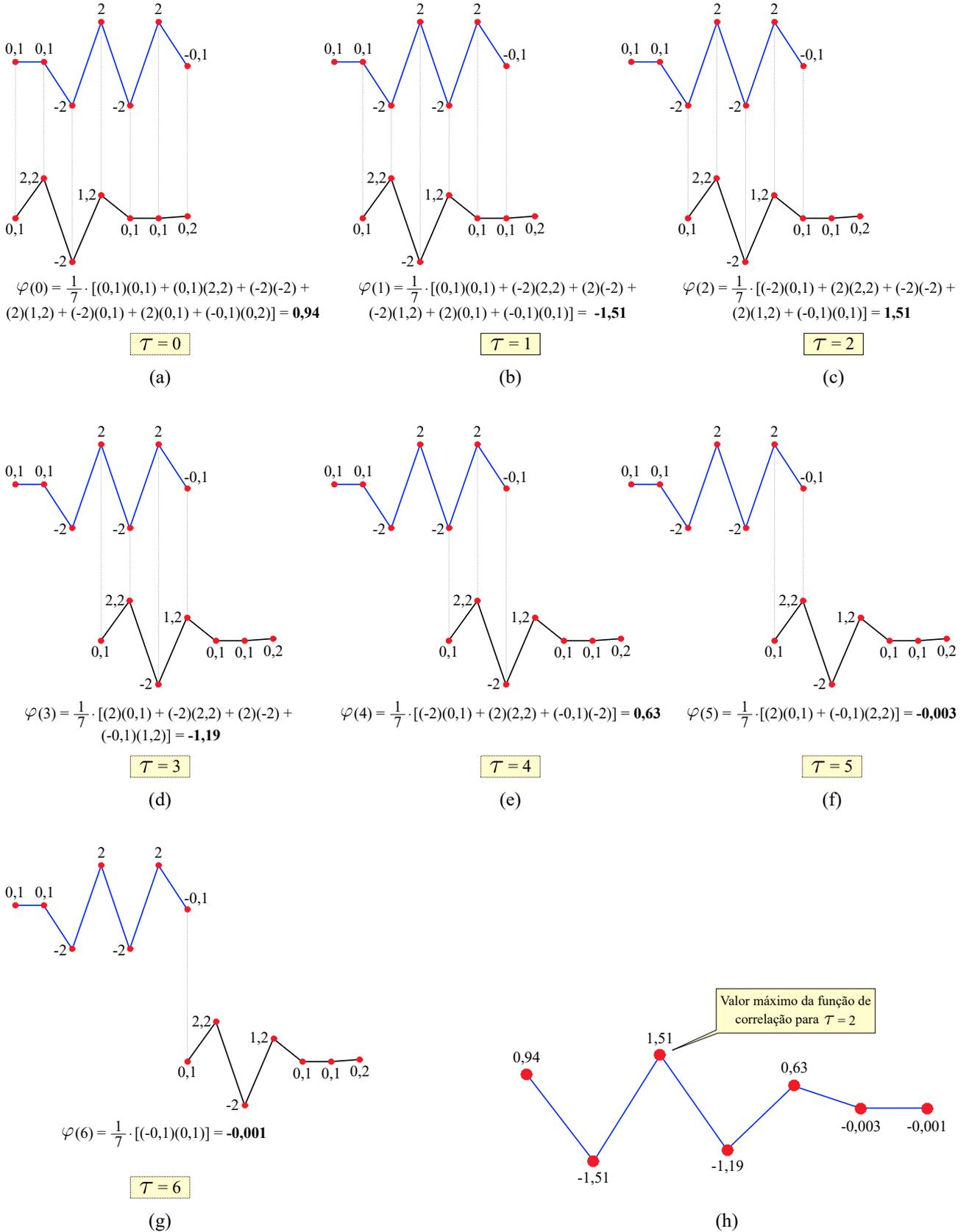
Fonte: autoria própria.

Basicamente, para identificação das similaridades existentes entre os sinais y_1 e y_2 , uma função de correlação pode ser aplicada. Para ilustrar o procedimento básico de cálculo da referida função, o sinal de referência será adotado como y_1 , enquanto que y_2 será deslocado a cada passo de cálculo ao longo de y_1 , sendo a função de correlação expressa segundo:

$$\varphi(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M [y_2(k + \tau) \cdot y_1(k)] , \quad (\text{B.2})$$

em que M é igual a 7, isto é, igual ao número de pontos de y_1 . Este processo de determinação de φ é ilustrado na Figura B.2, onde a amostra $\tau = 0$ consiste no ponto em que não há atraso entre y_1 e y_2 .

