



**UM NOVO MÉTODO DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADO  
EM ONDAS VIAJANTES PARA APLICAÇÕES EM LINHAS DE  
TRANSMISSÃO DE CORRENTE CONTÍNUA**

**PEDRO CAMPOS FERNANDES**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Elétrica

**UM NOVO MÉTODO DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADO  
EM ONDAS VIAJANTES PARA APLICAÇÕES EM LINHAS DE  
TRANSMISSÃO DE CORRENTE CONTÍNUA**

**PEDRO CAMPOS FERNANDES**

**ORIENTADOR: KLEBER MELO E SILVA**

**COORIENTADOR: FELIPE VIGOLVINO LOPES**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM - 744/2020**

**BRASÍLIA/DF: JUNHO - 2020**

Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Elétrica

UM NOVO MÉTODO DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADO  
EM ONDAS VIAJANTES PARA APLICAÇÕES EM LINHAS DE  
TRANSMISSÃO DE CORRENTE CONTÍNUA

PEDRO CAMPOS FERNANDES

Dissertação de mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia da Universidade de Brasília, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

APROVADA POR:

---

Prof. Francisco Damasceno Freitas, D.Sc. (ENE - UnB)  
(Presidente)

---

Prof. Flavio Bezerra Costa, D.Sc. (UFRN)  
(Examinador Externo)

---

Prof. José Carlos de Melo Vieira Júnior, D.Sc. (USP - S. Carlos)  
(Examinador Externo)

Brasília/DF, 30 de Junho de 2020.

## FICHA CATALOGRÁFICA

FERNANDES, PEDRO CAMPOS

Um Novo Método de Localização de Faltas Baseado em Ondas Viajantes para Aplicações em Linhas de Transmissão de Corrente Contínua [Distrito Federal] 2020.

xiii, N<sup>o</sup>p. 126, 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2020).

Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

- |                                  |                          |
|----------------------------------|--------------------------|
| 1. HVDC                          | 2. Localização de Faltas |
| 3. Ondas Viajantes               | 4. Linhas de Transmissão |
| 5. Transitórios Eletromagnéticos | 6. Sistemas de Potência  |
| I. ENE/FT/UnB                    | II. Título (série)       |

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

FERNANDES, P. C. (2020).Um Novo Método de Localização de Faltas Baseado em Ondas Viajantes para Aplicações em Linhas de Transmissão de Corrente Contínua, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE.DM - 744/2020, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, N<sup>o</sup>p. 126

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Pedro Campos Fernandes.

TÍTULO: Um Novo Método de Localização de Faltas Baseado em Ondas Viajantes para Aplicações em Linhas de Transmissão de Corrente Contínua.

GRAU: Mestre em Engenharia Elétrica. ANO: 2020.

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste trabalho de graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte desse trabalho de graduação pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.

---

Pedro Campos Fernandes

Departamento de Eng. Elétrica (ENE) - FT

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

CEP 70919-970 - Brasília - DF - Brasil

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer o apoio incondicional dos meus pais, João Lúcio e Gislaine, e da minha irmã, Giulia, comemorando as pequenas vitórias e, principalmente, dando apoio às dificuldades de dividir uma rotina de trabalho e pesquisa. Vocês são os principais responsáveis por essa conquista.

Agradeço também ao meu orientador, professor Kleber e ao meu co-orientador, professor Felipe, que mantiveram-se presentes e participativos ao longo do trabalho, sempre levantando o sarrafo para atingir conquistas à altura do esforço entregue.

À minha primeira orientadora, professora Mylène, responsável por me apresentar o mundo fascinante e duro da pesquisa acadêmica.

Aos meus colegas do ONS, pela flexibilidade dada para seguir os estudos do mestrado.

Aos meus amigos da computação, Eduardo, Jorge, Matheus, Paulo e Vitor, obrigado por entender minha ausência das partidas *online*.

Aos meus amigos do LAPSE, em especial Jônatas, Gustavo, João, Serpa, Eduardo e Tenório pelo convívio e aprendizado diário e Tiago, cuja parceria proporcionou avanços que, nem nos meus momentos mais otimistas, imaginaria alcançar. Obrigado também pelas sextas-feiras musicais, pelas horas da resenha e pelos açaís eventuais.

Aos meus amigos da elétrica e da vida, Arthur, Orefice, Bayomi, Castellano, Cid, João, Leo, Letícia, Luiz, Stefano, Renata e Heloísa, meu mais sincero obrigado por amparar minhas lamentações da dura jornada do mestrado, seja pelos famosos almoços de sexta-feira no Cantucci, pelos *happy hours* à distância durante a quarentena ou pelas ligações e mensagens de apoio por *Whatsapp*. Vocês são a prova de quem quer ir longe, vai acompanhado de ótimas pessoas.

À CAPES, pelo apoio financeiro prestado durante a elaboração dessa dissertação.

*Ouvi um grito de socorro  
Pedindo pra nascer de novo  
Marcas correm no meu rosto  
Há quanto tempo eu só morro?*

Sentinelas, Selvagens à Procura de Lei

## RESUMO

Com os desenvolvimentos da eletrônica de potência, a transmissão em Corrente Contínua em Alta Tensão (*High Voltage Direct Current* - HVDC) tem crescido, pois mostra-se mais vantajosa frente aos custos para instalação de linhas muito longas, além de necessitar menos compensação reativa. Dentro desse novo quadro de operação de sistemas elétricos, a capacidade de detectar defeitos de forma veloz e precisa é uma tarefa importante, de modo a agilizar as ações das equipes de manutenção dada a grande extensão das linhas de elos de Corrente Contínua (CC). Portanto, essa dissertação de mestrado apresenta um estudo detalhado de métodos de Localização de Faltas baseados em Ondas Viajantes (*Traveling Wave Fault Location* - TWFL) aplicados a bipolos HVDC. Os testes são feitos em um modelo do bipolo LCC-HVDC do Complexo do Rio Madeira através da ferramenta Alternative Transients Program (ATP/ATPDraw), simulando faltas polo-terra e polo-polo. Quatro métodos de TWFL conhecidos na literatura são implementados e avaliados e uma nova metodologia a dois terminais independente dos parâmetros de linha, sincronização de dados e baseada apenas em OV's de modo aéreo de fácil detecção também é apresentada. Modelos de linha cujos parâmetros são dependentes e independentes da frequência são usados para investigar os impactos das incertezas nos parâmetros de linha e da atenuação transitória. A partir dos resultados das simulações, as precisões nas estimativas de local de falta são discutidas, com destaque para o método proposto que apresenta erros em todos os cenários simulados da ordem de um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m), enfatizando a importância desse trabalho sob o ponto de vista da aplicabilidade dos métodos de TWFL no setor elétrico.

**Palavras-chave:** HVDC, ondas viajantes, localização de faltas, linhas de transmissão, transitórios eletromagnéticos, sistemas de potência.

## ABSTRACT

With the development of power electronics, the so-called High Voltage Direct Current (HVDC) transmission became feasible and has grown in recent decades, due to the low costs associated with long transmission lines installation, in addition to requiring less reactive compensation. Regarding this new power systems operation framework, the capability of locating faults in a fast and accurate way is an important task, because it accelerates the maintenance group actions of very long HVDC lines. Therefore, this master's thesis presents a thorough evaluation of traveling wave-based fault location methods when applied to HVDC systems. All tests are carried out using a benchmark model which represents a Brazilian LCC-HVDC system called Madeira River Complex. Simulations are carried out by means of the Alternative Transients Program (ATP/ATPDraw), through which different pole-to-ground and pole-to-pole fault scenarios are analyzed. Four TWFL approaches are evaluated and a new two-terminal settings-free methodology using unsynchronized data and only easy-to-detect aerial mode traveling waves is also presented, and frequency independent and dependent line models are taken into account to investigate the impacts of line parameter uncertainties and transient attenuation on the analyzed techniques. From the obtained results, the accuracy and main sources of errors of each TWFL approach are discussed, highlighting the proposed fault location method which showed the best performance overall, with errors close to one conventional line span of HVDC systems ( $\approx 480$  m), pointing out practical application aspects important to the industry.

**Keywords:** HVDC, traveling waves, fault location, transmission lines, electromagnetic transients, power systems.

# SUMÁRIO

<b>Sumário</b>	i
<b>Lista de Figuras</b>	iv
<b>Lista de Tabelas</b>	viii
<b>Lista de Símbolos</b>	ix
<b>Glossário</b>	xv
<b>Capítulo 1 – Introdução</b>	1
1.1 Contextualização do Tema . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	6
1.3 Objetivos . . . . .	7
1.4 Contribuições do Trabalho . . . . .	8
1.5 Publicações . . . . .	9
1.6 Organização do Texto . . . . .	9
<b>Capítulo 2 – Transmissão em CC</b>	11
2.1 Estações conversoras . . . . .	12
2.1.1 Ponte Retificadora de Seis Pulsos . . . . .	12
2.1.1.1 Operação em Modo Retificador e Modo Inversor . . . . .	13
2.1.1.2 Ângulo de Sobreposição e Ângulo de Extinção . . . . .	17
2.1.2 Ponte Retificadora de Doze Pulsos . . . . .	19
2.2 Transformadores Conversores . . . . .	21
2.3 Filtros CA e CC . . . . .	22
2.4 Reatores de Alisamento . . . . .	23
2.5 Modos de Operação de um Elo CC . . . . .	23
2.6 Síntese do Capítulo . . . . .	24
<b>Capítulo 3 – Teoria de Ondas Viajantes</b>	26

3.1	Propagação de ondas viajantes em linhas monofásicas . . . . .	26
3.2	Impedância característica e velocidade de propagação . . . . .	29
3.3	Comportamento de Ondas em um Ponto de Descontinuidade . . . . .	31
3.4	Diagramas de Reflexões Sucessivas de Ondas . . . . .	34
3.5	Propagação de Ondas em Linhas com Ramificações . . . . .	36
3.6	Polaridade das Ondas em Linhas em Corrente Contínua . . . . .	37
3.6.1	Terminação Predominantemente Indutiva . . . . .	37
3.6.2	Terminação Predominantemente Capacitiva . . . . .	39
3.7	Síntese do Capítulo . . . . .	40
<b>Capítulo 4 – Revisão Bibliográfica</b>		<b>41</b>
4.1	Localização de Faltas Baseada em Ondas Viajantes . . . . .	41
4.1.1	Métodos a Um Terminal . . . . .	41
4.1.2	Métodos a Dois Terminais . . . . .	44
4.2	Síntese da Revisão Bibliográfica . . . . .	46
<b>Capítulo 5 – Metodologia Proposta</b>		<b>49</b>
5.1	Visão Geral do Processo de Localização de Faltas . . . . .	49
5.2	Transformação Modal . . . . .	50
5.3	Filtro DS . . . . .	51
5.3.1	Detecção das Ondas Viajantes . . . . .	54
5.3.2	Determinação do Instante de Tempo de Chegada das Ondas Viajantes . . . . .	54
5.4	Método a Dois Terminais com Uso da OV Refratada . . . . .	55
5.5	Síntese do Capítulo . . . . .	60
<b>Capítulo 6 – Discussão dos Resultados</b>		<b>61</b>
6.1	Modelo de Testes do Bipolo HVDC . . . . .	61
6.1.1	Modelos de Linha de Transmissão CC . . . . .	62
6.1.2	Terminação do Bipolo LCC-HVDC do Madeira . . . . .	65
6.2	Simulações Propostas . . . . .	65
6.2.1	Avaliação de Variações nos Parâmetros de Falta . . . . .	67
6.2.2	Avaliação de Incertezas nos Parâmetros de Linha . . . . .	71
6.3	Síntese do Capítulo . . . . .	78
<b>Capítulo 7 – Conclusões e Propostas Futuras</b>		<b>79</b>
<b>Referências Bibliográficas</b>		<b>82</b>

---

<b>Apêndice A – Coeficiente de Reflexão e Refração sob Diferentes Terminações</b>	<b>88</b>
A.1 Terminal da Linha em Aberto . . . . .	88
A.2 Terminal da Linha com Curto-Circuito . . . . .	88
A.3 Terminal da Linha com Resistor . . . . .	89
A.4 Terminal da Linha com Indutor . . . . .	90
A.5 Terminal da Linha com Capacitor . . . . .	91
<b>Apêndice B – Transformação Modal</b>	<b>92</b>
<b>Apêndice C – Métodos de Localização de Falhas Baseados na Teoria de Ondas Viajantes</b>	<b>96</b>
C.1 Método a Dois Terminais Clássico . . . . .	96
C.2 Método a Um Terminal Clássico . . . . .	97
C.3 Método a Dois Terminais Modal . . . . .	99
<b>Apêndice D – Modelo de Linha com Parâmetros Dependentes da Frequência</b>	<b>102</b>

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Malha de transmissão da rede básica prevista para o SIN no horizonte de 2024. Disponível em: <a href="http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas">http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas</a> . Acesso em: 07/03/2020. . . . .	2
1.2	Curva de custo-benefício para o comprimento da linha de transmissão ou cabo associado - Extraído e adaptado de (RAMOS <i>et al.</i> , 2015; SILVA, 2018). . . . .	5
1.3	Bipolos HVDC em operação no SIN. Extraído e adaptado do mapa disponível em: <a href="http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas">http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas</a> . Acesso em: 07/03/2020. . . . .	6
2.1	Esquema básico de um bipolo LCC-HVDC. . . . .	11
2.2	Circuito básico de uma ponte de <i>Graetz</i> ou retificadora de seis pulsos. . . . .	13
2.3	Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	15
2.4	Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	15
2.5	Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando $\alpha = 90^\circ$ . . . . .	16
2.6	Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando $\alpha = 120^\circ$ . . . . .	16
2.7	Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando $\alpha = 180^\circ$ . . . . .	17
2.8	Exemplo do processo de comutação entre os tiristores 1 e 3: (a) circuito equivalente; (b) formas de tensão e corrente durante a comutação. . . . .	18
2.9	Ponte retificadora de doze pulsos e perfil de tensão de saída na carga $R_{CC}$ . . . . .	21
2.10	Equipamentos responsáveis pelo chaveamento no pátio CC de um bipolo HVDC e modos de operação: (a) equipamentos do pátio CC; (b) modo de operação bipolar; (c) modo de operação monopolar com retorno pela terra; (d) modo de operação monopolar com retorno metálico. . . . .	25

3.1	Modelo de linha monofásica com dois condutores a parâmetros distribuídos. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003). . . . .	27
3.2	Ondas viajantes incidentes de tensão e corrente antes de atingir o ponto de descontinuidade em $x = l$ entre os meios 1 e 2. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003). . . . .	31
3.3	Ondas viajantes incidente, refletida e refratada de tensão geradas pelo ponto de descontinuidade em $x = l$ entre os meios 1 e 2. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003). . . . .	32
3.4	Diagrama de reflexões sucessivas de uma OV de tensão propagando-se em uma linha. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003). . . . .	35
3.5	Onda viajante de corrente passando por uma ramificação com dois novos caminhos de propagação. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003). . . . .	37
3.6	Comportamento das polaridades das OVs de tensão e corrente para uma terminação indutiva em uma linha CC. Extraído e adaptado de (SILVA, 2018). . . . .	38
3.7	Comportamento das polaridades das OVs de tensão e corrente para uma terminação capacitiva em uma linha CC. Extraído e adaptado de (SILVA, 2018). . . . .	39
5.1	Coeficientes do filtro DS: (a) Janela de tempo e seus coeficientes; (b) Resposta para a entrada degrau unitário. Extraído e adaptado de (LOPES <i>et al.</i> , 2019). . . . .	52
5.2	Estágios de análise da filtragem para obtenção do ganho unitário do filtro DS. Extraído e adaptado de (LOPES <i>et al.</i> , 2019). . . . .	53
5.3	Coeficientes do filtro DS: (a) Janela de tempo e seus coeficientes; (b) Resposta para a entrada em rampa. Extraído e adaptado de (LOPES <i>et al.</i> , 2019). . . . .	54
5.4	Interpolação da OV detectada. O pico original é substituído pelo pico interpolado após a escolha da <i>spline</i> que melhor aproxima o sinal amostrado. . . . .	55
5.5	Diagrama de reflexões sucessivas de OVs de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais com uso da OV refratada. . . . .	56
5.6	Fluxograma para a metodologia proposta de localização de faltas em sistemas CC.	59

6.1	Diagrama do subsistema Acre/Rondônia e Complexo do Rio Madeira, com destaque em azul para os bipolos LCC-HVDC. Extraído e adaptado de (ONS, 2016).	62
6.2	Geometria para modelagem da linha CC do Madeira (LUZ <i>et al.</i> , 2014).	63
6.3	Bipolo LCC-HVDC do Rio Madeira modelado em ATP/ATPDraw. Disponível em: <a href="https://www.atpdraw.net/">https://www.atpdraw.net/</a>	64
6.4	Terminação da linha de transmissão CC do bipolo LCC-HVDC do Madeira.	65
6.5	Resposta em frequência do filtro CC presente no modelo de bipolo LCC-HVDC do Madeira na ferramenta ATP/ATPDraw.	66
6.6	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de Bergeron com $v_{nom}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 100 \Omega$ ; (c) $R_f = 200 \Omega$ .	68
6.7	Padrão das OV's chegando no terminal monitorado para: (a) falta a 50,5% da linha, evidenciando a presença da OV refletida da falta antes da OV refratada; (b) falta a 50,0% da linha, evidenciando a sobreposição das OV's refletida da falta e da OV refratada; (c) falta a 49,5% da linha, evidenciando a presença da OV refletida da falta depois da OV refratada.	69
6.8	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de Bergeron com $v_{nom}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 10 \Omega$ ; (c) $R_f = 20 \Omega$ .	71
6.9	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de Bergeron com $v_{inc}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 100 \Omega$ ; (c) $R_f = 200 \Omega$ .	72
6.10	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de Bergeron com $v_{inc}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 10 \Omega$ ; (c) $R_f = 20 \Omega$ .	72
6.11	Saída do filtro DS de OV's de corrente medidas no terminal local (estação retificadora) do bipolo LCC-HVDC do Madeira para os modelos de linha de Bergeron e JMarti considerando a aplicação de uma falta polo-terra em 95% da linha: (a) OV's de modo aéreo; (b) OV's de modo terra.	74

---

6.12	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de JMarti com $v_{nom}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 100 \Omega$ ; (c) $R_f = 200 \Omega$ . . . . .	75
6.13	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de JMarti com $v_{nom}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 10 \Omega$ ; (c) $R_f = 20 \Omega$ . . . . .	75
6.14	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de JMarti com $v_{meio}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 100 \Omega$ ; (c) $R_f = 200 \Omega$ . . . . .	76
6.15	Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de JMarti com $v_{meio}$ para diferentes resistências de falta: (a) $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b) $R_f = 10 \Omega$ ; (c) $R_f = 20 \Omega$ . . . . .	77
C.1	Diagrama de reflexões sucessivas de OV's de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais clássico.	97
C.2	Diagrama de reflexões sucessivas de OV's de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a um terminal clássico.	98
C.3	Diagrama de reflexões sucessivas de OV's de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais modal.	101
D.1	Geometria para modelagem da linha CC do Madeira (LUZ <i>et al.</i> , 2014). . . . .	102

## LISTA DE TABELAS

3.1	Coeficientes de reflexão e refração de OVs de tensão e corrente. . . . .	34
4.1	Resumo da revisão bibliográfica de métodos de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes de um e dois terminais. . . . .	48
5.1	Sequência de etapas da metodologia de localização de faltas. . . . .	50
6.1	Parâmetros da linha de transmissão obtida do modelo de Bergeron a 0,001 Hz (LUZ <i>et al.</i> , 2014). . . . .	63
6.2	Erros absolutos (m) dos métodos TWFL para a variação do local de falta ao longo da linha, considerando as variações de $R_f$ usando o modelo de Bergeron. . . . .	70
6.3	Velocidades de propagação $v_\alpha$ e $v_0$ calculadas (a) através dos parâmetros de linha da Tabela 6.1; (b) através da aplicação de uma falta polo-terra em $d = 0, 50$ pu. . . . .	73
6.4	Erros absolutos (m) dos métodos TWFL para a variação do local de falta ao longo da linha, considerando as variações de $R_f = 10^{-5} \Omega$ , $R_f = 100 \Omega$ e $R_f = 200 \Omega$ usando o modelo de JMarti. . . . .	77

# LISTA DE SÍMBOLOS

## Capítulo 2

$I_1$	Corrente circulando no tiristor 1.
$I_2$	Corrente circulando no tiristor 2.
$I_3$	Corrente circulando no tiristor 3.
$K$	Ordem da componente harmônica.
$l$	Comprimento da linha.
$L_s$	Indutância da fonte de tensão da ponte retificadora de seis pulsos.
$p$	Número de pulsos de saída do conversor.
$R_{CC}$	Carga CC.
$t$	Tempo.
$U_a$	Tensão na fase A.
$U_{ab}$	Tensão de linha AB.
$U_{ac}$	Tensão de linha AC.
$U_b$	Tensão na fase B.
$U_{ba}$	Tensão de linha BA.
$U_{bc}$	Tensão de linha BC.
$U_c$	Tensão na fase C.
$U_{ca}$	Tensão de linha CA.
$U_{cb}$	Tensão de linha CB.

$U_{CC}(t)$	Tensão na saída da ponte de seis pulsos no domínio do tempo.
$U_{CC0}$	Tensão média na saída da ponte de seis pulsos para ângulo de disparo nulo.
$U_{CC0,\alpha}$	Tensão média na saída da ponte de seis pulsos para ângulo de disparo não-nulo.
$U_{CC0,\mu}$	Tensão média na saída da ponte de seis pulsos para ângulo de disparo não-nulo, com efeito do ângulo de superposição.
$U_{CC0,doze}$	Tensão média na saída da ponte de doze pulsos para ângulo de disparo nulo.
$U_m$	Amplitude da tensão de fase.
$U_Y$	Tensão de saída da da ponte de seis pulsos ligada ao transformador $Y : Y$ .
$U_{\Delta}$	Tensão de saída da da ponte de seis pulsos ligada ao transformador $Y : \Delta$ .
$\alpha$	Ângulo de disparo.
$\gamma$	Ângulo de extinção.
$\gamma_0$	Ângulo de extinção mínimo.
$\mu$	Ângulo de sobreposição.
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo.

### Capítulos 3 a 7

$A$	Amplitude do sinal filtrado.
$c$	Velocidade da luz.
$C$	Capacitância da terminação da linha.
$C'$	Capacitância em derivação por unidade de comprimento.
$d$	Local real da falta.
$\tilde{d}$	Estimativa do local da falta.
$f$	Frequência.
$G$	Ganho do filtro DS.
$G'$	Condutância em derivação por unidade de comprimento.

---

$h$	Altura do condutor ao solo.
$i$	Sinal de corrente instantânea.
$i_d$	Somatório das correntes incidente e refletida.
$i_i$	Onda de corrente incidente.
$i_r$	Onda de corrente refletida.
$i_t$	Onda de corrente transmitida.
$i_1$	Onda de corrente do meio 1.
$i_2$	Onda de corrente do meio 2.
$I$	Corrente no domínio de Laplace.
$I+$	Onda de corrente progressiva.
$I-$	Onda de corrente regressiva.
$I_0$	Corrente de modo terra.
$I_1$	Corrente do polo 1 do bipolo HVDC.
$I_2$	Corrente do polo 2 do bipolo HVDC.
$I_\alpha$	Corrente de modo aéreo.
$I_1$	Corrente do polo 1 do bipolo HVDC.
$I_2$	Corrente do polo 2 do bipolo HVDC.
$[I]$	Matriz de correntes de linha no domínio de Laplace.
$[I_m]$	Matriz de correntes modais no domínio de Laplace.
$l$	Comprimento da linha.
$L$	Indutância da terminação da linha.
$L'$	Indutância série por unidade de comprimento.
$L_\alpha$	Indutância de modo aéreo.
$L_0$	Indutância de modo terra.
$N_{DS}$	Número de coeficientes do filtro DS.

---

$r$	Raio do condutor.
$R$	Resistência da terminação da linha.
$R'$	Resistência série por unidade de comprimento.
$R_f$	Resistência de falta.
$t$	Tempo.
$t_{falta}$	Instante em que a falta ocorreu.
$t_{L1}$	Instante de chegada da primeira onda no terminal local.
$t_{L2}$	Instante de chegada ao terminal local da onda refletida no ponto de falta.
$t_{LR1}$	Instante de chegada ao terminal local da onda refratada no ponto de falta.
$t_{R1}$	Instante de chegada da primeira onda no terminal remoto.
$t_{R2}$	Instante de chegada ao terminal remoto da onda refletida no ponto de falta.
$t_{RR1}$	Instante de chegada ao terminal remoto da onda refratada no ponto de falta.
$T_{DS}$	Duração da janela do filtro DS.
$[T_i]$	Matriz de transformação de corrente.
$[T_u]$	Matriz de transformação de tensão.
$u$	Sinal de tensão instantânea.
$u_d$	Somatório das tensões incidente e refletida.
$u_i$	Onda de tensão incidente.
$u_r$	Onda de tensão refletida.
$u_t$	Onda de tensão transmitida.
$u_1$	Onda de tensão do meio 1.
$u_2$	Onda de tensão do meio 2.
$u_+$	Onda de tensão progressiva instantânea.
$u_-$	Onda de tensão regressiva instantânea.

---

$U$	Sinal de tensão no domínio de Laplace.
$U+$	Onda de tensão progressiva no domínio de Laplace.
$U-$	Onda de tensão regressiva no domínio de Laplace.
$U_0$	Tensão de modo terra.
$U_1$	Tensão do polo 1 do bipolo HVDC.
$U_2$	Tensão do polo 2 do bipolo HVDC.
$U_\alpha$	Tensão de modo aéreo.
$[U]$	Matriz de tensões de fase no domínio de Laplace.
$[U_m]$	Matriz de tensões modais no domínio de Laplace.
$v$	Velocidade de propagação.
$v_{inc}$	Velocidade de propagação calculada com incertezas nos parâmetros do modelo de Bergeron.
$v_{nom}$	Velocidade de propagação calculada pelos parâmetros do modelo de Bergeron.
$v_{meio}$	Velocidade de propagação calculada para falta no meio da linha no modelo de JMarti.
$v_\alpha$	Velocidade de propagação de modo aéreo
$v_0$	Velocidade de propagação de modo terra
$Y'$	Admitância por unidade de comprimento.
$[Y']$	Matriz de admitâncias por unidade de comprimento.
$Z'$	Impedância por unidade de comprimento.
$[Z']$	Matriz de impedâncias por unidade de comprimento.
$Z_1$	Impedância de surto do meio 1.
$Z_2$	Impedância de surto do meio 2.
$Z_3$	Impedância de surto do meio 3.
$Z_c$	Impedância característica da linha de transmissão.
$Z_{cap}$	Impedância da terminação predominantemente capacitiva.

---

$Z_{ind}$	Impedância da terminação predominantemente indutiva.
$Z_p$	Impedância paralela entre meios de transmissão.
$Z_s$	Impedância de surto da linha de transmissão.
$[Z_c]$	Matriz de impedância característica.
$[Z_{m,c}]$	Matriz de impedância característica modal.
$\alpha_{OV}$	Constante de perdas.
$\beta_{OV}$	Constante de fase.
$\gamma_{OV}$	Constante de propagação.
$[\gamma_{m,OV}]$	Matriz de constante de propagação modal.
$\Gamma_{r(i)}$	Coefficiente de reflexão para sinais de corrente.
$\Gamma_{r(u)}$	Coefficiente de reflexão para sinais de tensão.
$\Gamma_{t(i)}$	Coefficiente de transmissão para sinais de corrente.
$\Gamma_{t(u)}$	Coefficiente de transmissão para sinais de tensão.
$\Delta t$	Passo de amostragem.
$\Delta x$	Comprimento incremental da linha de transmissão.
$\epsilon_0$	Permissividade do vácuo.
$\epsilon$	Erro absoluto da estimativa de localização da falta.
$\lambda$	Comprimento de onda.
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo.
$\theta$	Função degrau unitário.
$\tau$	Tempo de trânsito da onda.
$\omega$	Frequência angular.

## GLOSSÁRIO

1TCLS	Método TWFL a um terminal clássico.
1TMOD	Método TWFL a um terminal modal.
2TCLS	Método TWFL a dois terminais clássico.
2TMOD	Método TWFL a dois terminais modal.
2TREF	Método TWFL a dois terminais com uso da OV refratada.
ATP	<i>Alternative Transients Program.</i>
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
DS	<i>Differentiator-Smoother.</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética.
GRTS	<i>Ground Return Transfer Switch.</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current.</i>
LCC	<i>Line-Commutated Converters.</i>
TWFL	<i>Traveling Wave Fault Location</i>
LT	Linha de Transmissão.
NBS	<i>Neutral Bus Switch.</i>
NBGS	<i>Neutral Bus Ground Switch.</i>
MRTB	<i>Metallic Return Transfer Breaker.</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico.
OV	Onda Viajante.

---

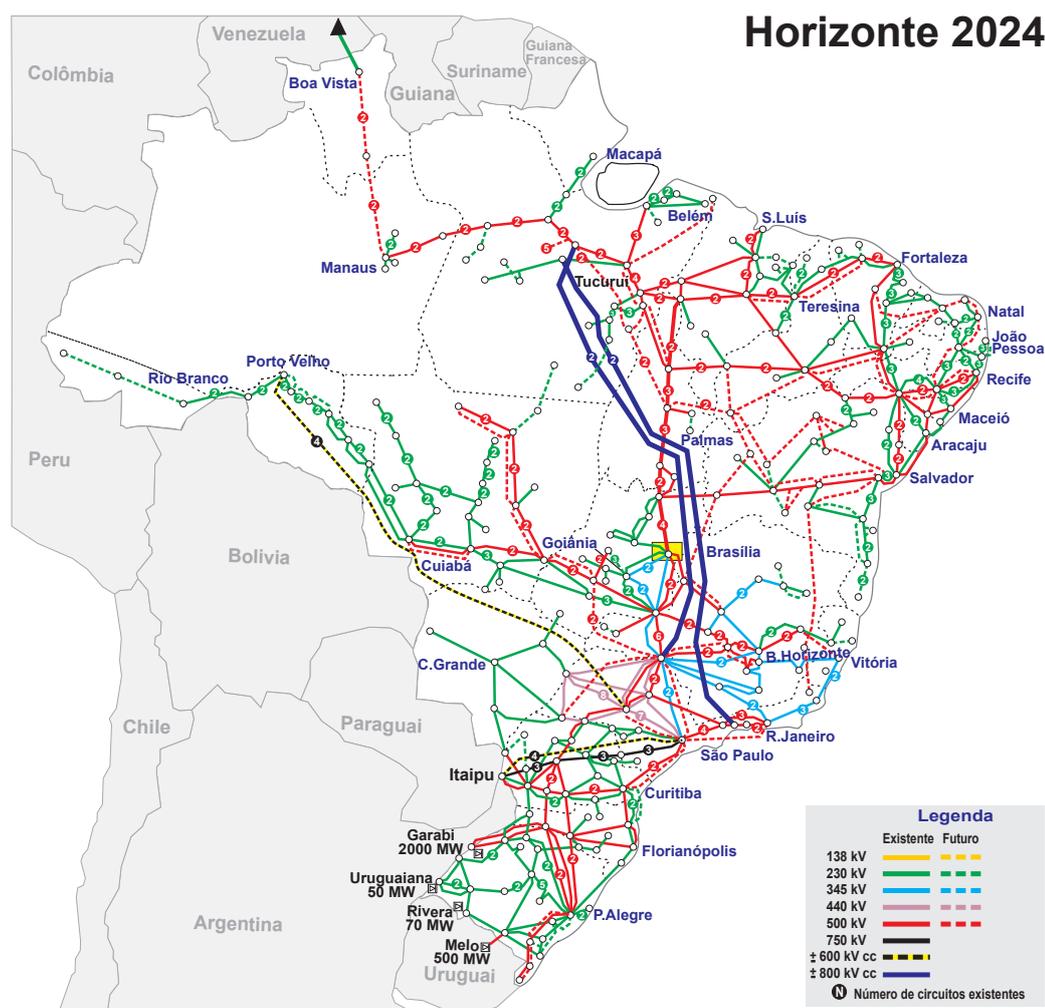
PAR	Plano de Ampliações e Reforços.
PB	Pagamento Base.
PEL	Plano de Operação Elétrica.
PSCAD	<i>Power System Computer Aided Design.</i>
PVI	Parcela Variável de Indisponibilidade.
SIN	Sistema Interligado Nacional.
UnB	Universidade de Brasília.
VSC	<i>Voltage-Source Converters.</i>

### 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

No mundo contemporâneo, a energia elétrica tornou-se um bem intrínseco ao desenvolvimento tecnológico e socioeconômico mundial, sendo seu consumo uma métrica importante para avaliação do crescimento de nações. No Brasil, a Empresa de Pesquisa Energética (EPE) prevê em seu Plano Decenal de Expansão de Energia 2029 que o consumo final de energia terá crescimento médio anual, na primeira metade da década, de aproximadamente 2,3%, acelerando a partir do segundo quinquênio a uma taxa média anual de 2,5%, entre 2019 e 2029 (EPE, 2018).

Esse crescimento previsto é acompanhado pelo aumento da complexidade do Sistema Interligado Nacional (SIN) que, para prover o aumento da demanda, precisa aumentar tanto sua capacidade instalada quanto sua rede de transmissão e capacidade de transformação para atendimento à carga. O Plano de Ampliações e Reforços (PAR) e o Plano de Operação Elétrica (PEL) no horizonte 2020-2024 apresentados pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) estimam que a capacidade instalada crescerá até 2024 de 171.907 MW para 181.209 MW, enquanto a extensão da rede de transmissão crescerá de 141.049 km para 180.821 km e a capacidade de transformação crescerá de 342.988 MVA para 457.712 MVA (ONS, 2019). A Figura 1.1 ilustra a malha de transmissão da rede básica prevista para o SIN no horizonte de 2024.

Atualmente, a forma de transmissão de energia elétrica mais difundida faz uso da Corrente Alternada (CA). Contudo, as primeiras teorias, experimentos e aplicações desenvolvidas relacionadas à eletricidade foram originalmente concebidas em Corrente Contínua (CC), como a criação, em 1882, da primeira estação central de energia elétrica do mundo em *Pearl Street*, Nova Iorque, por Thomas A. Edison (KIMBARK, 1971; FERNANDES; GONÇALVES, 2018).



**Figura 1.1.** Malha de transmissão da rede básica prevista para o SIN no horizonte de 2024. Disponível em: <http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas>. Acesso em: 07/03/2020.

Apesar dos primeiros desenvolvimentos em CC no final do século XIX, com o advento das máquinas elétricas de CA, da teoria de circuitos polifásicos, das máquinas de indução e transformadores, as aplicações em CA foram popularizadas. A flexibilidade de operação em diversos níveis de tensão oferecida pelos transformadores, facilitando a transmissão de energia por longas distâncias, sem necessitar de diversas subestações intermediárias entre geração e carga, além da simplicidade das máquinas de indução, capazes de operar em altas velocidades a custos e tamanhos menores, sem necessitar de escovas de comutação foram algumas das vantagens de aplicações em CA à época (ADAMSON; HINGORANI, 1960; KIMBARK, 1971; FERNANDES; GONÇALVES, 2018). No entanto, com os avanços da eletrônica de potência no século XX e o desenvolvimento das válvulas de vapor de mercúrio, em 1954 a transmissão em CC ressurgiu, com a instalação do primeiro elo de transmissão de corrente contínua em alta tensão (*High Voltage Direct Current - HVDC*) comercial do mundo na ilha de Gotland, na

Suécia ( $\pm 100$  kV, 98 km).

Novos avanços foram marcados durante a década de 1970, com o uso da transmissão em CC para longas distâncias com os elos do *Pacific Intertie* ( $\pm 500$  kV, 1361 km), nos EUA, em 1970 e do *Nelson River* ( $\pm 450$  kV, 895 km), no Canadá, em 1972. Também em 1972, o sistema *Eel River*, no Canadá, responsável por realizar a conexão assíncrona entre New Brunswick e Quebec através de um sistema *back-to-back*, foi o primeiro a incorporar válvulas de tiristores como escopo inicial de projeto (SOOD, 2004; FERNANDES; GONÇALVES, 2018). Desde então, vários outros projetos de transmissão em CC foram instalados ao redor do mundo, sobretudo em situações em que tornam-se mais visíveis os problemas relativos ao transporte de grandes pacotes de energia por longas distâncias utilizando CA.

O primeiro problema é a dificuldade de controle de tensão, dada a grande variação dos perfis de tensão ao longo da linha. Em virtude dos parâmetros indutância e capacitância inerentes à sua modelagem, uma linha de transmissão (LT) em CA é capaz de produzir e consumir potência reativa, preponderando um dos dois processos a depender do cenário de carga. Para que não haja uma variação pronunciada no perfil de tensão, recorre-se ao uso de compensação reativa através de bancos de reatores e capacitores ou compensadores estáticos, cuja magnitude de absorção ou fornecimento de potência reativa é proporcional ao comprimento da linha (KIMBARK, 1971).

Em CC, por sua vez, os parâmetros tornam-se puramente resistivos em regime permanente, ou seja, não há potência reativa consumida ou produzida na linha, dispensando a compensação reativa. Assim, considerando que a carga está sempre variando em sistemas reais, a transmissão em CC mostra-se facilitadora em termos operacionais. No entanto, as estações conversoras de elos CC são grandes consumidoras de potência reativa devido ao atrasado gerado pelo ângulo de disparo e dos efeitos do ângulo de superposição existente na comutação, demandando suporte para fornecimento de potência reativa (ARRILLAGA *et al.*, 2007). De fato, a demanda por potência reativa chega a aproximadamente 60% da potência nominal transmitida pelo elo CC (ARRILLAGA *et al.*, 2007). Tal característica deve ser levada em conta na avaliação dos custos de construção quando comparados à alternativa de transmissão em CA (SOOD, 2004; KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).

Outro ponto de atenção é o limite de estabilidade para operação sincronizada. Sabe-se que o

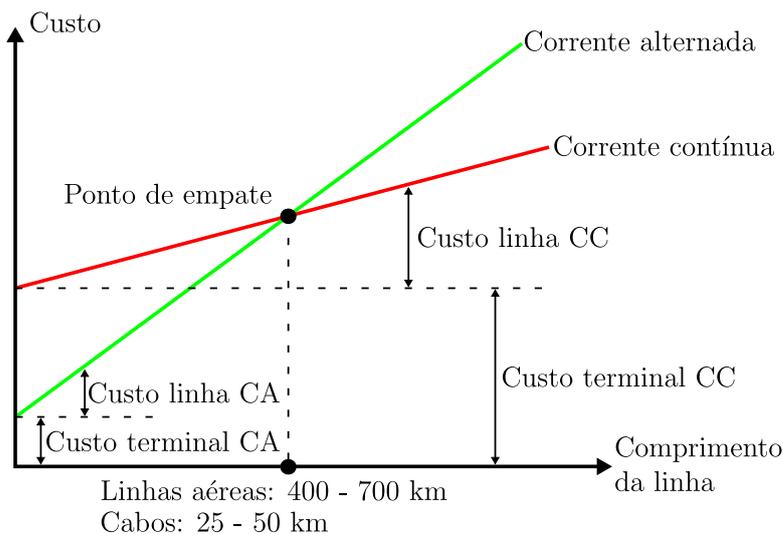
limite de estabilidade em regime permanente é inversamente proporcional à reatância da linha que interconecta duas barras (SOOD, 2004). Logo, quanto maior o comprimento da linha, menor é esse limite e, como consequência, a potência transmitida de uma barra para outra é reduzida para que, frente a uma perturbação, as máquinas conectadas a essas barras não percam sincronismo. Esse problema de estabilidade não é observado em linhas em CC dadas as características puramente resistivas em regime permanente (KIMBARK, 1971; SOOD, 2004).

Outras vantagens da transmissão em CC comparada à transmissão em CA são: a possibilidade de interconexão assíncrona de sistemas que operam a diferentes frequências; o controle sobre a direção e magnitude do fluxo de potência no elo CC (ADAMSON; HINGORANI, 1960; KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).

Do ponto de vista econômico, as estações conversoras presentes na transmissão em CC utilizam equipamentos sofisticados e de resposta rápida, sendo o custo de sua implementação superior ao de subestações convencionais em CA (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). Por outro lado, o custo associado a linhas e torres é menor para elos CC. Avaliando o nível de isolamento necessário para sistemas em CA e CC capazes de transmitir a mesma potência, um sistema trifásico requer três condutores, enquanto um bipolo necessita apenas dois condutores. Assim, para um mesmo nível de potência, linhas em CC demandam torres com estruturas mais simples e baratas, além de custos menores associados aos condutores e à isolamento das torres (ADAMSON; HINGORANI, 1960; SOOD, 2004).