Figura B.2. Processo de cálculo da função de correlação entre os sinais y_1 e y_2 : (a) $\tau = 0$; (b) $\tau = 1$; (c) $\tau = 2$; (d) $\tau = 3$; (e) $\tau = 4$; (f) $\tau = 5$; (g) $\tau = 6$; (h) φ .



Fonte: autoria própria.

Conforme apresentado na Figura B.2, a maior similaridade existente entre as formas de onda de y_1 e y_2 ocorre para $\tau = 2$ (Figura B.2(c)). De fato, é neste instante em que o valor máximo de φ é estimado (Figura B.2(h)).

Procedimento análogo ao mostrado na Figura B.2 é utilizado no método proposto descrito no capítulo 6, uma que as ondas viajantes incidentes no terminal monitorado devido a curtos-circuitos que ocorrem em sistemas elétricos apresentam a mesma forma de onda dos surtos refletidos do ponto de ocorrência do distúrbio. Deste modo, as similaridades entre as ondas progressivas e regressivas são estimadas pela função de correlação, determinando-se, assim, a amostra τ relativa ao atraso entre tais sinais.

APÊNDICE C

FORMULAÇÃO MATEMÁTICA UTILIZANDO A TRANSFORMADA DE PARK

Neste apêndice, as expressões matemáticas necessárias para se estimar o ângulo θ_v a ser utilizado para calcular os sinais de tensão e corrente de eixo direto, bem como a possibilidade de desacoplar as grandezas do sistema elétrico por meio da T_{0dq} , são desenvolvidas.

C.1 ESTIMAÇÃO DO ÂNGULO θ_V

Inicialmente, considere um sistema elétrico trifásico equilibrado, cujos sinais de tensão ou corrente relativos às fases A, B e C são dados, respectivamente, por:

$$S_a = S_{am} \text{sen}(\omega t + \theta_v), \quad (\text{C.1a})$$

$$S_b = S_{bm} \text{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ), \quad (\text{C.1b})$$

$$S_c = S_{cm} \text{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ), \quad (\text{C.1c})$$

sendo $S_{am} = S_{bm} = S_{cm} = S_m$.

Aplicando-se a T_{0dq} aos sinais S_a , S_b e S_c por meio da Equação (6.1), e considerando a geração de eixos referenciais síncronos na frequência angular fundamental ω , obtém-se as componentes de eixo direto e em quadratura, respectivamente dadas por S_d e S_q , conforme:

$$S_d = \frac{2}{3} \left[\underbrace{S_a \cos(\omega t + \theta)}_{S_{da}} + \underbrace{S_b \cos(\omega t + \theta - 120^\circ)}_{S_{db}} + \underbrace{S_c \cos(\omega t + \theta + 120^\circ)}_{S_{dc}} \right], \quad (\text{C.2})$$

$$S_q = -\frac{2}{3} \left[\underbrace{S_a \text{sen}(\omega t + \theta)}_{S_{qa}} + \underbrace{S_b \text{sen}(\omega t + \theta - 120^\circ)}_{S_{qb}} + \underbrace{S_c \text{sen}(\omega t + \theta + 120^\circ)}_{S_{qc}} \right]. \quad (\text{C.3})$$

Deste modo, desenvolvendo as expressões de S_{da} , S_{db} e S_{dc} apresentadas na Equação (C.2),

tem-se que:

$$\begin{aligned}
S_{da} &= S_a \cos(\omega t + \theta) \\
&= S_m \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \cos(\omega t + \theta) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + \omega t + \theta) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - \omega t - \theta) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\omega t + \theta_v + \theta) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\theta_v - \theta) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\operatorname{sen}(2\omega t + \theta + \theta_v) - \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)].
\end{aligned} \tag{C.4}$$

$$\begin{aligned}
S_{db} &= S_b \cos(\omega t + \theta - 120^\circ) \\
&= S_m \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) \cdot \cos(\omega t + \theta - 120^\circ) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ + \omega t + \theta - 120^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ - \omega t - \theta + 120^\circ) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\omega t + \theta_v + \theta - 240^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\theta_v - \theta) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\operatorname{sen}(2\omega t + \theta + \theta_v - 240^\circ) - \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)].
\end{aligned} \tag{C.5}$$