Para avaliar a relação custo-benefício para a construção de sistemas em CA ou CC, levantam-se as curvas que relacionam o comprimento da linha de transmissão e o custo associado, conforme mostra a Figura 1.2. Nota-se a existência de um ponto de cruzamento entre as curvas, chamado de ponto de empate (*break-even point*), o qual indica a distância a partir da qual um elo de transmissão em CC passa a ser economicamente mais interessante que o seu correspondente em CA. Vale salientar que o ponto de empate depende de fatores como o custo por unidade do condutor, custo da mão de obra associada à instalação, custo de aplicação (linhas aéreas ou cabos subterrâneos/submarinos), sendo necessário um estudo de caso para selecionar o método mais adequado de transmissão (ADAMSON; HINGORANI, 1960; KIMBARK, 1971; SOOD, 2004; DRAGAN; KHALED, 2015).

Atualmente, o SIN é composto por regiões com grande potencial energético, localizadas



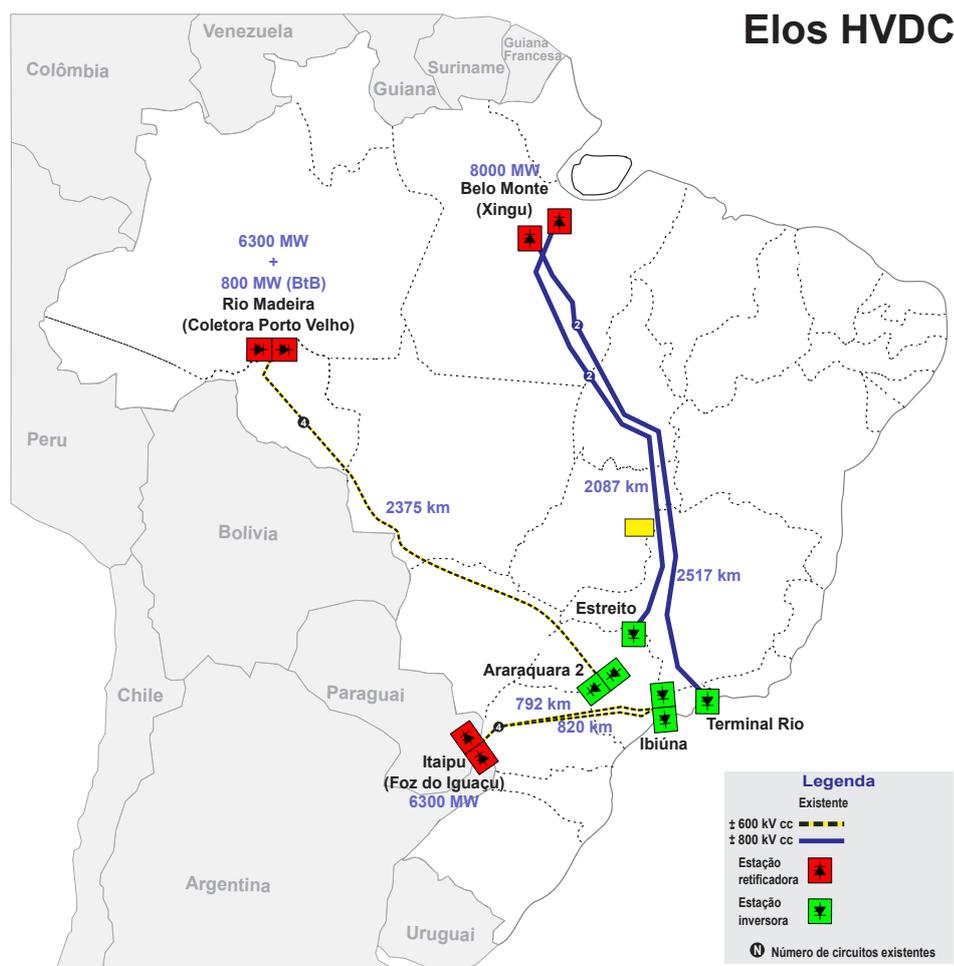
**Figura 1.2.** Curva de custo-benefício para o comprimento da linha de transmissão ou cabo associado - Extraído e adaptado de (RAMOS *et al.*, 2015; SILVA, 2018).

nos submercados Norte e Sul, distantes dos grandes centros consumidores, localizados principalmente na região Sudeste do país, e das capitais dos estados brasileiros. Para explorar esse potencial, a alternativa pensada para escoar a geração de grandes usinas hidrelétricas como Belo Monte, Santo Antônio, Jirau e Itaipu foi usar a transmissão em CC por longas distâncias. Hoje, o SIN conta com seis bipolos HVDC, além de um sistema *back-to-back*, capazes de escoar mais de 21.000 MW através de quase 11.000 km de extensão, como ilustra a Figura 1.3.

Nesse contexto, bipolos HVDC compostos por linhas cujas extensões superam centenas de quilômetros e percorrem biomas diversos naturalmente tornam-se mais propensos a perturbações e curto-circuitos (denominados faltas ao longo desse trabalho) que podem levar ao desligamento e, conseqüentemente, perda de grandes pacotes de energia para o SIN.

Tais desligamentos provenientes de faltas nos sistemas de transmissão, além de impactar o fornecimento de energia e, conseqüentemente a receita dos agentes de transmissão através do pagamento da Parcela Variável por Indisponibilidade (PVI)<sup>1</sup> descontada do Pagamento Base (PB) cobrado, podem causar também riscos aos equipamentos das subestações e à integridade das equipes de campo e do meio ambiente.

<sup>1</sup>A Parcela Variável por Indisponibilidade (PVI), mais especificamente, diz respeito à parcela a ser deduzida em decorrência de desligamentos programados ou desligamentos decorrentes de eventos envolvendo o equipamento principal de responsabilidade do Agente de Transmissão.



**Figura 1.3.** Bipolos HVDC em operação no SIN. Extraído e adaptado do mapa disponível em: <http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/mapas>. Acesso em: 07/03/2020.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

A existência de métodos de localização de faltas em linhas capazes de detectar distúrbios de forma rápida e precisa é desejável tanto para o ONS demais agentes de transmissão que, pois tal atribuição acelera o restabelecimento de energia, otimizando o tempo de ação das equipes de manutenção (SAHA *et al.*, 2009). Para faltas transitórias, a localização de faltas pode fornecer informações preciosas para manutenções preventivas em linhas, indicando possíveis pontos de defeito incipientes (AIEE Committee Report, 1955; KULKARNI *et al.*, 2014; JUNIOR, 2019).

Com o interesse de localizar faltas em elos CC, várias investigações e estudos têm sido realizados, buscando desenvolver algoritmos rápidos e precisos capazes de auxiliar as equipes de campo dos agentes de transmissão. As principais técnicas de localização de faltas em linhas de transmissão dividem-se em dois grupos: técnicas baseadas em componentes da frequência fundamental do sinal e técnicas baseadas em componentes de alta frequência (CAVALCANTE,

2011; RAMOS *et al.*, 2015). Especificamente para elos CC, técnicas baseadas em componentes da frequência fundamental não são aplicáveis, dada a impossibilidade de estimação dos fasores. Nessa situação, faz-se então uso das técnicas baseadas em componentes de alta frequência.

Essas técnicas utilizam informações provenientes dos transitórios gerados pela própria falta incidentes em ambos os terminais (técnicas de dois terminais) ou em apenas um dos terminais monitorados da linha (técnicas de um terminal) para estimar o local da falta. Essa abordagem aplicada a elos CC é favorecida pela característica da terminação das linhas que, por serem compostas pelas estações conversoras, filtros CC e reatores de alisamento, impede que os transitórios propagem-se para o lado CA, aprisionando-os entre os terminais da linha. Essa característica facilita a detecção de transitórios, tornando a alternativa vantajosa para localização de faltas (LIU *et al.*, 2009a; LIU *et al.*, 2009b; ZHANG *et al.*, 2011). Dentre as metodologias baseadas nesse conceito, serão abordadas técnicas que analisam tempos de propagação de transitórios eletromagnéticos, popularmente conhecidas como soluções baseadas em ondas viajantes (OVs).

### 1.3 OBJETIVOS

Considerando a relevância do problema previamente descrito e o crescente interesse do setor elétrico por soluções que auxiliem a identificação de defeitos em linhas de transmissão de forma rápida e precisa, o objetivo geral deste trabalho é avaliar o desempenho de métodos de Localização de Falta baseados em Ondas Viajantes (*Traveling Wave Fault Location - TWFL*) aplicados a elos CC compostos por linhas de grande extensão, além de propor um novo método TWFL a dois terminais independente dos parâmetros de linha e sincronização de dados aplicado a elos CC.

Essa dissertação de mestrado, portanto, apresenta um estudo detalhado do desempenho de métodos TWFL aplicados a um elo CC. Dentro desse estudo, os métodos TWFL difundidos na literatura são avaliados na ferramenta *Alternative Transients Program (ATP)* frente a faltas polo-terra e polo-polo, considerando variações do ponto de defeito e da resistência de falta. O impacto de incertezas nos parâmetros de linha sobre estimações de local da falta também é avaliado através de um modelo de linha cujos parâmetros são dependentes da frequência. Dentro desse estudo, também é apresentado um novo método TWFL a dois terminais, baseado

no uso das OV's refratadas do ponto de falta, aplicado a elos CC que tem a característica de ser independente de parâmetros de linha e de sincronização de dados, além de contar com o uso apenas de OV's de fácil detecção. Dessa forma, este trabalho busca atender os seguintes objetivos:

- Propor um novo método TWFL a dois terminais independente de parâmetros de linha, sincronização de dados e baseado apenas em OV's de modo aéreo de fácil detecção aplicado a elos CC.
- Simular e avaliar o desempenho dos métodos TWFL para cenários de faltas polo-terra e polo-polo em um modelo de bipolo do tipo LCC-HVDC na ferramenta ATP, disponível na literatura<sup>2</sup>, variando o ponto do defeito e resistência de falta;
- Estudar o impacto da presença de incertezas nos parâmetros de linha no bipolo HVDC simulado na ferramenta ATP, levando em conta também a dependência dos parâmetros de linha com a frequência;
- Investigar as particularidades da aplicação da teoria de OV's para localização de faltas em elos CC;

## 1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Apresentar um estudo do desempenho de métodos TWFL aplicados a um elo CC composto por linhas de grandes extensões via simulações na ferramenta ATP, avaliando diversos cenários de falta para modelos de linhas com parâmetros dependentes e independentes da frequência. Com isso, espera-se expor uma visão aprofundada dos efeitos gerados pelos fenômenos de atenuação e dispersão em métodos TWFL aplicados a elos CC de grandes extensões.

Propor também um novo método TWFL a dois terminais baseado no uso das OV's refratadas do ponto de falta aplicado a elos CC, cuja característica é ser independente de parâmetros de linha e de sincronização de dados, além de contar com a análise apenas de OV's de modo aéreo de fácil detecção. Tais características são vantajosas mediante os métodos existentes na literatura que, em geral, dependem da velocidade de propagação (GALE *et al.*, 1993) ou, quando independentes dos parâmetros de linha, necessitam de detecções de OV's de modo terra

---

<sup>2</sup>Disponível em <<https://www.atpdraw.net>>. Acesso em 03/07/2020.

ou de processos de pré-estimação fasorial que não podem ser reproduzidos em sistemas CC (LOPES, 2016; LOPES *et al.*, 2018).

## 1.5 PUBLICAÇÕES

Os estudos desenvolvidos durante o mestrado possibilitaram a publicação dos seguintes artigos em anais de conferências internacionais e nacionais:

- **Fernandes, P. C.**; Gonçalves, H. N. G. V., Silva, K. M., Lopes, F. V., Two-Terminal Modal Traveling Wave-Based Fault Location Method for HVDC Systems. Em: Workshop on Communications Networks and Power Systems (WCNPS). Brasília, Brasil, 2018.
- **Fernandes, P. C.**; Lopes, F. V., Silva, K. M., Gonçalves, H. N. G. V., Localização de Faltas em Linhas de Transmissão em HVDC Baseadas em Ondas Viajantes: Um Estudo de Caso do Bipolo 2 do Madeira Em: XVIII Encontro Regional Ibero-Americano do Cigré (XVIII Eriac). Foz do Iguaçu, Brasil, 2019.
- **Fernandes, P. C.**; Gonçalves, H. N. G. V., Silva, K. M., Lopes, F. V., Evaluation of Traveling Wave-Based Fault Location Methods Applied to HVDC Systems. Em: International Conference on Power Systems Transients (IPST 2019). Perpignan, França, 2019.
- **Fernandes, P. C.**; Honorato, T. R., Silva, K. M., Lopes, F. V., Localização de Faltas em Linhas de Transmissão em HVDC Baseadas na Teoria de Ondas Viajantes. Em: XXV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (XXV SNPTEE). Belo Horizonte, Brasil, 2019.

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está organizado da seguinte maneira:

- No Capítulo 2, discutem-se os princípios básicos da transmissão em CC, passando pela descrição do funcionamento dos conversores e demais equipamentos usualmente encontrados nos elos CC;
- No Capítulo 3, apresenta-se a fundamentação teórica da propagação de OV's em linhas monofásicas, mostrando o desenvolvimento das equações telegráficas, dos coeficientes de

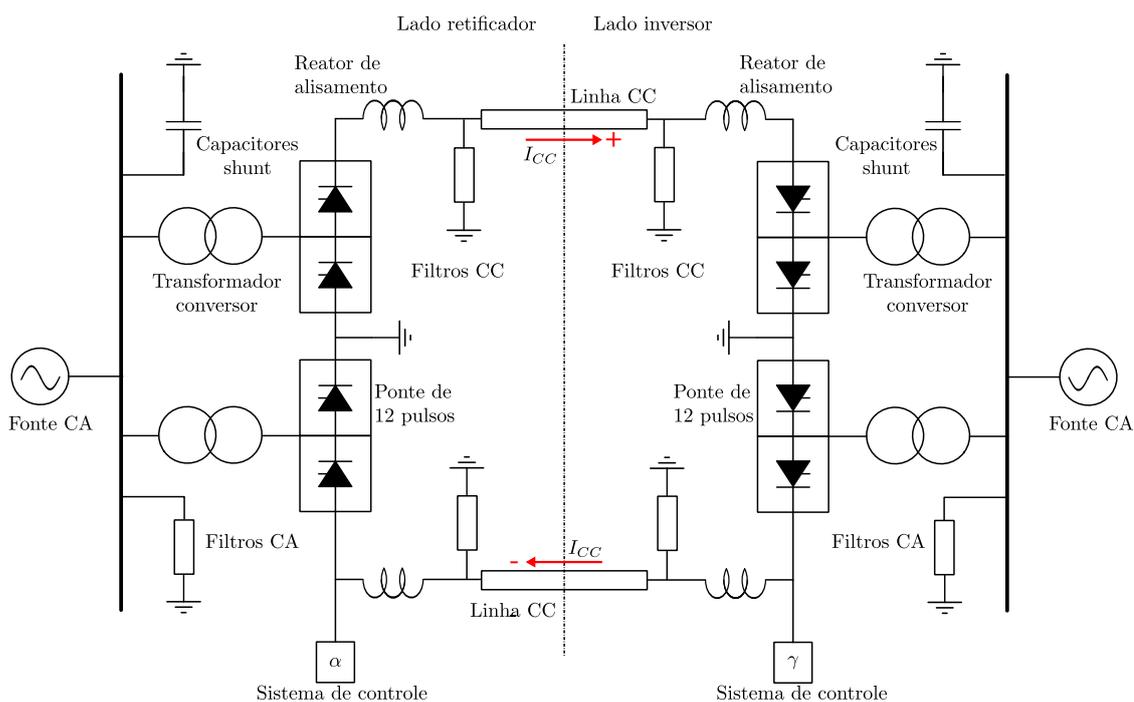
reflexão e refração e do diagrama de reflexões sucessivas;

- No Capítulo 4, apresenta-se uma breve revisão dos diversos trabalhos da comunidade científica que abordam a teoria de localização de faltas em linha de transmissão;
- No Capítulo 5, descreve-se a metodologia estudada para desacoplamento dos sinais medidos e detecção de OVs em um sistema bipolar em CC. Apresentam-se a formulação de localização de faltas baseadas na teoria de OVs proposta nessa dissertação;
- No Capítulo 6, descreve-se o modelo do bipolo LCC-HVDC utilizado nas simulações, apresentam-se os estudos conduzidos no trabalho e discute-se o desempenho dos métodos de localização de faltas baseados em OVs;
- No Capítulo 7, apresentam-se as principais conclusões do trabalho, enfatizando as propostas de trabalhos futuros para a área de estudo.

## TRANSMISSÃO EM CC

Neste capítulo serão discutidos os principais aspectos a serem observados em sistemas de transmissão em CC do tipo LCC (*Line-Commutated Converters*), incluindo os fundamentos da conversão CA/CC. Adicionalmente, será feita uma descrição dos equipamentos básicos que constituem um elo CC e suas funcionalidades, assim como os tipos de conexão existentes.

A Figura 2.1 mostra o esquema típico de um bipolo HVDC do tipo LCC, ilustrando equipamentos importantes para a transmissão em CC, os quais serão discutidos ao longo desse capítulo. O entendimento acerca do funcionamento desses equipamentos é importante, pois eles constituem as terminações da linha e impactam diretamente nas ondas viajantes formadas por transitórios oriundos de defeitos, podendo possuir terminações predominante indutivas ou capacitivas. Os desdobramentos observados para cada tipo de terminação, como as polaridades das OV's incidentes nos terminais, são detalhados no Capítulo 3.



**Figura 2.1.** Esquema básico de um bipolo LCC-HVDC.

## 2.1 ESTAÇÕES CONVERSoras

A estação conversora (ou conversor) é o equipamento responsável por transformar a corrente alternada em contínua e vice-versa. Ao processo de conversão CA/CC dá-se o nome de retificação, enquanto ao processo de conversão CC/CA dá-se o nome de inversão. Portanto, para que a transmissão em CC seja realizada, necessita-se de uma estação retificadora localizada em uma das extremidades da linha e de uma estação inversora na outra. As estações conversoras adotam diferentes tecnologias, como os transistores bipolares de porta isolada, por exemplo, componentes característicos dos elos VSC (*Voltage-Source Converters*) e os tiristores, presentes nos elos LCC. Neste trabalho, apenas a topologia LCC será abordada (FERNANDES; GONÇALVES, 2018), em virtude de ser utilizada no bipolo HVDC do complexo do Rio Madeira<sup>1</sup>.

Os tiristores são dispositivos semicondutores de três terminais: um anodo, um catodo e um terminal de porta (*gate*). Quando a diferença de potencial entre o anodo e o catodo for positiva e for aplicado um sinal de baixa amplitude ao *gate*, diz-se que o tiristor conduz, isto é, uma corrente flui do anodo para o catodo. Uma vez comutado, o tiristor permanece ligado por tempo indefinido enquanto estiver polarizado positivamente e a corrente no anodo se mantiver acima de um patamar mínimo (FERNANDES; GONÇALVES, 2018). Por outro lado, na condição do potencial do anodo se tornar menor que o do catodo, o tiristor passa a bloquear a corrente fluindo por ele e a condução cessa (SOOD, 2004). No caso dos conversores vistos a seguir, o instante de tempo em que será aplicado um sinal ao *gate* do tiristor está relacionado a um ângulo de disparo  $\alpha$ . Apesar de existirem outras configurações de circuitos conversores, as pontes de *Graetz* ou de seis pulsos, juntamente às pontes de doze pulsos, são as mais empregadas nas diversas aplicações de transmissão até os dias de hoje. A seguir apresenta-se o funcionamento e a análise desses equipamentos.

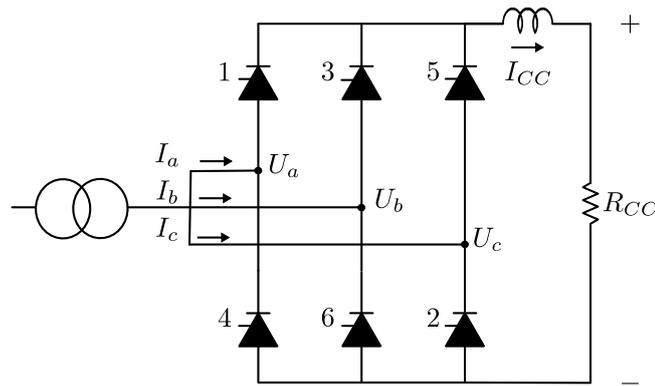
### 2.1.1 Ponte Retificadora de Seis Pulsos

A estrutura simplificada de uma ponte de seis pulsos, apresentada na Figura 2.2, é formada por três pares paralelos de tiristores conectados em série, em que cada par é alimentado por

---

<sup>1</sup>Disponível em <<https://www.atpdraw.net>>. Acesso em 18/04/2020.

uma das fases de uma fonte de tensão trifásica em CA. Na parte superior da ponte, os anodos dos tiristores 1, 3 e 5 são conectados às fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente. Da mesma forma na parte inferior da ponte, têm-se conectados às fases os catodos dos tiristores 4, 6 e 2. Por fim, uma carga CC denominada  $R_{CC}$  alimentada por uma corrente retificada  $I_{CC}$  é conectada em paralelo aos terminais da ponte.



**Figura 2.2.** Circuito básico de uma ponte de *Graetz* ou retificadora de seis pulsos.

### 2.1.1.1 Operação em Modo Retificador e Modo Inversor

Considere uma fonte de tensão trifásica equilibrada cujas tensões de fase são dadas por  $U_a$ ,  $U_b$  e  $U_c$ , conectada a uma ponte de seis pulsos análoga à vista na Figura 2.2. Assume-se que a impedância da fonte é nula para eliminar quaisquer sobreposições nas conduções das válvulas, isto é, a comutação entre tiristores que se encontram no mesmo lado da ponte acontece instantaneamente (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). Além disso, adota-se inicialmente o processo de comutação sem controle do *gate* dos tiristores da ponte, ou seja,  $\alpha = 0^\circ$ .

Sabe-se que um tiristor conduz corrente a partir do instante em que tensão vista no anodo for positiva em relação à tensão vista no catodo e cessa a condução quando a tensão vista no anodo for negativa em relação à tensão vista no catodo (SOOD, 2004). A partir deste entendimento, o funcionamento dos tiristores na ponte de seis pulsos pode ser resumido da seguinte maneira:

- Para os tiristores 1, 3 e 5 na parte superior da ponte, que apresentam a fonte conectada a seus anodos, conduzirá aquele cuja tensão no **anodo** for a mais **positiva**, isto é, aquele que estiver conectado à fase mais positiva naquele instante;
- Para os tiristores 4, 6 e 2 na parte inferior da ponte, que apresentam a fonte conectada a

seus catodos, conduzirá aquele cuja tensão no **catodo** for a mais **negativa**, isto é, aquele que estiver conectado à fase mais negativa naquele instante.

Conforme é mostrado na Figura 2.3, quando a tensão  $U_a$  é a mais positiva entre as três tensões de fase, o tiristor 1 conduz. Simultaneamente, se a tensão  $U_b$  é a mais negativa, o tiristor 6 também conduz. Como a tensão vista na carga é dada pela diferença entre os potenciais no catodo comum e anodo comum da ponte, a forma de onda resultante acompanha a tensão de linha  $U_{ab}$ . A partir do ponto em que  $U_a$  é máxima, a tensão  $U_b$  deixa de ser a mais negativa em relação às tensões de fase, sendo substituída agora por  $U_c$ . Nesse momento, os tiristores conduzindo são 1 e 2 e a tensão na carga acompanha  $U_{ac}$ . O mesmo raciocínio pode ser aplicado para as demais combinações de tensão de fase, conforme mostra a Figura 2.3 para  $\alpha = 0^\circ$ , em que são apresentadas também a sequência de chaveamento dos tiristores e a forma da tensão retificada de saída (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).

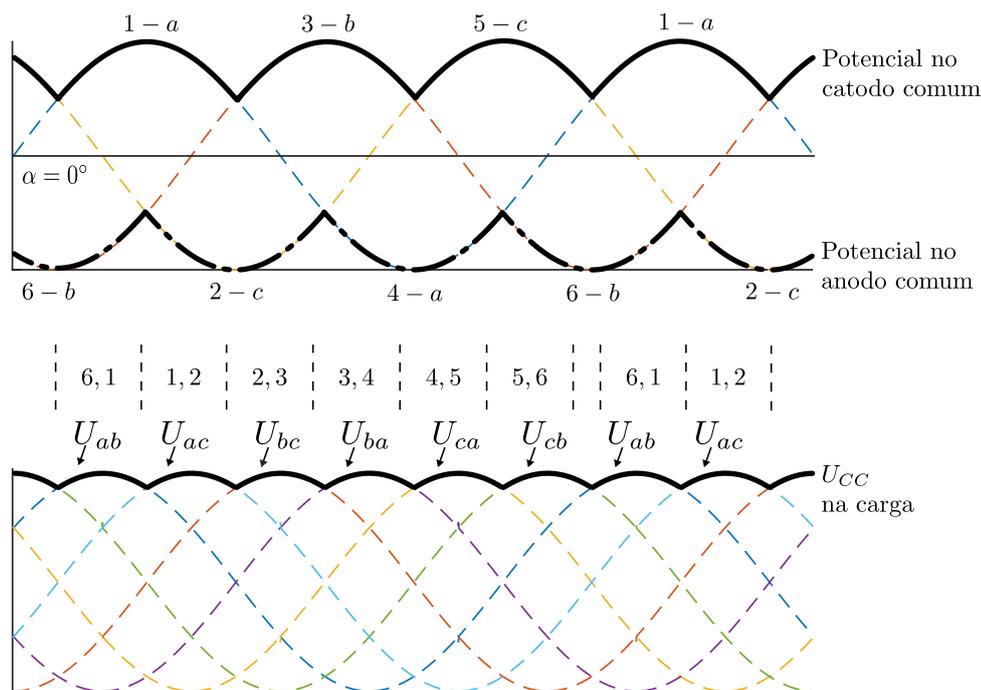
Pode-se concluir que a ponte retificadora de seis pulsos funciona a partir da condução de diferentes pares de tiristores a cada  $60^\circ$ , isto é, 6-1, 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, sendo que cada tiristor sozinho conduz durante  $120^\circ$ . Ademais, a tensão vista na carga acompanha a tensão de linha resultante da diferença das tensões dos tiristores que estão conduzindo corrente naquele momento,  $U_{ab}, U_{ac}, U_{bc}, U_{ba}, U_{ca}, U_{cb}$  (FERNANDES; GONÇALVES, 2018).

As Figuras 2.3 a 2.7 ilustram não só que a tensão de saída da ponte contém uma ondulação (*ripple*), mas também que, para um ciclo da tensão de fase da fonte CA, existem seis pulsos dessa ondulação. O valor médio da tensão retificada é dado pela integração da tensão de saída  $U_{CC}(t) = \sqrt{3}U_m \cos(\omega t)$  dentro do intervalo de uma ondulação ( $\omega t = \pi/3$ ), sendo  $U_m$  a amplitude do sinal de tensão de fase:

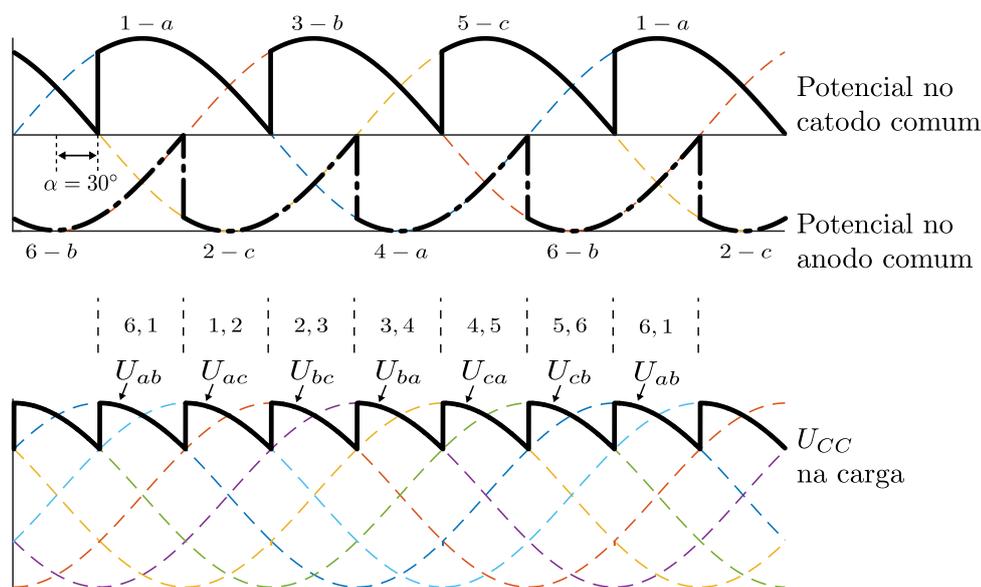
$$\begin{aligned} U_{CC0} &= \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}U_m \cos(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m. \end{aligned} \tag{2.1}$$

Admita agora a presença de  $\alpha$  não-nulo. A função deste ângulo é atrasar o instante de disparo de cada tiristor a partir de um valor pré-definido, realizando o processo de comutação controlada. As Figuras 2.3 a 2.7 mostram o impacto da comutação controlada para diversos valores de ângulo de disparo  $\alpha$ . À medida que o ângulo  $\alpha$  é aumentado, a área abaixo da curva

de tensão de saída diminui, de modo que sua tensão média também diminui. A tensão CC média ilustrada na Figura 2.3 é máxima quando  $\alpha = 0^\circ$  e decresce à medida em que  $\alpha$  cresce, como é o caso de  $\alpha = 30^\circ$  na Figura 2.4. A tensão continua decrescendo até atingir valor médio nulo em  $\alpha = 90^\circ$ , conforme a Figura 2.5 mostra e, aumentando ainda mais o ângulo de disparo, a tensão torna-se negativa, como é o caso de  $\alpha = 120^\circ$  na Figura 2.6, até atingir valor médio mínimo, em  $\alpha = 180^\circ$ , conforme a Figura 2.7 mostra.



**Figura 2.3.** Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando  $\alpha = 0^\circ$ .



**Figura 2.4.** Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando  $\alpha = 30^\circ$ .

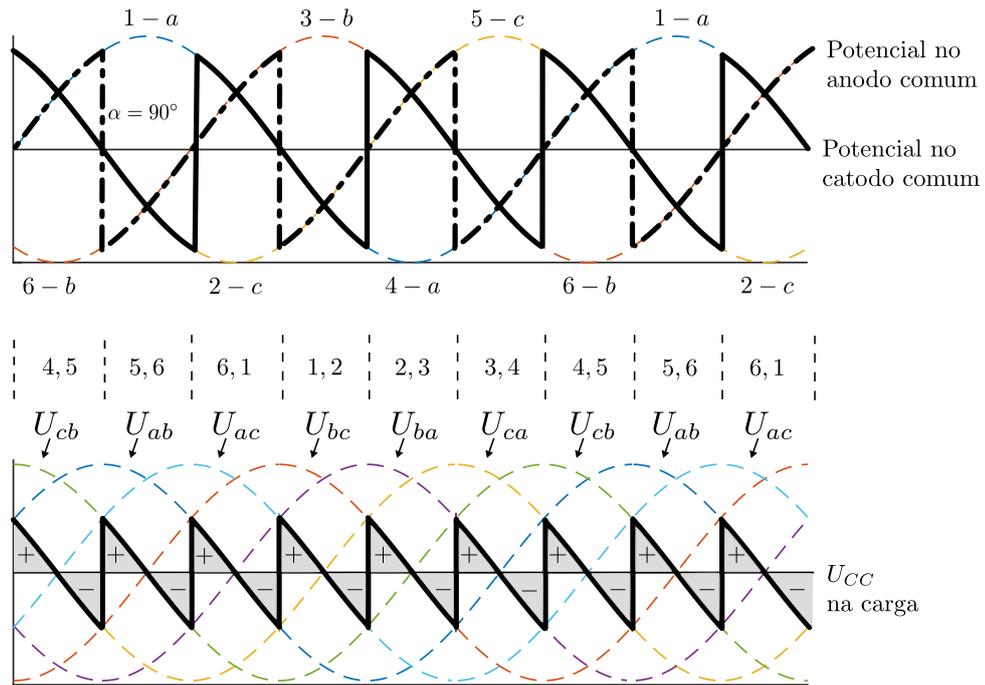


Figura 2.5. Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando  $\alpha = 90^\circ$ .

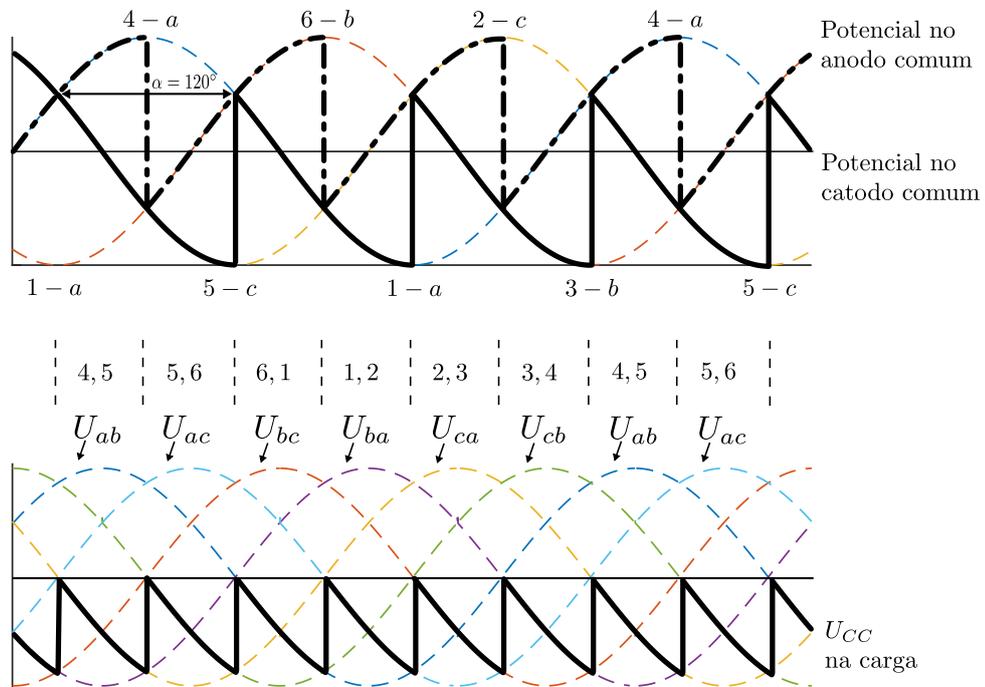
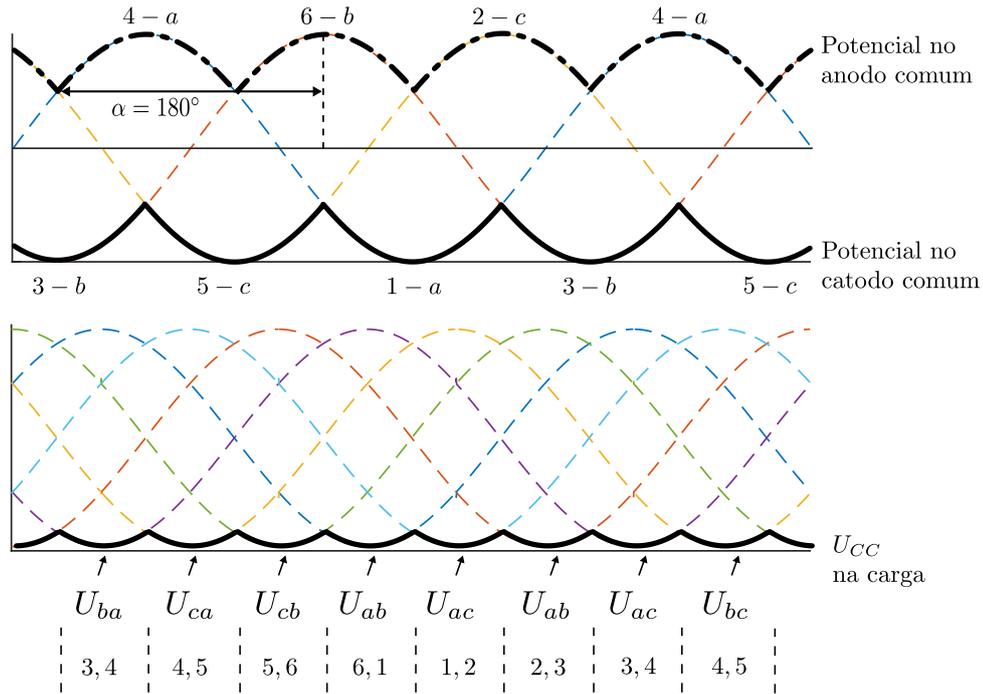


Figura 2.6. Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando  $\alpha = 120^\circ$ .



**Figura 2.7.** Formas de onda de tensão para uma ponte de seis pulsos, considerando  $\alpha = 180^\circ$ .

Este comportamento pode ser melhor observado calculando o valor médio de  $U_{CC}(t)$  para ângulo de disparo não-nulo:

$$\begin{aligned}
 U_{CC0,\alpha} &= \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{+\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{3}U_m \cos(\omega t) d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \cos(\alpha).
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Logo, o valor médio de tensão na saída da ponte depende do cosseno do ângulo de disparo. Para ângulos de disparo  $\alpha$  superiores a  $90^\circ$ , opera-se em modo inversor. Neste modo, os tiristores 1, 3 e 5 conduzirão quando as tensões presentes em seus catodos forem as mais negativas, ao passo que os tiristores 4, 6 e 2 conduzirão quando as tensões em seus anodos forem as mais positivas com respeito aos outros tiristores do mesmo grupo. As formas de onda envolvidas no processo de comutação para  $\alpha = 90^\circ$ ,  $\alpha = 120^\circ$  e  $\alpha = 180^\circ$  estão ilustradas nas Figuras 2.5, 2.6 e 2.7 respectivamente.

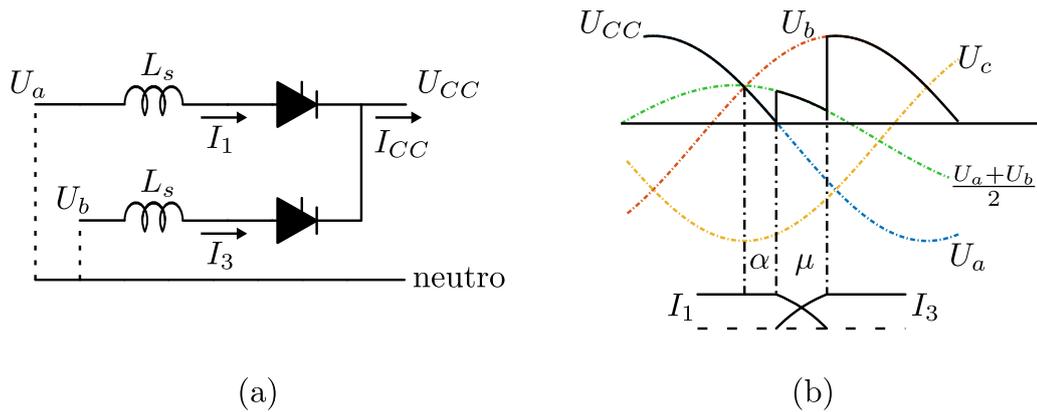
### 2.1.1.2 Ângulo de Sobreposição e Ângulo de Extinção

Na operação ideal, descrita ao longo das subseções anteriores, assume-se que a comutação dos tiristores é um evento instantâneo, não havendo sobreposições nas conduções das válvulas.

Em sistemas reais, no entanto, ainda que a reatância do sistema CA seja desprezível, deve-se considerar a influência da reatância de dispersão dos transformadores conectados às pontes retificadoras (PADIYAR, 1990).

Durante a comutação de um tiristor, certa quantidade de energia é armazenada e posteriormente transferida por essas reatâncias, fazendo com que uma tensão, denominada tensão de comutação, apareça em períodos em que não há comutação de tiristores. Em consequência disso, dois tiristores do mesmo grupo (1-3-5 ou 4-6-2) passam a conduzir corrente simultaneamente e, assim, cria-se um cenário de condução através de três tiristores (5-6-1, 6-1-2, 1-2-3, 2-3-4, 4-5-6) durante a comutação completa dos pares de tiristores (6-1, 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6). A esse tempo em que três tiristores conduzem simultaneamente, associa-se a variável  $\mu$ , denominada ângulo de sobreposição, e a sequência completa do processo de comutação passa a ser 5-6-1, 6-1, 6-1-2, 1-2, 1-2-3, 2-3, 2-3-4, 3-4, 3-4-5, 4-5, 4-5-6, 5-6 (KIMBARK, 1971).