$$\begin{aligned}
S_{dc} &= S_c \cos(\omega t + \theta + 120^\circ) \\
&= S_m \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ) \cdot \cos(\omega t + \theta + 120^\circ) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ + \omega t + \theta + 120^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ - \omega t - \theta - 120^\circ) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \operatorname{sen}(2\omega t + \theta_v + \theta + 240^\circ) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\theta_v - \theta) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\operatorname{sen}(2\omega t + \theta + \theta_v + 240^\circ) - \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)].
\end{aligned} \tag{C.6}$$

Seguindo o mesmo procedimento para desenvolver as expressões de S_{qa} , S_{qb} e S_{qc} apresen-

tadas na Equação (C.3), obtém-se:

$$\begin{aligned}
S_{qa} &= S_a \text{sen}(\omega t + \theta) \\
&= S_m \text{sen}(\omega t + \theta_v) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - \omega t - \theta) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + \omega t + \theta) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\theta_v - \theta) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \theta_v + \theta) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\cos(\theta - \theta_v) - \cos(2\omega t + \theta + \theta_v)]. \tag{C.7}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{qb} &= S_b \text{sen}(\omega t + \theta - 120^\circ) \\
&= S_m \text{sen}(\omega t + \theta_v - 120^\circ) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta - 120^\circ) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - 120^\circ - \omega t - \theta + 120^\circ) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v - 120^\circ + \omega t + \theta - 120^\circ) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\theta_v - \theta) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \theta_v + \theta - 240^\circ) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\cos(\theta - \theta_v) - \cos(2\omega t + \theta + \theta_v - 240^\circ)]. \tag{C.8}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{qc} &= S_c \text{sen}(\omega t + \theta + 120^\circ) \\
&= S_m \text{sen}(\omega t + \theta_v + 120^\circ) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta + 120^\circ) \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + 120^\circ - \omega t - \theta - 120^\circ) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \theta_v + 120^\circ + \omega t + \theta + 120^\circ) \right], \\
&= S_m \left[\frac{1}{2} \cos(\theta_v - \theta) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \theta_v + \theta + 240^\circ) \right], \\
&= \frac{1}{2} S_m [\cos(\theta - \theta_v) - \cos(2\omega t + \theta + \theta_v + 240^\circ)]. \tag{C.9}
\end{aligned}$$

A partir das relações obtidas e considerando $\rho = 2\omega t + \theta + \theta_v$, tem-se:

$$\begin{aligned}
\text{sen}(\rho - 240^\circ) &= \text{sen} \rho \cdot \cos(240^\circ) - \text{sen}(240^\circ) \cdot \cos \rho, \\
&= -0,5 \text{sen} \rho + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \rho. \tag{C.10}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{sen}(\rho + 240^\circ) &= \text{sen} \rho \cdot \cos(240^\circ) + \text{sen}(240^\circ) \cdot \cos \rho, \\
&= -0,5 \text{sen} \rho - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \rho. \tag{C.11}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \cos(\rho - 240^\circ) &= \cos \rho \cdot \cos(240^\circ) + \operatorname{sen} \rho \cdot \operatorname{sen}(240^\circ), \\
 &= -0,5 \cos \rho - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen} \rho.
 \end{aligned} \tag{C.12}$$

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

Portanto, a componente de eixo direto S_d pode ser calculada segundo:

$$\begin{aligned}
 S_d &= \frac{2}{3} \cdot [S_{da} + S_{db} + S_{dc}] \\
 &= \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \{S_m \operatorname{sen} \rho - S_m \operatorname{sen}(\theta - \theta_v) \\
 &\quad + S_m \operatorname{sen}(\rho - 240^\circ) - S_m \operatorname{sen}(\theta - \theta_v) \\
 &\quad + S_m \operatorname{sen}(\rho + 240^\circ) - S_m \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)\}, \\
 &= \frac{1}{3} \cdot S_m \cdot \{\operatorname{sen} \rho + \operatorname{sen}(\rho - 240^\circ) + \operatorname{sen}(\rho + 240^\circ) - 3 \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)\} \\
 &\quad \frac{1}{3} \cdot S_m \cdot \{\operatorname{sen} \rho - 0,5 \operatorname{sen} \rho + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \rho \\
 &\quad - 0,5 \operatorname{sen} \rho - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \rho \\
 &\quad - 3 \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)\}, \\
 &= \frac{1}{3} \{-3 \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)\}, \\
 S_d &= -S_m \operatorname{sen}(\theta - \theta_v).
 \end{aligned} \tag{C.14}$$