O efeito prático da presença do ângulo de sobreposição  $\mu$  é de que, durante a comutação, a tensão vista na carga é igual à média das tensões de neutro curto-circuitadas pela condução simultânea de três tiristores (KIMBARK, 1971; KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). Para ilustrar esse fenômeno, considere a condução simultânea dos tiristores 1-2-3, observando a transição da comutação do tiristor 1 para o 3. As equações de tensão para o circuito equivalente da condução simultânea da Figura 2.8 (a) são dadas por:



**Figura 2.8.** Exemplo do processo de comutação entre os tiristores 1 e 3: (a) circuito equivalente; (b) formas de tensão e corrente durante a comutação.

$$U_a = L_s \frac{\partial I_1}{\partial t} + U_{CC}, \quad (2.3)$$

$$U_b = L_s \frac{\partial I_3}{\partial t} + U_{CC}, \quad (2.4)$$

Durante a comutação, assumindo as indutâncias  $L_s$  como balanceadas, as taxas de variação das correntes  $-I_1$  e  $I_3$  são iguais, tornando as quedas de tensão sobre  $L_s$  iguais (ARRILLAGA *et al.*, 2007; KIM *et al.*, 2009). Portanto:

$$\frac{\partial I_1}{\partial t} + \frac{\partial I_3}{\partial t} = 0. \quad (2.5)$$

Somando (2.3) e (2.4), tem-se o resultado de que a tensão vista na carga é igual à média das tensões de neutro curto-circuitadas pela condução simultânea de três tiristores:

$$U_{CC} = \frac{U_a + U_b}{2}. \quad (2.6)$$

A Figura 2.8 mostra que durante a condução simultânea de três tiristores, observa-se um dente na forma da onda de tensão com duração igual ao ângulo de sobreposição  $\mu$ . O valor médio para a tensão vista na carga, demonstrado em (KIMBARK, 1971), vale:

$$U_{CC0\mu} = \frac{U_{CC0}}{2} \left[ \cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu) \right]. \quad (2.7)$$

A presença dessa reatância de comutação também faz com que seja necessário considerar algum ângulo de extinção,  $\gamma > \gamma_0$ <sup>2</sup>, que dê margem suficiente para que o tiristor conduzindo devido à tensão de comutação retorne à sua condição de bloqueio (ARRILLAGA *et al.*, 2007). Esta restrição impossibilita que, na prática, o processo de inversão total ( $\alpha = 180^\circ$ ) seja atingido, fazendo com que haja, portanto, um limite superior para o ângulo de disparo,  $\alpha = \pi - (\mu + \gamma_0)$  para garantir operação em modo inversor sem falha de comutação (KIM *et al.*, 2009). Tipicamente, o valor de  $\gamma_0$  que garante boa operação está entre 15 e 20° (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011; FERNANDES; GONÇALVES, 2018).

### 2.1.2 Ponte Retificadora de Doze Pulsos

Na seção anterior, apresentou-se o funcionamento detalhado de uma ponte retificadora de seis pulsos. Este componente é o ponto central do entendimento para a transmissão em CC,

<sup>2</sup>Através da relação  $\alpha = \pi - (\mu + \gamma_0)$ , é possível chegar formulação de  $\gamma_0$ :

$$\gamma_0 = \pi - \alpha - \mu \quad (2.8)$$

uma vez que é responsável por fazer as conversões CA/CC, e vice-versa, apenas alterando o modo de operação de retificador para inversor, respectivamente.

Esta topologia, no entanto, apresenta alguns inconvenientes. O primeiro e mais grave a ser citado é a geração de componentes harmônicas de ordem  $6K \pm 1$  no lado CA e de ordem  $6K$  no lado CC, sendo  $K$  um número inteiro, cuja presença cria a necessidade de utilização de mais filtros. O segundo problema é a ondulação presente no sinal de saída de corrente contínua. Na topologia de seis pulsos, as ondulações ficam espaçadas  $60^\circ$  (RASHID, 2001; HART, 2011).

Buscando mitigar esses problemas, uma nova topologia foi desenvolvida: a ponte retificadora de doze pulsos. Essa configuração possui duas pontes retificadoras de seis pulsos ligadas em série, em que uma das pontes está conectada a um transformador conversor trifásico ligado em  $Y : Y$ , ao passo que a outra está conectada a um transformador ligado em  $Y : \Delta$ .

O uso dos transformadores em  $Y : Y$  e  $Y : \Delta$  cria tensões de mesma magnitude e defasadas de  $30^\circ$  na saída das pontes de seis pulsos. As pontes, por sua vez, encontram-se conectadas em série, de modo que a tensão média vista na carga será dada pela soma simples das tensões médias de saída das pontes (HART, 2011):

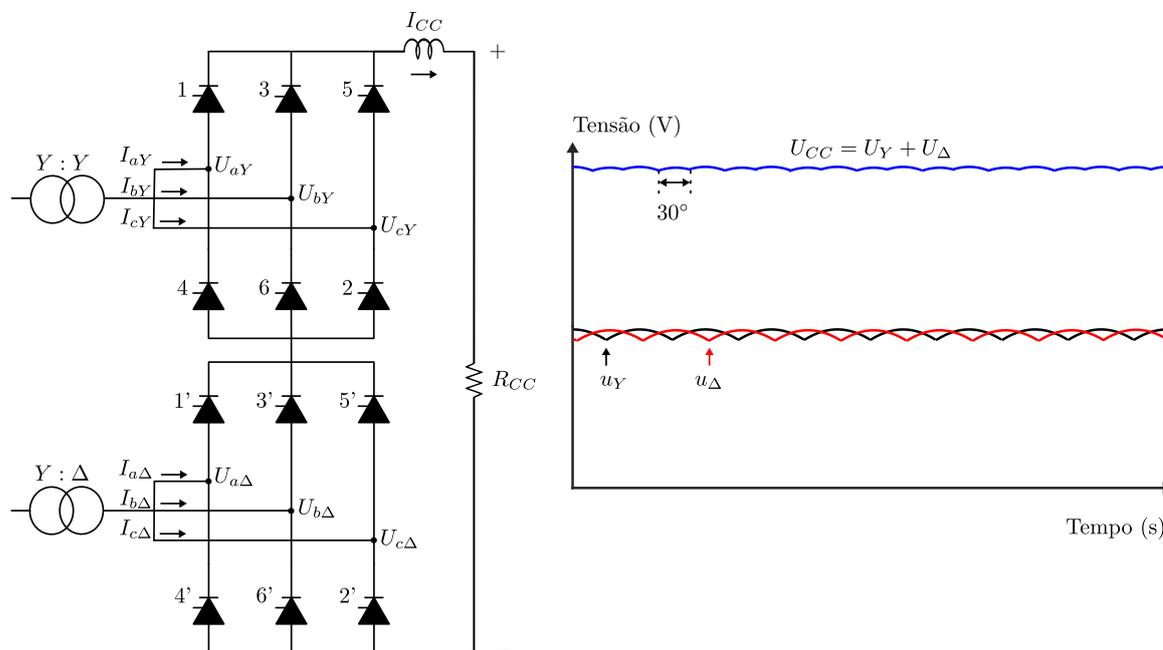
$$\begin{aligned} U_{CC0,doze} &= U_Y + U_\Delta \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi}U_m + \frac{3\sqrt{3}}{\pi}U_m \\ &= 2 \frac{3\sqrt{3}}{\pi}U_m \end{aligned} \tag{2.9}$$

A relação supracitada é ilustrada na Figura 2.9. Percebe-se que a ondulação no sinal de saída reduz de  $60^\circ$  para  $30^\circ$ , formando 12 pulsos. Além disso, o nível de tensão entregue para a carga é duas vezes maior comparado ao observado em uma ponte de 6 pulsos.

É possível aumentar ainda mais o nível de tensão entregue para a carga com a adição de mais pontes e transformadores conversores, preferencialmente em pares, compondo pontes de 24 pulsos (ondulações espaçadas em  $15^\circ$ ) ou de até 48 pulsos (ondulações espaçadas em  $7,5^\circ$ ). No entanto, dificilmente pontes com mais de 12 pulsos são usadas em sistemas HVDC, pois a complexidade das conexões dos transformadores não compensa o ganho gerado por mais pulsos (menos *ripple*) na transmissão em CC (KIMBARK, 1971).

Em relação à questão harmônica, as componentes de ordem 5, 7, 17, 19... produzidas pelas duas pontes se cancelam. Logo, para a ponte retificadora de doze pulsos, harmônicos cuja

ordem é diferente de  $12K \pm 1$  se cancelam e a componente de menor ordem observada no lado CA passa a ser de ordem 11 (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).



**Figura 2.9.** Ponte retificadora de doze pulsos e perfil de tensão de saída na carga  $R_{CC}$ .

## 2.2 TRANSFORMADORES CONVERSORES

Aos transformadores de sistemas HVDC, os quais se encontram localizados no lado CA, dá-se o nome de transformadores conversores, sendo suas incumbências as de ajustar a tensão CA da rede a um nível de tensão adequado para os conversores e de prover isolamento galvânica entre os dois sistemas (RAMOS *et al.*, 2015).

Estes equipamentos diferem em seu projeto quando comparados àqueles usados em sistemas CA principalmente porque deve-se levar em consideração, além de tensões CA, tensões CC sobrepostas com inversão de polaridade. Isso se traduz na necessidade de um sistema de isolamento que seja capaz de suportar estresses CA e CC de tensão combinados. Além disso, a quantidade de harmônicos presentes em transformadores conversores é bem superior que em transformadores CA convencionais, causando perdas adicionais por conta da formação de pontos quentes locais em seus enrolamentos (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).

## 2.3 FILTROS CA E CC

Deseja-se que a energia elétrica entregue aos centros de consumo, seja ela transmitida em CA ou CC, tenha magnitude constante e não apresente desvio da forma de onda ideal, sendo esse desvio expresso em termos de componentes harmônicas. Para mitigar os impactos do conteúdo harmônico da rede e dos equipamentos, filtros são instalados nos lados CA e CC.

São três as principais fontes de harmônicos em sistemas HVDC: os transformadores, a geração CA e os conversores. Geradores CA podem gerar harmônicos devido à distribuição não-uniforme do fluxo em seus enrolamentos de armadura (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). O formato descontínuo da corrente que atravessa os enrolamentos dos transformadores conversores também é uma fonte de harmônicos (ADAMSON; HINGORANI, 1960). O chaveamento repetitivo e em elevada velocidade dos tiristores presentes nos conversores deve ser destacado visto que opera tanto como fonte de harmônicos de corrente no lado CA quanto como fonte de harmônicos de tensão no lado CC (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011).

Como visto nas seções anteriores, a configuração do conversor determina o número de pulsos, isto é, a frequência das ondulações na forma de onda de saída comparada com a frequência fundamental da rede que, por sua vez, relaciona-se à ordem das componentes harmônicas características vistas no sistema. Mais especificamente, um conversor com um número de pulsos  $p$  gera harmônicos de ordem  $Kp \pm 1$  no lado CA e de ordem  $Kp$  no lado CC, sendo  $K$  um número inteiro (KIM *et al.*, 2009). Tomando a transformada de Fourier para os sinais de tensão de saída no lado CC e das correntes que circulam nos enrolamentos dos transformadores conversores, é possível determinar a existência de harmônicos de ordem  $Kp$  no lado CC e  $Kp \pm 1$  no lado CA (ADAMSON; HINGORANI, 1960; KIMBARK, 1971; KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). Logo, para um conversor de 12 pulsos, são gerados harmônicos de ordens 11, 13, 23, 25 e assim por diante no lado CA, enquanto no lado CC tem-se as ordens 12 e 24, por exemplo, sendo que as magnitudes diminuem à medida que a ordem aumenta.

Embora seja possível reduzir o conteúdo harmônico que afeta a rede CA com o aumento do número de pulsos, esse método demanda o uso de transformadores mais caros (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011). De um ponto de vista econômico, portanto, torna-se mais viável a alternativa do uso de filtros CA, os quais, além de limitar a distorção por harmônicos a um nível

aceitável, também cumprem o papel de injetar potência reativa para compensar parte da que é absorvida pelos conversores devido ao atraso gerado por atrasos no ângulo de disparo e dos efeitos do ângulo de superposição existente na comutação (ARRILLAGA *et al.*, 2007; KIM *et al.*, 2009). De fato, a demanda por potência reativa chega a aproximadamente 60% da potência nominal transmitida pelo elo CC (ARRILLAGA *et al.*, 2007). Os filtros CC, por sua vez, são projetados com o único intuito de eliminar harmônicos no lado CC, não havendo necessidade de fornecer reativos.

## 2.4 REATORES DE ALISAMENTO

Outro equipamento importante na transmissão em CC é o reator de alisamento. Usualmente, ele é conectado em série com linha/cabo de transmissão em CC ou, no caso da configuração *back-to-back*, colocado no circuito intermediário. Esse equipamento é responsável por limitar a taxa de elevação da corrente quando da ocorrência de falhas no lado CC, posto que, quanto menor for mantida a corrente, maiores as chances de sucesso da próxima comutação controlada da ponte retificadora (KIM *et al.*, 2009).

Além disso, o reator de alisamento atenua as ondulações existentes na corrente CC e reduz os impactos das correntes e tensões harmônicas no lado CC do elo (KIM *et al.*, 2009), sendo também capaz de reduzir a incidência de falhas de comutação nas estações inversoras devido à afundamentos de tensão no lado CA (PADYAR, 1990). O projeto do tamanho do reator de alisamento é feito visando atender as características supracitas e também buscando reduzir o efeito dos harmônicos de baixas frequências (fundamental e segunda harmônica) provenientes do fenômeno de ressonância entre os lados CA e CC do sistema (PADYAR, 1990).

## 2.5 MODOS DE OPERAÇÃO DE UM ELO CC

Diferentemente da Figura 2.1 que inicia o esse capítulo, a Figura 2.10 (a) ilustra os equipamentos responsáveis pelo chaveamento no pátio CC de um bipolo HVDC. Sob operação normal, o elo opera em modo bipolar, ilustrado na Figura 2.10 (b), podendo entregar a potência nominal de cada polo, além de apresentar maior confiabilidade, pois, em caso de desligamento de

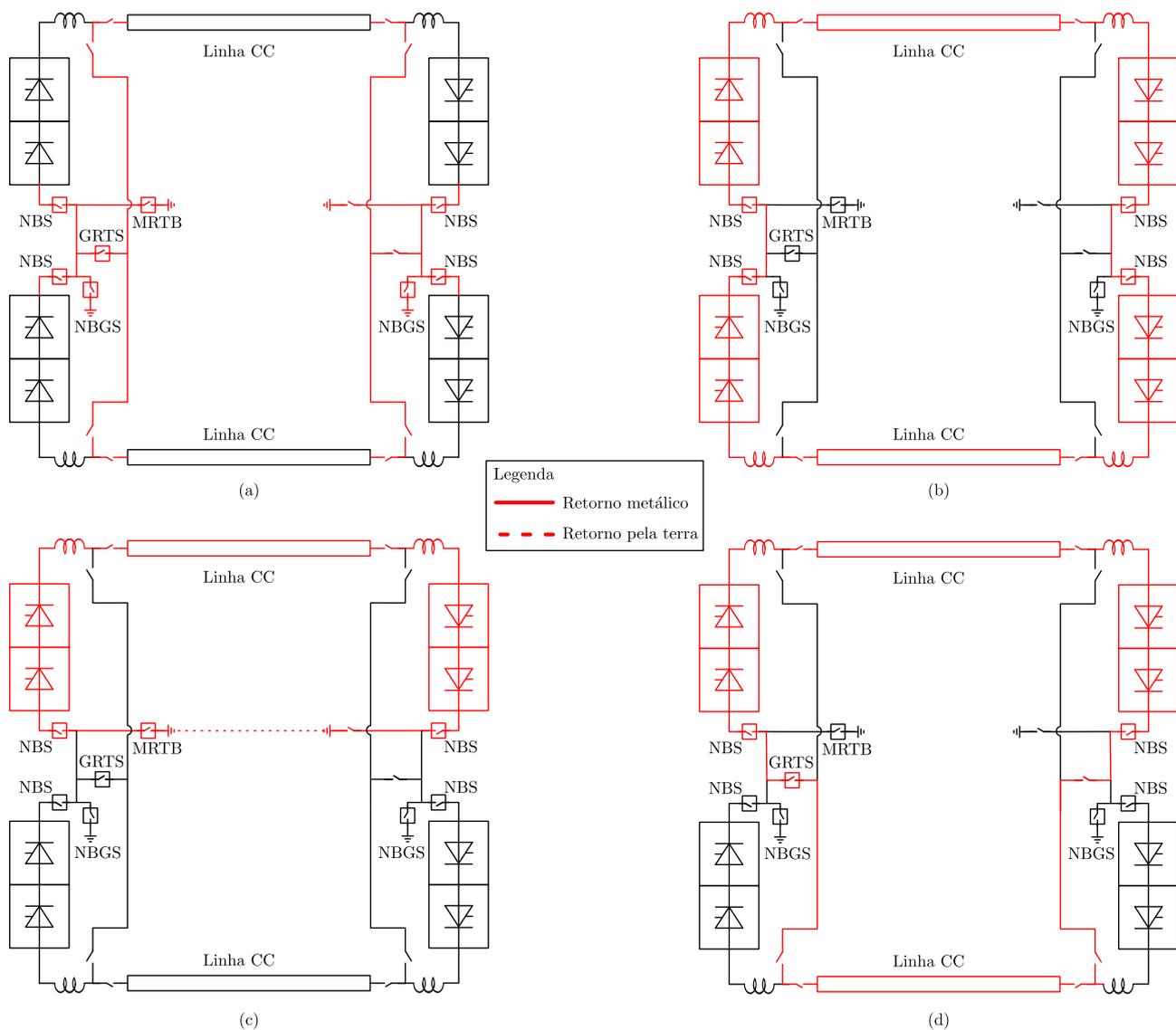
um dos polos, o polo remanescente é capaz de assumir a potência transmitida até um limite de sobrecarga estabelecido.

Em caso de desligamento de um polo, o elo passa a operar em modo monopolar sob duas possíveis modalidades: usando retorno metálico ou retorno pela terra. A modalidade de operação é feita através do chaveamento dos equipamentos ilustrados na Figura 2.10 (c). Para a operação em modo monopolar com retorno pela terra, os disjuntores NBS (*Neutral Bus Switch*) em conjunto com o MRTB (*Metallic Return Transfer Breaker*) são manobrados, criando um caminho de corrente que percorra a linha CC e passe pela terra. No entanto, é desejável comutar o caminho da corrente pela terra para o retorno metálico da linha cujo polo foi desligado. Para isso que isso ocorra, o disjuntor MRTB é aberto e o GRTS (*Ground Return Transfer Switch*) é fechado, criando um caminho alternativo pela linha do polo desligado (BACKMAN *et al.*, 2017), conforme a Figura 2.10 (d) mostra.

Em resumo, o disjuntor MRTB opera em conjunto com o GRTS para alternar o caminho de retorno da corrente pela terra para o retorno metálico (BARKER, 2009). Em geral, tanto MRTB quanto GRTS ficam localizados no terminal responsável por enviar potência para a rede (BACKMAN *et al.*, 2017). Já os disjuntores NBS são usados para isolar o polo sob defeito, tendo como substituto em caso de falha o NBGS (*Neutral Bus Ground Switch*). Tanto NBS quanto NBGS ficam localizados em ambos os terminais do elo CC (BACKMAN *et al.*, 2017).

## 2.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Nesse capítulo, os conceitos básicos da transmissão em CC foram apresentados, como a operação das estações conversoras e os modos de operação comumente observados em bipolos HVDC reais. Também discutiu-se a importância dos equipamentos que compõem um bipolo HVDC, como filtros CA/CC e reatores de alisamento. Tais equipamentos são importantes no processo de localização de faltas, pois determinam a predominância capacitiva ou indutiva observada na terminação da linha e, conseqüentemente, determinam os coeficientes de reflexão e refração nos terminais monitorados e as polaridades observadas pelas ondas viajantes incidentes, insumos importantes para o processo de localização de faltas baseado em OV's. Os conceitos fundamentais da teoria de OV's serão apresentados no próximo capítulo.



**Figura 2.10.** Equipamentos responsáveis pelo chaveamento no pátio CC de um bipolo HVDC e modos de operação: (a) equipamentos do pátio CC; (b) modo de operação bipolar; (c) modo de operação monopolar com retorno pela terra; (d) modo de operação monopolar com retorno metálico.

# TEORIA DE ONDAS VIAJANTES

Nesse capítulo, descreve-se a fundamentação teórica relativa ao fenômeno de propagação de ondas eletromagnéticas em linhas de transmissão por meio das equações que regem a teoria de circuitos elétricos. Discute-se também o comportamento de Ondas Viajantes (OV) em pontos de descontinuidade, abordando as formulações dos coeficientes de reflexão e refração e o uso do diagrama de reflexões sucessivas para determinação do perfil das OVs ao longo do tempo.