De maneira análoga para a componente S_q , tem-se:

$$\begin{aligned}
 S_q &= -\frac{2}{3} \cdot [S_{qa} + S_{qb} + S_{qc}] \\
 &= -\frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \{S_m \cos(\theta - \theta_v) - S_m \cos \rho \\
 &\quad + S_m \cos(\theta - \theta_v) - S_m \cos(\rho - 240^\circ) \\
 &\quad + S_m \cos(\theta - \theta_v) - S_m \cos(\rho + 240^\circ)\}, \\
 &= -\frac{1}{3} \cdot S_m \cdot \{3 \cos(\theta - \theta_v) - \cos \rho \\
 &\quad + 0,5 \cos \rho + \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen} \rho \\
 &\quad + 0,5 \cos \rho - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen} \rho, \\
 &= -\frac{1}{3} \cdot S_m \cdot \{3 \cos(\theta - \theta_v)\}, \\
 S_q &= -S_m \cos(\theta - \theta_v).
 \end{aligned} \tag{C.15}$$

Sendo assim, com vistas a calcular o ângulo de fase θ_v , utiliza-se a razão entre as componentes S_d e S_q , conforme:

$$\begin{aligned} \frac{S_d}{S_q} &= \frac{-S_m \operatorname{sen}(\theta - \theta_v)}{-S_m \operatorname{cos}(\theta - \theta_v)}, \\ &= \operatorname{tg}(\theta - \theta_v). \end{aligned}$$

Por conseguinte, obtém-se:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(\theta - \theta_v) &= \frac{S_d}{S_q}, \\ \theta - \theta_v &= \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{S_d}{S_q}\right), \\ \theta_v &= \theta - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{S_d}{S_q}\right). \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

Logo, na primeira aplicação da transformada de Park, uma estimativa aleatória θ_0 do ângulo θ deve ser utilizada, de modo a obter as componentes $S_d(\theta_0)$ e $S_q(\theta_0)$. Em seguida, a partir de $S_d(\theta_0)$ e $S_q(\theta_0)$, obtém-se θ_v , de tal forma que nas aplicações sucessivas da T_{0dq} , faz-se $\theta = \theta_v$. Neste trabalho, utilizou-se $\theta_0 = 0^\circ$ como estimativa inicial.

O desenvolvimento matemático considerando o SEP operando em condições desequilibradas pode ser encontrado em Lopes (2014).

C.2 USO DA TRANSFORMADA DE PARK PARA DESACOPLAR AS GRANDEZAS DO SEP

É comum a utilização de transformações modais para se desacoplar as grandezas do sistema elétrico, obtendo-se, dessa forma, que uma rede trifásica acoplada pode ser decomposta em três sistemas monofásicos desacoplados. Isto corresponde, basicamente, na obtenção de uma matriz de impedâncias diagonal.

Para tanto, considere um vetor de tensões e correntes, dados por V_{abc} e I_{abc} , respectivamente, que são relacionados entre si por meio da matriz de impedâncias do sistema Z_{abc} , segundo:

$$V_{abc} = Z_{abc} \cdot I_{abc}, \quad (\text{C.17})$$

sendo a matriz Z_{abc} dada por:

$$Z_{abc} = \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix}, \quad (\text{C.18})$$

onde Z_p e Z_m são as impedâncias própria e mútua entre as fases do SEP, respectivamente.