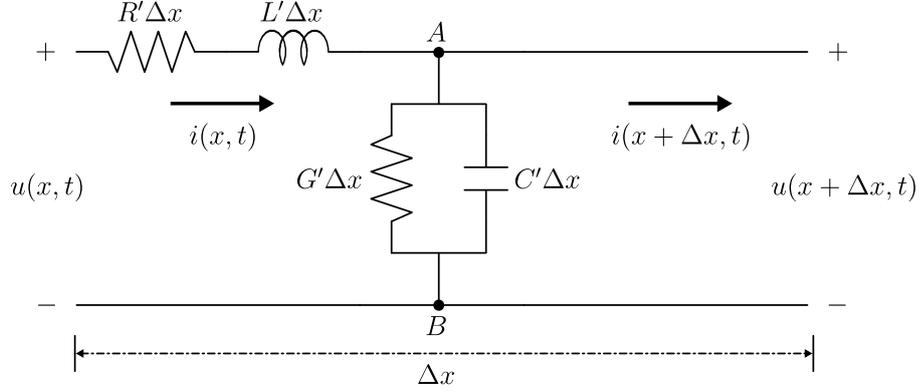
### 3.1 PROPAGAÇÃO DE ONDAS VIAJANTES EM LINHAS MONOFÁSICAS

Para obter o equacionamento que descreve a propagação das OVs em uma linha de transmissão monofásica por meio da teoria de circuitos elétricos, algumas hipóteses simplificadoras devem ser tomadas (ARAÚJO; NEVES, 2005). Primeiro, considera-se a influência do comprimento dos condutores, isto é, que a distância entre os condutores é pequena em relação à distância de propagação das OVs e, conseqüentemente, que variações nas formas de ondas em um terminal da linha não são percebidas instantaneamente no outro terminal, mas sim um determinado tempo depois (NAIDU, 1983; ARAÚJO; NEVES, 2005).

Segundo, o comportamento da corrente nos condutores não é constante ao longo da linha, além de ser inviável delimitar regiões em que haja apenas campo elétrico ou magnético. Portanto, não é possível avaliar uma linha com elementos de resistência, indutância, capacitância e condutância concentrados. Sendo assim, faz-se uso do modelo da linha com elementos distribuídos, ou seja, com resistência, indutância, capacitância e condutância por unidade de comprimento (NAIDU, 1983; ARAÚJO; NEVES, 2005).

Com as premissas apresentadas, considere o circuito equivalente da Figura 3.1, no qual está representado um elemento incremental de comprimento  $\Delta x$  de uma linha monofásica com dois condutores, sendo que um dos condutores está a uma distância  $h$  do solo e o outro é sua imagem,

estando a uma altura  $h$  da superfície do solo. Esse arranjo contempla a resistência série  $R'$ , a indutância série  $L'$ , a capacitância em derivação  $C'$  e a condutância em derivação  $G'$ , todas por unidade de comprimento da linha.



**Figura 3.1.** Modelo de linha monofásica com dois condutores a parâmetros distribuídos. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003).

Empregando as leis de Kirchoff de tensão e corrente no circuito da Figura 3.1, tem-se:

$$u(x, t) - u(x + \Delta x, t) = R' \cdot \Delta x \cdot i(x, t) + L' \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial i(x, t)}{\partial t}, \quad (3.1)$$

$$i(x, t) - i(x + \Delta x, t) = G' \cdot \Delta x \cdot u(x + \Delta x, t) + C' \cdot \Delta x \cdot \frac{\partial u(x + \Delta x, t)}{\partial t}. \quad (3.2)$$

Supondo distribuições iniciais de corrente e tensão nulas, convertem-se essas equações do domínio do tempo para o domínio da transformada de Laplace:

$$U(x, s) - U(x + \Delta x, s) = R' \cdot \Delta x \cdot I(x, s) + sL' \cdot \Delta x \cdot I(x, s), \quad (3.3)$$

$$I(x, s) - I(x + \Delta x, s) = G' \cdot \Delta x \cdot U(x + \Delta x, s) + sC' \cdot \Delta x \cdot U(x + \Delta x, s). \quad (3.4)$$

Assumindo que  $\Delta x$  é próximo de zero, pode-se dividir (3.3) e (3.4) por  $\Delta x$  e tomar o limite para  $\Delta x \rightarrow 0$  a fim de obter (3.5) e (3.6). Os sinais negativos indicam que as amplitudes das OVs diminuem à medida que  $x$  aumenta (SCHWEITZER *et al.*, 2014).

$$\frac{\partial U(x, s)}{\partial x} = -(R' + sL') \cdot I(x, s), \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial I(x, s)}{\partial x} = -(G' + sC') \cdot U(x, s). \quad (3.6)$$

Adicionalmente, introduzem-se  $Z' = R' + sL'$  e  $Y' = G' + sC'$  para obter (3.7) e (3.8):

$$\frac{\partial U(x, s)}{\partial x} = -Z' \cdot I(x, s), \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial I(x, s)}{\partial x} = -Y' \cdot U(x, s) . \quad (3.8)$$

Nota-se que, em (3.7) e (3.8), tensão e corrente estão acopladas. Com o intuito de chegar em expressões que contemplem, cada uma, apenas uma dessas grandezas, toma-se uma segunda derivada com relação a  $x$ , resultando em:

$$\frac{\partial^2 U(x, s)}{\partial x^2} = -Z' \cdot \frac{\partial I(x, s)}{\partial x} , \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} = -Y' \cdot \frac{\partial U(x, s)}{\partial x} . \quad (3.10)$$

Em seguida, substituindo (3.7) e (3.8) em (3.9) e (3.10), tem-se:

$$\frac{\partial^2 U(x, s)}{\partial x^2} = Z' \cdot Y' \cdot U(x, s) , \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} = Y' \cdot Z' \cdot I(x, s) . \quad (3.12)$$

ou

$$\frac{\partial^2 U(x, s)}{\partial x^2} - \gamma_{OV}^2 \cdot U(x, s) = 0 , \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} - \gamma_{OV}^2 \cdot I(x, s) = 0 , \quad (3.14)$$

em que  $\gamma_{OV} = \sqrt{Z' \cdot Y'} = \alpha_{OV} + j \cdot \beta_{OV}$  é chamada de constante de propagação da linha, enquanto  $\alpha_{OV}$  é a constante de atenuação e  $\beta_{OV}$  a constante de fase (SADIKU, 2014).

A solução geral das equações diferenciais de segunda ordem homogêneas (3.13) e (3.14) pode ser obtida (GLOVER *et al.*, 2012):

$$U(x, s) = U^+ \cdot e^{-\gamma_{OV} \cdot x} + U^- \cdot e^{\gamma_{OV} \cdot x} , \quad (3.15)$$

$$I(x, s) = I^+ \cdot e^{-\gamma_{OV} \cdot x} + I^- \cdot e^{\gamma_{OV} \cdot x} . \quad (3.16)$$

Analisando a expressão (3.15), tem-se que a tensão total em um determinado ponto da linha é dada pela superposição de duas componentes:  $U^+ \cdot e^{-\gamma_{OV} \cdot x}$  é uma onda que se propaga no sentido positivo de  $x$  (onda progressiva), ao passo que  $U^- \cdot e^{\gamma_{OV} \cdot x}$  se propaga no sentido negativo de  $x$  (onda regressiva).

### 3.2 IMPEDÂNCIA CARATERÍSTICA E VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO

Ao efetuar a razão, em qualquer ponto da linha, entre as ondas de tensão e corrente incidentes ou refletidas, considerando o referencial da corrente positiva no sentido de  $x$  positivo, chega-se à definição de impedância característica de uma linha (ZANETTA, 2003):

$$Z_c = \frac{U^+}{I^+} = \frac{U^-}{-I^-} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (3.17)$$

Vale notar que, assim como a constante de propagação  $\gamma_{OV}$ , a impedância característica  $Z_c$  é uma propriedade da linha, posto que ela depende dos parâmetros da linha  $R'$ ,  $L'$ ,  $G'$  e  $C'$ , além da frequência de operação. Adicionalmente, a impedância característica é uma grandeza complexa, portanto possui partes real e imaginária (ARAÚJO; NEVES, 2005).

Até aqui, o entendimento foi construído para o caso geral de uma linha monofásica com perdas. Considerando agora uma linha sem perdas, isto é, uma linha em que os condutores são perfeitos e em que não há perdas no meio dielétrico que os separa (ARAÚJO; NEVES, 2005; SADIKU, 2014), tem-se que  $R' = 0$ ,  $G' = 0$ . Essa condição faz com que (3.17) torne-se:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = Z_s. \quad (3.18)$$

A impedância característica para uma linha sem perdas é, portanto, uma grandeza puramente resistiva, e passa a ser chamada impedância de surto  $Z_s$  (ZANETTA, 2003). Uma vez que linhas de transmissão e distribuição em geral são projetadas para ter perdas baixas, pode-se usar a concepção da impedância de surto para análises e projetos iniciais com razoável precisão. É pertinente observar que, fazendo o limite de  $Z_c$  com  $\omega \rightarrow \infty$ , chega-se à mesma formulação de  $Z_s$  exposta em (3.18). Com isso, pode-se concluir que para um estudo de transitórios de alta frequência, como é o caso de propagação de OV's, é plausível aproximar a impedância característica da linha pela impedância de surto correspondente.

Ainda considerando que as perdas do sistema são desprezíveis quando comparadas ao efeito capacitivo e indutivo da linha, é possível definir a velocidade de propagação  $v$  das OV's a partir dos parâmetros da linha. Primeiramente, sabe-se que  $v = f \cdot \lambda$  (GLOVER *et al.*, 2012), em que  $f$  é a frequência e  $\lambda$  é o comprimento de onda do sinal avaliado. Além disso, é possível calcular o comprimento de onda por  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta_{OV}}$  (SADIKU, 2014). Em particular,  $\beta_{OV} = \omega\sqrt{L'C'}$  para

linhas sem perdas, de modo que:

$$v = f \cdot \frac{2\pi}{\beta_{OV}} = f \cdot \frac{2\pi}{\omega\sqrt{L'C'}} = f \cdot \frac{2\pi}{2\pi f\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} , \quad (3.19)$$

tornando clara a dependência existente entre  $v$  e a geometria da linha e as propriedades eletromagnéticas que a cercam, representados pelos parâmetros  $L'$  e  $C'$  (GREENWOOD, 1991).

Considerando agora que o espaçamento entre os condutores uniformes, sem perdas é suficientemente grande comparado ao raio dos próprios condutores, o fluxo circulando dentro dos mesmos pode ser negligenciado. Nessas condições, é possível aproximar  $L'$  e  $C'$  pelas fórmulas abaixo (GREENWOOD, 1991):

$$L' = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{2h}{r} \quad (3.20)$$

$$C' = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h}{r}} , \quad (3.21)$$

em que  $r$  é o raio e  $h$  a altura do condutor em relação ao solo e  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  são a permeabilidade magnética e a permissividade avaliadas no vácuo, respectivamente.

Substituindo (3.20) e (3.21) em (3.19), tem-se:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{2h}{r} \cdot \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h}{r}}}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s} . \quad (3.22)$$

Deste modo, mostra-se que OV's de corrente e tensão se propagariam a uma velocidade igual à da luz no vácuo, considerando o caso ideal de uma linha sem perdas. No entanto, em sistemas reais, as ondas se propagam ao longo de linhas aéreas com velocidade próximas a da luz ( $v \approx 0,98 \cdot c$ ) dado que as aproximações de  $L'$  e  $C'$  são inferiores às apresentadas por (3.20) e (3.21) (GREENWOOD, 1991; GLOVER *et al.*, 2012; SCHWEITZER *et al.*, 2014).

Observando a relação existente entre tensão e corrente em (3.17), sob a hipótese da linha sem perdas, a constante de propagação vale  $\gamma_{OV} = s\sqrt{L'C'} = \frac{s}{v}$ . Então, é possível reescrever (3.15) e (3.16) como:

$$U(x, s) = U^+ \cdot e^{-s\frac{x}{v}} + U^- \cdot e^{s\frac{x}{v}} , \quad (3.23)$$

$$I(x, s) = \frac{1}{Z_c} \left[ U^+ \cdot e^{-s\frac{x}{v}} - U^- \cdot e^{s\frac{x}{v}} \right] . \quad (3.24)$$

Por fim, aplica-se a transformada inversa de Laplace de (3.23) e (3.24) para retorno ao domínio do tempo, resultando em (GLOVER *et al.*, 2012):

$$u(x, t) = u^+ \left( t - \frac{x}{v} \right) + u^- \left( t + \frac{x}{v} \right) , \quad (3.25)$$

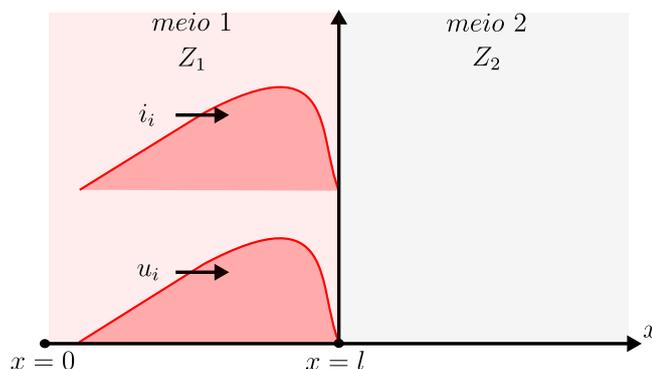
$$i(x, t) = \frac{1}{Z_c} \left[ u^+ \left( t - \frac{x}{v} \right) - u^- \left( t + \frac{x}{v} \right) \right], \quad (3.26)$$

em que  $u^+(x, t)$  e  $u^-(x, t)$  são funções matemáticas arbitrárias, determinadas pelas condições de contorno do sistema avaliado. As formulações em (3.25) e (3.26) possibilitam observar o comportamento de OV's de tensão e corrente, respectivamente, em um ponto particular da linha (GREENWOOD, 1991), assumindo uma única referência de medição para ondas de corrente progressivas e regressivas.

### 3.3 COMPORTAMENTO DE ONDAS EM UM PONTO DE DESCONTINUIDADE

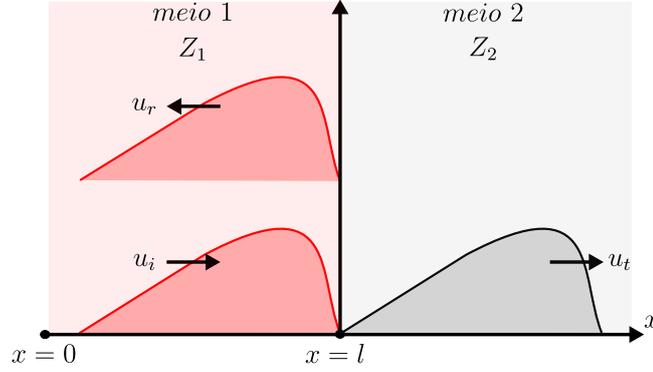
Define-se um ponto de descontinuidade como todo e qualquer ponto em que há alteração repentina dos parâmetros do circuito, como por exemplo as conexões entre uma linha e uma dada carga ou as conexões entre linhas de transmissão (NAIDU, 1983). Quando uma OV passa por um ponto de descontinuidade, parte dela é refletida para o mesmo meio, enquanto a outra parte é refratada para um novo meio. Assim, convencionou-se a onda indo em direção a uma descontinuidade como incidente e as duas ondas resultantes da transição de meios como ondas refletida e refratada. Nessa dissertação, a notação utilizada para identificação de ondas incidentes, refletidas e refratadas é feita pelos subscritos  $i$ ,  $r$  e  $t$ , respectivamente.

Tendo os conceitos supracitados em mente, considere uma OV incidente partindo de um meio 1 com impedância característica  $Z_1$ , tensão  $u_i$  e corrente  $i_i$ , em direção a um meio 2 com impedância característica  $Z_2$ . A junção desses meios é dada um ponto de descontinuidade localizado em  $x = l$ , conforme mostra a Figura 3.2.



**Figura 3.2.** Ondas viajantes incidentes de tensão e corrente antes de atingir o ponto de descontinuidade em  $x = l$  entre os meios 1 e 2. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003).

Ao encontrar o ponto de descontinuidade, a OV incidente  $u_i$  divide-se em OVs refletida  $u_r$  e refratada  $u_t$ , conforme a Figura 3.3 ilustra. Para o ponto de descontinuidade em  $x = l$ , e evidenciando que a reflexão é feita no sentido negativo de  $x$ , as ondas de tensão e corrente podem ser reescritas como suas representações progressivas e regressivas (ZANETTA, 2003):



**Figura 3.3.** Ondas viajantes incidente, refletida e refratada de tensão geradas pelo ponto de descontinuidade em  $x = l$  entre os meios 1 e 2. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003).

$$u_i = u_1^+ , \quad (3.27)$$

$$u_r = u_1^- , \quad (3.28)$$

$$u_t = u_2^+ , \quad (3.29)$$

em que  $u_1^+$ ,  $u_2^+$  são as OVs progressivas de tensão dos meios 1 e 2, respectivamente, e  $u_1^-$  é a OV regressiva de tensão do meio 1. Analogamente, as representações para corrente são:

$$i_i = i_1^+ = \frac{u_1^+}{Z_1} , \quad (3.30)$$

$$i_r = i_1^- = \frac{-u_1^-}{Z_1} , \quad (3.31)$$

$$i_t = i_2^+ = \frac{u_2^+}{Z_2} , \quad (3.32)$$

em que  $i_1^+$ ,  $i_2^+$  são as OVs progressivas de corrente dos meios 1 e 2, respectivamente, e  $i_1^-$  é a OV regressiva de corrente do meio 1. Pelo princípio de superposição de ondas, em um ponto de encontro de uma ou mais ondas, a onda resultante neste ponto é dada pela soma de todas as ondas passando no mesmo instante de encontro. Sabendo disso, é possível descrever as ondas de tensão e corrente  $u_d$  e  $i_d$  no ponto de descontinuidade como a soma das ondas refletida e incidente (NAIDU, 1983):

$$u_d = u_i + u_r , \quad (3.33)$$

$$i_d = i_i + i_r . \quad (3.34)$$

No entanto, pelas leis de Kirchhoff, no ponto de descontinuidade, as ondas de tensão e corrente nos meios 1 e 2 são idênticas. Portanto, as equações descritas acima podem ser reescritas, sem perda de generalidade, como (ZANETTA, 2003):

$$u_t = u_i + u_r , \quad (3.35)$$

$$i_t = i_i + i_r . \quad (3.36)$$

Lembrando que as Equações (3.35) e (3.36) podem ser reescritas a partir das definições de ondas incidente, refletida e refratada presentes em (3.27) a (3.32), tem-se que:

$$u_2^+ = u_1^+ + u_1^- , \quad (3.37)$$

$$i_2^+ = i_1^+ + i_1^- . \quad (3.38)$$

Substituindo (3.30) a (3.32) em (3.38), pode-se obter:

$$\frac{u_1^+ + u_1^-}{Z_2} = \frac{u_1^+}{Z_1} - \frac{u_1^-}{Z_1} , \quad (3.39)$$

$$u_1^+ \left( \frac{1}{Z_2} - \frac{1}{Z_1} \right) = u_1^- \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1} \right) , \quad (3.40)$$

$$\Gamma_{r(u)} = \frac{u_1^-}{u_1^+} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} . \quad (3.41)$$

Por fim, substituindo (3.41) em (3.37), conclui-se que:

$$u_2^+ = u_1^+ + u_1^+ \Gamma_{r(u)} , \quad (3.42)$$

$$u_2^+ = u_1^+ \left( 1 + \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right) , \quad (3.43)$$

$$\Gamma_{t(u)} = \frac{u_2^+}{u_1^+} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} . \quad (3.44)$$

As Equações (3.41) e (3.44) mostram que é possível definir relações entre OV's de tensão incidente e refletida e entre OV's de tensão incidente e refratada baseadas apenas nas impedâncias características dos meios. Essas relações recebem os nomes de coeficientes de reflexão  $\Gamma_{r(u)}$  e refração  $\Gamma_{t(u)}$ , respectivamente, para ondas de tensão.

Com base nos coeficientes de reflexão e refração para ondas de tensão, é possível formular os coeficientes para ondas de corrente de forma análoga:

$$\Gamma_{r(i)} = \frac{i_1^-}{i_1^+}, \quad (3.45)$$

$$\Gamma_{r(i)} = -\frac{u_1^-}{u_1^+}, \quad (3.46)$$

$$\Gamma_{r(i)} = -\Gamma_{r(u)} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad (3.47)$$

e

$$i_2^+ = i_1^+ - i_1^+ \Gamma_{r(u)}, \quad (3.48)$$

$$i_2^+ = i_1^+ \left( 1 - \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right), \quad (3.49)$$

$$\Gamma_{t(i)} = \frac{i_2^+}{i_1^+} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1}. \quad (3.50)$$

A Tabela 3.1 abaixo sumariza as formulações dos coeficientes de reflexão e refração de OV's de tensão e corrente desenvolvidas ao longo dessa subseção.