Os vetores V_{abc} e I_{abc} podem ser decompostos em suas respectivas componentes modais (V_{modo} e I_{modo}) a partir da aplicação de uma matriz de transformação T , conforme:

$$V_{abc} = T \cdot V_{modo} , \quad (C.19a)$$

$$I_{abc} = T \cdot I_{modo} . \quad (C.19b)$$

Nas aplicações para desacoplar as grandezas do SEP, as matrizes propostas por Wedepohl, Karrenbauer e Clarke são tipicamente utilizadas (SAHA *et al.*, 2010). Todavia, o uso delas criam dois modos aéreos que podem ser excitados de diferentes formas a depender do tipo de curto-circuito. Neste âmbito, por exemplo, uma distinção prévia do tipo de defeito é realizada em algoritmos de localização de distúrbios baseados na teoria de ondas viajantes de um terminal, de modo a determinar que modo aéreo é mais adequado para ser utilizado como dados de entrada das rotinas (CROSSLEY; MCLAREN, 1983; SHEHAB-ELDIN; MCLAREN, 1988). Entretanto, propõe-se neste trabalho a utilização da T_{0dq} , inclusive na etapa de detecção de distúrbios, reduzindo, assim, o esforço computacional necessário para se estimar o local do curto-circuito, uma vez que os mesmos sinais de eixo direto são utilizados nas funções de detecção de transitórios e no método proposto.

Portanto, substituindo os vetores descritos na Equação (C.19b) na expressão (C.17), e aplicando-se a T_{0dq} , obtém-se:

$$T_{0dq} \cdot V_{0dq} = Z_{abc} \cdot T_{0dq} \cdot I_{0dq} , \quad (C.20)$$

onde:

$$V_{0dq} = \underbrace{T_{0dq}^{-1} \cdot Z_{abc} \cdot T_{0dq}}_{Z_{0dq}} \cdot I_{modo} . \quad (C.21)$$

Desta maneira, a matriz de impedâncias obtida da transformada de Park Z_{0dq} é expressa por:

$$Z_{0dq} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ 1 & \cos(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ 1 & \cos(\omega t + 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} . \quad (C.22)$$

Para um SEP perfeitamente transposto, operando em um dado instante $t = 0$ s, na frequência de 60 Hz, obtém-se, da Equação (C.22):

$$\begin{aligned}
 Z_{0dq} &= \begin{bmatrix} 0,333 & 0,333 & 0,333 \\ 0,667 & -0,333 & -0,333 \\ 0 & 0,577 & -0,577 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -0,5 & 0,866 \\ 1 & -0,5 & -0,866 \end{bmatrix}, \\
 &= \begin{bmatrix} 0,333Z_p + 0,667Z_m & 0,333Z_p + 0,667Z_m & 0,333Z_p + 0,667Z_m \\ 0,667Z_p - 0,667Z_m & -0,333Z_p + 0,333Z_m & -0,333Z_p + 0,333Z_m \\ 0 & 0,577Z_p - 0,577Z_m & -0,577Z_p + 0,577Z_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -0,5 & 0,866 \\ 1 & -0,5 & -0,866 \end{bmatrix},
 \end{aligned}$$

que resulta em:

$$Z_{0dq} = \begin{bmatrix} Z_p + 2Z_m & 0 & 0 \\ 0 & Z_p - Z_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_p - Z_m \end{bmatrix}. \quad (\text{C.23})$$

Para um instante $t = 1$ ms, por exemplo, tem-se, da Equação (C.22):

$$\begin{aligned}
 Z_{0dq} &= \begin{bmatrix} 0,333 & 0,333 & 0,333 \\ 0,620 & -0,097 & -0,522 \\ -0,245 & 0,660 & -0,414 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_p & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_p & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0,930 & -0,368 \\ 1 & -0,146 & 0,989 \\ 1 & -0,784 & -0,621 \end{bmatrix}, \\
 &= \begin{bmatrix} 0,333Z_p + 0,667Z_m & 0,333Z_p + 0,667Z_m & 0,333Z_p + 0,667Z_m \\ 0,620Z_p - 0,619Z_m & -0,097Z_p + 0,098Z_m & -0,522Z_p + 0,523Z_m \\ -0,245Z_p + 0,246Z_m & 0,660Z_p - 0,659Z_m & -0,414Z_p + 0,415Z_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0,930 & -0,368 \\ 1 & -0,146 & 0,989 \\ 1 & -0,784 & -0,621 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

que resulta também em:

$$Z_{0dq} = \begin{bmatrix} Z_p + 2Z_m & 0 & 0 \\ 0 & Z_p - Z_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_p - Z_m \end{bmatrix}. \quad (\text{C.24})$$

Deste modo, a partir da obtenção de uma matriz de impedâncias diagonal representada nas Equações (C.23) e (C.24), a transformada de Park pode ser utilizada para desacoplar as grandezas elétricas do SEP, cujos resultados são válidos para quaisquer outros instantes de tempo.