**Tabela 3.1.** Coeficientes de reflexão e refração de OV's de tensão e corrente.

OV	Coeficiente de Reflexão	Coeficiente de Refração
<b>Tensão</b>	$\Gamma_{r(u)} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$	$\Gamma_{t(u)} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}$
<b>Corrente</b>	$\Gamma_{r(i)} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$	$\Gamma_{t(i)} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1}$

No Apêndice A, o comportamento dos coeficientes de reflexão e refração para OV's de corrente e tensão de uma linha monofásica sem perdas é comentado, a depender da terminação.

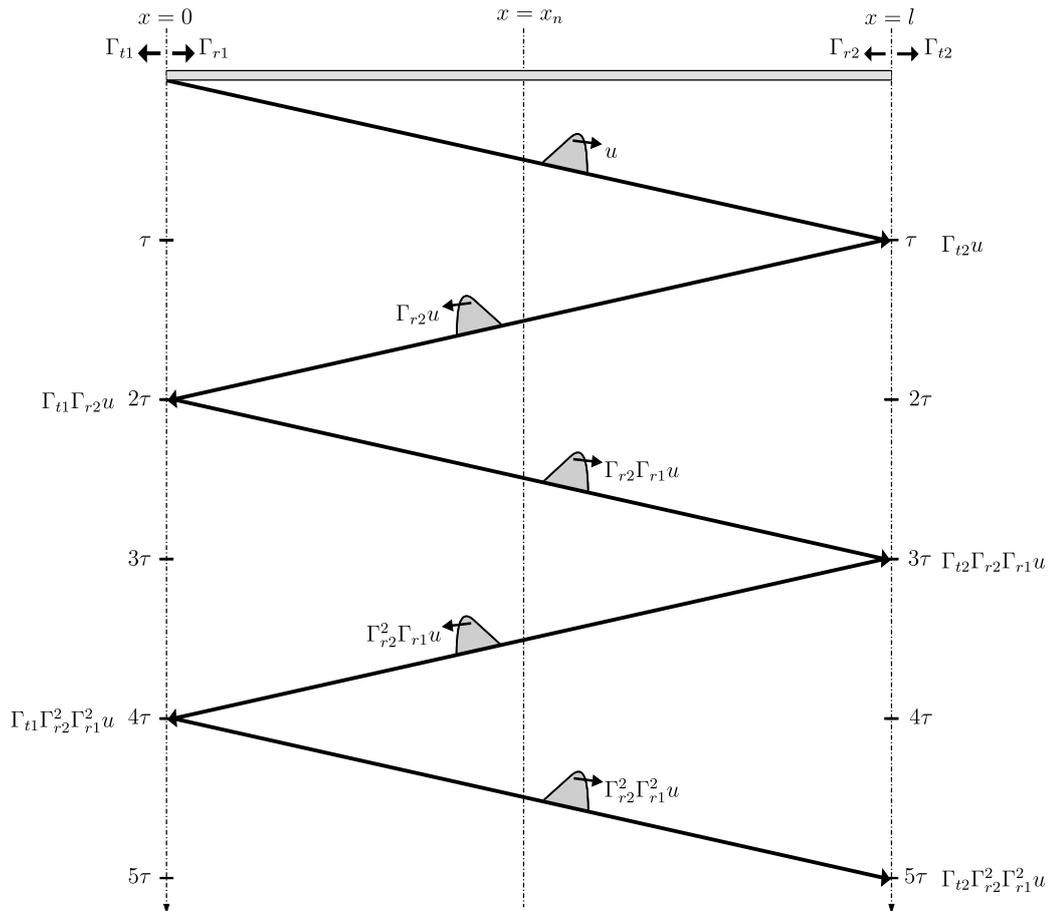
### 3.4 DIAGRAMAS DE REFLEXÕES SUCESSIVAS DE ONDAS

Diagrama de reflexões sucessivas de ondas ou diagrama de *lattice* é uma ferramenta gráfica desenvolvida em Bewley (1931) que facilita a análise de propagação de OV's em linhas, permitindo estudar os fenômenos de reflexão e refração em qualquer instante de tempo e em qualquer local da linha. A Figura 3.4 apresenta o diagrama em questão: o eixo das abscissas é dado pelo comprimento da linha de transmissão  $l$ , ao passo que o eixo das ordenadas mostra o tempo de propagação. A OV, representada por uma linha reta cuja inclinação é sua velocidade de

propagação  $v$  (NAIDU, 1983), partirá da origem do eixo de coordenadas em  $t = 0$  e  $x = 0$ , até atingir o outro terminal da linha  $x = l$  no instante  $t = \tau$ , sendo  $\tau$  o tempo de trânsito da linha.

Ao chegar na terminação seguinte, a OV de tensão é multiplicada pelos coeficientes<sup>1</sup> de reflexão  $\Gamma_{r2}$  e de refração  $\Gamma_{t2}$  da terminação em  $x = l$ , propagando-se agora para sua terminação de origem. Ao chegar novamente em  $x = 0$ , mas agora em  $t = 2\tau$ , a OV é multiplicada pelos coeficientes de reflexão e de refração  $\Gamma_{r1}$  e  $\Gamma_{t1}$  referentes à terminação de origem. Este processo de propagação repete-se ao longo do diagrama, reproduzindo as reflexões sucessivas nos terminais da linha de transmissão em estudo.

O uso de diagramas de reflexões sucessivas traz diversas vantagens para a análise comportamental das OVs. Com ele, é possível traçar todo o histórico da onda, localizando sua origem e quais componentes a formaram. Além disso, é possível caracterizá-la no domínio do tempo em qualquer posição da linha de transmissão (BEWLEY, 1931).



**Figura 3.4.** Diagrama de reflexões sucessivas de uma OV de tensão propagando-se em uma linha. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003).

<sup>1</sup>Nessa seção, os subscritos ( $u$ ) para os coeficiente de reflexão e refração para OVs de tensão são omitidos para não carregar demais a notação.

Para o terminal em  $x = 0$ , tem-se a seguinte OV de tensão  $u_1(t)$ :

$$u_1(t) = u(t) + \Gamma_{t1}\Gamma_{r2} \cdot u(t - 2\tau) + \Gamma_{t1}\Gamma_{r2}^2\Gamma_{r1} \cdot u(t - 4\tau) + \dots \quad (3.51)$$

Para o terminal em  $x = l$ , por sua vez, a OV de tensão  $u_2(t)$  é dada por:

$$u_2(t) = \Gamma_{t2} \cdot u(t - \tau) + \Gamma_{t2}\Gamma_{r2}\Gamma_{r1} \cdot u(t - 3\tau) + \Gamma_{t2}\Gamma_{r2}^2\Gamma_{r1}^2 \cdot u(t - 5\tau) + \dots \quad (3.52)$$

Por fim, pode-se generalizar a OV de tensão para uma posição qualquer na linha  $x = x_n$  como:

$$u_n(t) = u\left(t - \frac{x_n}{v}\right) + \Gamma_{r2} \cdot u\left(t - 2\tau + \frac{x_n}{v}\right) + \Gamma_{r2}\Gamma_{r1} \cdot u\left(t - 2\tau - \frac{x_n}{v}\right) + \dots \quad (3.53)$$

Este diagrama permite a visualização das OVs incidentes, refletidas e refratadas por quaisquer pontos de descontinuidade existentes no sistema, não só pelos terminais. Dada a ocorrência de um distúrbio na linha, por exemplo, tem-se três pontos de descontinuidade, a saber: os dois terminais e o próprio ponto onde se deu o distúrbio. Nessa situação, as OVs de tensão e corrente serão lançadas do ponto do distúrbio em direção aos terminais, de modo que, havendo monitoramento nesses terminais, essas ondas podem ser medidas ao longo do tempo para estimação do ponto em que o distúrbio ocorreu.

### 3.5 PROPAGAÇÃO DE ONDAS EM LINHAS COM RAMIFICAÇÕES

Conforme visto anteriormente, uma OV que chega a um ponto de descontinuidade é refletida e refratada em proporções que dependem das impedâncias características dos meios envolvidos. Considere que uma OV de corrente  $i_{i,1}$ , a qual se propaga em um meio de impedância característica  $Z_1$ , incide em uma junção que se ramifica em meios cujas impedâncias são  $Z_2$  e  $Z_3$ . Neste cenário, que encontra-se ilustrado na Figura 3.5, os coeficientes de reflexão e transmissão,  $\Gamma_{r(i)}$  e  $\Gamma_{t(i)}$ , respectivamente, podem ser calculados por:

$$\Gamma_{r(i)} = \frac{Z_1 - Z_p}{Z_1 + Z_p}, \quad (3.54)$$

$$\Gamma_{t(i)} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_p}, \quad (3.55)$$

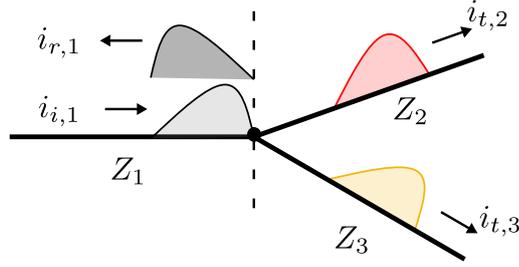
onde  $Z_p$  é a impedância característica equivalente do paralelo de  $Z_2$  e  $Z_3$ , dado por  $Z_p = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$ . A partir dessas equações, pode-se chegar nas expressões da corrente refletida,  $i_{r,1}$ , e das correntes transmitidas,  $i_{t,2}$  e  $i_{t,3}$  aplicando a formulação do divisor de corrente e multiplicando

pelas respectivas impedâncias dos meios,  $Z_2$  e  $Z_3$ , (GREENWOOD, 1991; ZANETTA, 2003; SCHWEITZER *et al.*, 2016):

$$i_{r,1} = \Gamma_{r(i)} \cdot i_{i,1} , \quad (3.56)$$

$$i_{t,2} = \frac{Z_p}{Z_2} \cdot \Gamma_{t(i)} \cdot i_{i,1} , \quad (3.57)$$

$$i_{t,3} = \frac{Z_p}{Z_3} \cdot \Gamma_{t(i)} \cdot i_{i,1} . \quad (3.58)$$



**Figura 3.5.** Onda viajante de corrente passando por uma ramificação com dois novos caminhos de propagação. Extraído e adaptado de (ZANETTA, 2003).

### 3.6 POLARIDADE DAS ONDAS EM LINHAS EM CORRENTE CONTÍNUA

A Figura 2.1 mostra que as linhas de bipolos HVDC do tipo LCC possuem diversos equipamentos conectados às terminações, como é o caso dos reatores de alisamento e filtros CC. Tais equipamentos tornam o comportamento da terminação da linha predominantemente indutivo ou capacitivo a depender da modelagem feita quando da concepção do projeto do elo<sup>2</sup>.

#### 3.6.1 Terminação Predominantemente Indutiva

Conforme apresentado no Apêndice A.4, linhas cujas terminações são indutivas possuem comportamento análogo a um circuito aberto no momento da incidência da OV no ponto de descontinuidade. Então, para o caso de uma composição do elo CC cuja terminação é predominante indutiva, espera-se que o coeficiente de reflexão seja positivo para tensão e, conseqüentemente, negativo para corrente:

$$\Gamma_{ind,r(u)} = \frac{Z_{ind} - Z_s}{Z_{ind} + Z_s} > 0, \quad (3.59)$$

<sup>2</sup>Já em elos CC do tipo VSC faz-se uso de capacitores CC, visando diminuir o *ripple* dos sinais de tensão CC, o que torna a terminação da linha predominantemente capacitiva (SILVA, 2018).

$$\Gamma_{ind,r(i)} = -\Gamma_{ind,r(u)} < 0. \quad (3.60)$$

No ponto de falta, o cálculo do coeficiente de reflexão é feito com base na teoria de propagação de ondas em linhas com ramificações. Assim, OV's incidentes no ponto de falta, após as reflexões nos terminais das linhas, são refletidas conforme a formulação abaixo:

$$\Gamma_{f,r(u)} = \frac{Z_p - Z_s}{Z_s + Z_p}, \quad (3.61)$$

sendo a impedância das ramificações em paralelo  $Z_p$  entre a resistência de falta  $R_f$  e a impedância característica da linha  $Z_s$ , ( $Z_p = R_f // Z_s$ ). Como a composição de  $Z_p$  é geralmente inferior a  $Z_s$ , espera-se também que o coeficiente de reflexão seja positivo para tensão e, consequentemente, negativo para corrente:

$$\Gamma_{f,r(u)} < 0, \quad (3.62)$$

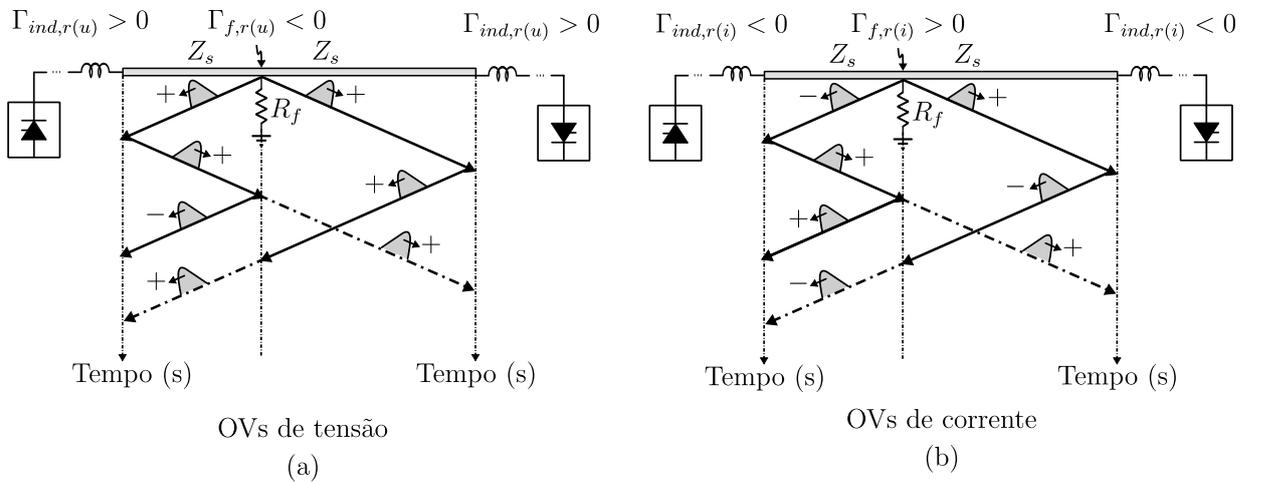
$$\Gamma_{f,r(i)} > 0. \quad (3.63)$$

De forma análoga, os coeficientes de refração para tensão e corrente no ponto de falta são:

$$\Gamma_{f,t(u)} = \frac{2Z_s}{Z_p + Z_s} > 0, \quad (3.64)$$

$$\Gamma_{f,t(i)} = \frac{2Z_p}{Z_p + Z_s} > 0. \quad (3.65)$$

Portanto, considerando a propagação das OV's de tensão e corrente na Figura 3.6, o comportamento é de manutenção das polaridades entre as primeiras OV's incidentes no terminal monitorado e as OV's refletidas do terminal remoto e refratadas do ponto de falta.



**Figura 3.6.** Comportamento das polaridades das OV's de tensão e corrente para uma terminação indutiva em uma linha CC. Extraído e adaptado de (SILVA, 2018).

### 3.6.2 Terminação Predominantemente Capacitiva

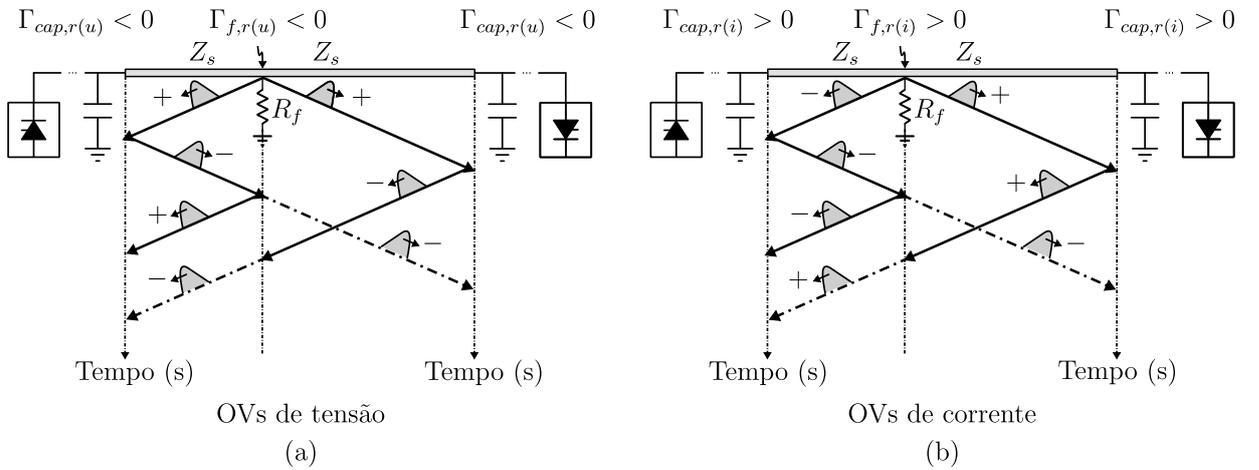
Para o caso em que o elo CC possui terminações predominantemente capacitivas, o raciocínio é análogo ao apresentado no Apêndice A.5 para linhas com terminação capacitiva. As OV's, ao incidirem nos terminais, vindas do ponto de falta, encontram uma terminação cujo comportamento é de um curto-circuito e, com isso, espera-se que o coeficiente de reflexão seja negativo para tensão e, conseqüentemente, positivo para corrente:

$$\Gamma_{cap,r(u)} = \frac{Z_{cap} - Z_s}{Z_{cap} + Z_s} < 0, \quad (3.66)$$

$$\Gamma_{cap,r(i)} = -\Gamma_{cap,r(u)} > 0. \quad (3.67)$$

No ponto de falta, os coeficientes de reflexão e refração são os mesmos calculados na seção 3.6.1.

Portanto, considerando a propagação das OV's de tensão e corrente na Figura 3.7, o comportamento é de inversão das polaridades entre as primeiras OV's incidentes no terminal monitorado e as OV's refletidas do terminal remoto e posteriormente refratadas do ponto de falta.



**Figura 3.7.** Comportamento das polaridades das OV's de tensão e corrente para uma terminação capacitiva em uma linha CC. Extraído e adaptado de (SILVA, 2018).

### 3.7 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Ao longo desse capítulo, a fundamentação teórica acerca de OV's foi apresentada. Inicialmente as equações telegráficas foram desenvolvidas, passando na sequência pela formulação dos coeficientes de reflexão e refração, desenvolvimento do diagrama de reflexões sucessivas e, por fim, discutindo os padrões de reflexões associados a terminações predominante indutivas ou capacitivas.

Esse arcabouço teórico é fundamental para formulação dos métodos de localização de faltas baseados em OV's, pois a depender do tipo de terminação observada, padrões de polaridades associadas às reflexões das OV's podem ser extraídos, gerando informações úteis para formulação de métodos mais robustos, como o proposto nessa dissertação.

# REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A fim de contextualizar e embasar o tema proposto nessa dissertação, esse capítulo apresenta as produções mais relevantes utilizadas na área de localização de faltas baseadas em OV's, por meio de uma discussão concisa das principais ideias presentes em cada trabalho.

### 4.1 LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADA EM ONDAS VIAJANTES

Em 1931, iniciaram-se os primeiros estudos que embasam toda a teoria de propagação de OV's em linhas de transmissão (BEWLEY, 1931). Com base na teoria estabelecida, uma das suas aplicações foi no auxílio na detecção de distúrbios na rede elétrica, mais especificamente com a localização de faltas em linhas de transmissão. Trabalhos como o de Gale *et al.* (1993) classificam os métodos mais comuns de Localização de Faltas baseados em Ondas Viajantes (TWFL) em grupos distintos, separando-os com base no número de terminais monitorados e no uso dos transitórios vindos do próprio ponto de falta ou de circuitos elétricos geradores de pulsos para localização da falta. Dentre esses grupos, Gale *et al.* (1993) aprofunda-se no estudo dos métodos de TWFL que usam os transitórios vindos do ponto de falta dada a simplicidade, precisão e confiabilidade dos métodos (LOPES, 2014).

#### 4.1.1 Métodos a Um Terminal

Gale *et al.* (1993) discutem a dificuldade que o método TWFL a um terminal, mesmo sem usar sincronização de dados, possui em detectar com maior precisão o local da falta em casos reais. A estimativa é prejudicada nas situações em que OV's geradas pelo distúrbio propagam-se por múltiplos caminhos vindos de terminações, produzindo OV's adicionais que por sua vez produzem novas reflexões, aumentando a complexidade de detecção das OV's incidentes e refletidas no terminal monitorado. Já o método TWFL a dois terminais, apesar de utilizar

dados sincronizados e depender não só da velocidade de propagação, mas do comprimento da linha, depende apenas da detecção das primeiras OV's incidentes nos terminais monitorados, comprovando maior simplicidade, robustez e precisão da estimação do local de falta.

Ancell & Pahalawaththa (1994) apresentam um método de localização de faltas a um terminal. Diferente da abordagem clássica, os autores demonstram que a diferença entre os de instante de tempo de chegada da primeira OV incidente no terminal monitorado e das reflexões sucessivas do ponto de falta é constante e, com isso, estima-se essa diferença de tempo através do estimador de máxima verossimilhança. Os resultados mostram que o método proposto por Ansell & Pahalawaththa (1994) tem desempenho mais contundente que outros métodos de localização baseados em correlação de sinais, no entanto, é dependente da janela de correlação escolhida para acomodar os sinais base. Outro ponto que pode prejudicar a estimativa é o fenômeno de dispersão, capaz de prejudicar a detecção das reflexões sucessivas em caso de linhas longas como em sistemas HVDC.

Ando *et al.* (1985a) propõem um método TWFL a um terminal baseado nas reflexões sucessivas do ponto de falta para o elo de corrente contínua *Pacific HVDC Intertie*, nos Estados Unidos. O desacoplamento dos polos é feito pela aplicação da matriz de transformação modal de Karrenbauer para o sistema bipolar. Feito isso, as OV's originadas pela falta são detectadas pela aplicação do filtro denominado *Differentiator-Smoother* (DS) ao sinal, em conjunto com um limiar comparador, cuja função é distinguir faltas CC de outras perturbações elétricas. Por fim, a estimação dos instantes de tempo de chegada das OV's nos terminais são aprimorados via interpolação triangular de quatro pontos. O desempenho do método foi testado com dados de campo e apresentou bons resultados quando comparado com o localizador de faltas a um terminal instalado em um dos terminais. No entanto, o cálculo da velocidade de propagação é dependente dos tempo de chegada das OV's no terminal monitorado, logo, incertezas na detecção desses instantes de tempo são propagadas para a velocidade e, conseqüentemente, para a estimativa do local da falta.

Schweitzer *et al.* (2016) apresentam um método TWFL a um terminal para sistemas com linhas de transmissão convencionais e com derivação. A abordagem elimina a necessidade de canais de comunicação e referências de tempo precisas para os terminais local e remoto, pois utiliza informações apenas do terminal local. Em conjunto com a localização de falta, um

método de estimação do comprimento da linha de transmissão e distância entre *taps* também é apresentado, utilizando os três primeiros instantes de reflexão das OV's. Tal abordagem, assim como as aplicadas por Ando *et al.* (1985a), Gale *et al.* (1993), precisa tratar de reflexões sucessivas do ponto de falta e dos *taps* e demais adjacências da linha. Para tanto, Schweitzer *et al.* (2016) propõe o mapeamento dos *taps* da linha através de um processo de energização e posterior análise dos sinais. Outra forma proposta é realizar a pré-estimação da OV refletida do ponto de falta (LOPES *et al.*, 2018), abordagem que não pode ser estendida para sistemas de transmissão em CC, dada a impossibilidade de estimar fasores nesses sistemas.

Liu *et al.* (2012) apresentam um método TWFL a um terminal para faltas à terra baseado em OV's de modo aéreo e terra em sistemas CA trifásicos. Dada a diferença entre as velocidades de modo aéreo e terra, é possível estimar o local da falta sabendo os valores de ambas as velocidades e as diferenças de tempo de chegada das OV's de modo aéreo e terra no terminal monitorado. Apesar de não enfrentar o problema das reflexões sucessivas de métodos a um terminal reportadas por Gale *et al.* (1993), o método é capaz de detectar apenas faltas à terra, pois em outras situações não haverá OV's de modo terra. Outra desvantagem é o fato do método passar a depender da velocidade de propagação de modo terra e conseqüentemente da resistividade do solo, ficando exposto aos efeitos de dispersão e às incertezas existentes nos parâmetros de modo terra.

Júnior *et al.* (2018) estudam o desempenho de métodos TWFL a um e a dois terminais clássicos aplicados a um modelo de elo monopolar LCC-HVDC do Cigré associado aos parâmetros de linha do sistema HVDC de Itaipu. Um estudo mais detalhado da característica da terminação do elo é feito, evidenciando que, em geral, a composição entre reator de alisamento de filtros CC de elos CC atuam como filtros passa-baixa, atenuando os sinais que chegam nos terminais monitorados. Os autores também apontam em sistemas LCC-HVDC, a terminação capacitiva gera um padrão de reflexões bem definido, também atestado por Silva (2018), em que a primeira OV incidente no terminal monitorado tem polaridade invertida em relação à OV refletida do terminal remoto. Júnior *et al.* (2018) atestam também que os erros associados à estimação do local de falta do método TWFL a um terminal clássico aumentam à medida em que a falta distancia-se do terminal monitorado, apresentando desempenhos piores quando comparados ao método TWFL a dois terminais clássico.

### 4.1.2 Métodos a Dois Terminais

Magnago & Abur (1998) sugerem um esquema de localização de faltas a um e a dois terminais com base em OV's e *wavelets* para sistemas CA trifásicos. Aplica-se a matriz de transformação modal de Clarke para desacoplamento do sistema, seguida da transformada *wavelet* discreta Daubechies e, por meio da avaliação dos dois primeiros coeficientes da transformada, a falta é classificada e os locais de falta são estimados. O método TWFL a dois terminais apresenta bons resultados frente a qualquer tipo de falta, visto que depende apenas das primeiras OV's incidentes em cada terminal. Já para o método TWFL a um terminal terra, a transformada *wavelet* contínua é incapaz de distinguir se a OV é a primeira incidente ou a refletida do ponto de falta para faltas à terra, necessitando do resultado da transformada *wavelet* contínua do modo terra para estimação do local de falta, ficando vulnerável à dispersão inerente a esse modo de propagação.

Nanayakkara *et al.* (2011) também seguem a abordagem de TWFL a dois terminais aplicada agora a modelos de elo CC e de cabo subterrâneo, mas usando a transformada *wavelet* contínua ao invés da discreta proposta por Magnago & Abur (1998). Os autores atestam, através de resultados das simulações, que os coeficientes da transformada *wavelet* contínua são mais robustos, pois apresentam melhor resolução temporal e sinais de saída com maior magnitude e, por isso, geram instantes de reflexão mais precisos que os da transformada *wavelet* discreta. Por fim, o algoritmo proposto é validado com a aplicação de ruído ao sinal de entrada, apresentando queda em desempenho, principalmente no caso de cabos subterrâneos. Essa queda, no entanto, pode ser mitigada por meio do uso de coeficientes da transformada com ordens maiores.

Schweitzer *et al.* (2014) apresentam um estudo aprofundado acerca da teoria de OV's para localização de faltas, com foco na abordagem clássica a dois terminais para sistemas CA trifásicos. A metodologia utilizada para extração dos instantes de tempo é similar à apresentada desenvolvida por Ando *et al.* (1985a). Buscando compensar os efeitos da dispersão, responsável pela alteração da declividade do filtro DS e inserção de erros nos instantes de reflexão de OV's, Schweitzer *et al.* (2014) calcula a velocidade de propagação com base no tempo de propagação da OV durante a energização da linha com um terminal a vazio e no comprimento da própria linha. Apesar dessa abordagem reduzir o efeito da dispersão existente nos sinais, ao assumir uma relação proporcional entre dispersão e comprimento de linha, essa correção pode ser imprecisa,

pois o grau de dispersão depende do tipo da linha, natureza e local da falta. Por fim, o método clássico de TWFL a dois terminais, aplicado também por Gale *et al.* (1993), Nanayakkara *et al.* (2011), permanece dependente dos parâmetros de linha.

Chen *et al.* (2009) apresentam uma metodologia TWFL que combina resultados das estimativas dos métodos a um e dois terminais clássicos dispostos em Gale *et al.* (1993) para formular uma estimativa otimizada capaz de evitar casos em que haja interrupções ou problemas na sincronização de dados por GPS. A metodologia parte de uma estimativa preliminar do local da falta através do método a dois terminais clássico e, na sequência parte para uma validação da estimativa através do método a um terminal clássico. Caso a diferença entre estimativas a um e dois terminais seja inferior a uma margem de erro ( $\pm 1$  km proposto no texto), então a medição a dois terminais é fidedigna e não houve erro de sincronização; Caso contrário, houve erro na sincronização de dados e, de forma manual, a OV refletida do ponto de falta (ou do terminal remoto e refratada do ponto de falta) é localizada, sendo a estimativa do local de falta dada unicamente pelo método a um terminal. Apesar de apresentar bons resultados nos testes com registros reais, a metodologia carece de automatização para casos de falha na sincronização de dados, além de não garantir possibilidade de localização das OVs refletidas frente a casos em que atenuações mais severas sejam observadas, como em sistemas HVDC de longa extensão.

Gilany *et al.* (2007) propõem um método a dois terminais aplicado a cabos subterrâneos independente do valor da velocidade de propagação e do comprimento da linha, eliminando algumas fontes de incerteza do método a dois terminais clássico. No entanto, para eliminar a dependência dos parâmetros de linha, a formulação baseia-se na detecção de OVs refletidas no ponto de falta, o que a torna tão susceptível a erros quanto aos métodos de um terminal.

Lopes (2016) também propõe uma alternativa à localização de faltas à terra a dois terminais clássica em sistemas CA trifásicos. Nessa abordagem, aplica-se a matriz de transformação modal de Karrenbauer para desacoplamento dos sinais de corrente e, com os modos terra e aéreo resultantes, determinam-se os instantes de incidência das OVs em modos terra e aéreo para os terminais local e remoto da linha de transmissão. Deriva-se, então, uma equação que determina a posição, em pu, da falta em relação ao comprimento da linha apenas com os instantes de incidência previamente determinados. A técnica apresentada elimina a necessidade de sincronização de dados e o conhecimento dos parâmetros de linha, dependendo apenas da

operação em tempo real do algoritmo e da disponibilidade dos canais de comunicação para aquisição dos dados nos terminais local e remoto. No entanto, a dependência do modo terra expõe o método aos efeitos de dispersão e atenuação, além da possibilidade de aplicação apenas para faltas à terra.

Lopes *et al.* (2018) apresentam um método TWFL a dois terminais independente de parâmetros de linha e sincronização de dados em sistemas CA trifásicos. Esse método usa as reflexões sucessivas de OV's vindas do ponto de falta, similar à abordagem a um terminal clássica, para gerar uma estimativa do local de falta. Para superar a dificuldade de diferenciação entre OV's refletidas ou refratadas do ponto de falta, uma técnica de pré-estimação baseada na teoria fasorial proposta em Lopes *et al.* (2015) capaz de limitar a janela de busca por essas OV's e facilitar suas detecções. Os resultados obtidos em Lopes *et al.* (2018) apresentam erros na ordem de 270 m para os 1632 cenários de falta simulados, no entanto, por depender de uma pré-estimação fasorial, a aplicação desse método não pode ser estendida a sistemas CC.

Fernandes *et al.* (2019) apresentam uma discussão geral do desempenho de diversos métodos TWFL existentes a um e dois terminais aplicados a um elo CC composto por linhas de grande extensão. O filtro DS é usado para extrair os instantes de tempo de chegada das OV's já desacopladas pela transformada de Karrenbauer. Em geral, os métodos de TWFL testados apresentam bons resultados para ambos os cenários de faltas polo-terra e entre polos. Dentre esses métodos, o proposto por Lopes (2016) apresenta melhor resultado, não sendo impactado por imprecisões nos parâmetros de linha e mantendo uma precisão média de um vão típico de torre em sistemas CC, resultado também atestado em Fernandes *et al.* (2018). No entanto, devido à modelagem do elo CC basear-se em parâmetros distribuídos constantes na frequência, os impactos da dispersão e atenuação das OV's são menos pronunciados, fato que não é observado em sistemas reais, principalmente para OV's de modo terra.

## 4.2 SÍNTESE DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Métodos TWFL a um terminal citados em Gale *et al.* (1993), Ando *et al.* (1985a), Ancell & Pahalawaththa (1994), Magnago & Abur (1998), Schweitzer *et al.* (2016), Júnior *et al.* (2018) e Fernandes *et al.* (2019) não necessitam de sincronização de dados, além de necessitarem de

instalação de localizador de falta em apenas um terminal. No entanto, apresentam dependência da velocidade de propagação dos modos usados. Além disso, são impactados pela dificuldade existente em detectar as reflexões sucessivas no caso de linhas com muitas terminações e adjacências. Por fim, apresentam também dificuldade de localizar faltas no meio da linha, pois a OV refletida do terminal remoto e posteriormente refratada do ponto de falta tem tempo de chegada no terminal remoto idealmente igual ao tempo da reflexão da OV vinda do ponto de falta, sobrepondo as OVs que, como resultado final, tem uma amplitude em torno de zero, impossibilitando muitas vezes a extração do instante de tempo de chegada da OV.

Métodos TWFL a dois terminais citados em Gale *et al.* (1993), Magnago & Abur (1998), Chen *et al.* (2009), Nanayakkara *et al.* (2011), Schweitzer *et al.* (2014), Júnior *et al.* (2018) e Fernandes *et al.* (2019) são dependentes da sincronização de dados dos terminais, pois extraem tempos de chegada da OVs incidentes nos terminais local e remoto. Além disso, são dependentes não apenas da velocidade de propagação, mas também do comprimento da linha em questão. As exceções a essa regra são o método TWFL a dois terminais proposto em Lopes *et al.* (2018) e Gilany *et al.* (2007). A formulação apresentada por Gilany *et al.* (2007) independe dos parâmetros de linha, mas baseia-se na detecção de OVs refletidas do ponto de falta, tornando-a susceptível aos erros de métodos TWFL a um terminal. Já a formulação apresentada por Lopes *et al.* (2018) não depende nem dos parâmetros de linha, nem da sincronização dos dados. No entanto, sua aplicação não estende-se a sistemas CC, pois depende de uma pré-estimação fasorial para diferenciação das OVs sob análise.

Métodos TWFL dependentes do modo terra citados em Liu *et al.* (2012), Lopes (2016) e Fernandes *et al.* (2019) são mais expostos aos efeitos da atenuação e dispersão proveniente da propagação do modo terra, além de tornarem-se dependentes indiretamente da resistividade do solo. A Tabela 4.1 apresenta um resumo da revisão bibliográfica dos métodos TWFL apresentados ao longo desse capítulo.

Com base na revisão bibliográfica apresentada ao longo desse capítulo, essa dissertação de mestrado propõe uma nova metodologia de localização de faltas baseada na teoria de OVs aplicada a elos CC. Essa metodologia utiliza dados de dois terminais e é independente dos parâmetros de linha, sincronização de dados e baseia-se apenas em OVs de modo aéreo de fácil de detecção. Tais características são desejáveis, pois buscam evitar as maiores fontes de erros

em métodos TWFL, como o uso das velocidades de propagação e também possíveis atenuações e dispersões mais pronunciadas em OV's de modo terra.

**Tabela 4.1.** Resumo da revisão bibliográfica de métodos de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes de um e dois terminais.

Referência	NMT		Sistema		Extração OV		Modos	
	1T	2T	CA	CC	WLT	DS	$\alpha$	0
Gale <i>et al.</i> (1993)	✓	✓	✓	-	-	-	✓	-
Ando <i>et al.</i> (1985a)	✓	-	-	✓	-	✓	✓	-
Ancell & Pahalawatththa (1994)	✓	✓	-	✓	✓	-	✓	-
Magnago & Abur (1998)	✓	✓	✓	-	✓	-	✓	✓
Gilany <i>et al.</i> (2007)	-	✓	✓	-	✓	-	✓	-
Chen <i>et al.</i> (2009)	✓	✓	-	✓	-	-	✓	-
Nanayakkara <i>et al.</i> (2011)	-	✓	-	✓	✓	-	✓	-
Liu <i>et al.</i> (2012)	✓	-	✓	-	✓	-	✓	✓
Schweitzer <i>et al.</i> (2014)	-	✓	✓	-	-	✓	✓	-
Schweitzer <i>et al.</i> (2016)	✓	-	✓	-	-	✓	✓	-
Lopes (2016)	-	✓	✓	-	-	✓	✓	✓
Lopes <i>et al.</i> (2018)	-	✓	✓	-	-	✓	✓	-
Júnior <i>et al.</i> (2018)	✓	✓	-	✓	✓	-	✓	-
Fernandes <i>et al.</i> (2019)	✓	✓	-	✓	-	✓	✓	✓

**Legenda:**

NMT: Número de terminais monitorados

1T: Método a um terminal

2T: Método a dois terminais

CA: Sistema de corrente alternada

CC: Sistema de corrente contínua

WLT: Transformada *wavelet*

DS: Filtro DS

$\alpha$ : Uso do modo aéreo

0: Uso do modo terra

# METODOLOGIA PROPOSTA

Conforme visto no Capítulo 3, distúrbios em linhas de transmissão geram transitórios eletromagnéticos no forma de OV's que propagam-se a partir do ponto de defeito até os terminais da linha. A incidência dessas OV's nos terminais monitorados criam reflexões e refrações sucessivas que cessam assim que o regime permanente é atingido. Esse capítulo apresenta a metodologia utilizada para localizar faltas em linhas de transmissão através das OV's geradas pelo próprio distúrbio na linha através da detecção dos instantes de tempo de chegada das OV's no terminais monitorados.

## 5.1 VISÃO GERAL DO PROCESSO DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

Para localizar faltas em linhas de transmissão através das OV's geradas pelo próprio distúrbio, primeiro aferem-se os sinais de corrente/tensão nos terminais da linha após a aplicação de uma falta e armazenam-se em um arquivo para que possam ser posteriormente carregados e tratados. Aqui, opta-se pela utilização dos sinais de corrente em lugar dos de tensão, pois as OV's de corrente apresentaram menores variações em suas formas de onda.

Na sequência, extraem-se as componentes de alta frequência dos sinais medidos em duas etapas: aplicação da transformação modal para desacoplamento, seguida da filtragem pelo filtro *Differentiator-Smoother* (DS). Nessa etapa, é feita a detecção das OV's de modo aéreo e modo terra e determinação dos instantes de tempo de chegada delas nos terminais monitorados. Por fim, munidos desses instantes de tempo, o local da falta é estimado através dos métodos de localização propriamente ditos. Baseado no procedimento supracitado, a Tabela 5.1 apresenta um resumo das etapas que compõem a metodologia geral de localização de faltas.

**Tabela 5.1.** Sequência de etapas da metodologia de localização de faltas.

Passo	Descrição
1	Simulação de determinado cenário de falta na linha
2	Carregamento dos dados de simulação
3	Aplicação da transformação modal para desacoplamento do sistema
4	Aplicação do filtro DS para detecção das OV's
5	Detecção dos tempos de chegada das OV's nos terminais monitorados
6	Estimação do local da falta

## 5.2 TRANSFORMAÇÃO MODAL

Devido ao acoplamento existente entre as grandezas de fase, a análise da propagação de OV's em sistemas de transmissão com múltiplos condutores possui equacionamento complexo, tornando a análise dos transitórios eletromagnéticos uma tarefa árdua. No entanto, é possível simplificar tal análise aplicando o conceito da transformação modal (HEDMAN, 1965), detalhado no Apêndice B.

Especificamente para o caso de um bipolo HVDC, seu comportamento é análogo ao de um sistema CA bifásico. Portanto, é possível desacoplá-lo através da aplicação de uma matriz de transformação modal de dimensão dois. Nesse trabalho, as OV's de corrente são desacopladas via transformada de Karrenbauer (DOMMEL; MEYER, 1974):

$$[T_i] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

As correntes  $I_1$ ,  $I_2$  dos polos 1 e 2 do bipolo HVDC em função das correntes  $I_0$ ,  $I_\alpha$  são:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Por sua vez, as correntes  $I_0$ ,  $I_\alpha$  dos modos terra e aéreo em função das correntes  $I_1$ ,  $I_2$  são:

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

As OV's de corrente de modo zero do bipolo HVDC propagam-se entre os condutores e a terra. Já as OV's de corrente de modo aéreo propagam-se entre os condutores dos polos apenas (ARAÚJO; NEVES, 2005).

À medida que uma OV percorre maiores distâncias, seu formato tende a ser mais achatado, fenômeno conhecido como dispersão ou distorção (SCHWEITZER *et al.*, 2014), conforme será

apresentado na próxima seção. Quanto mais achatada a OV, ou seja, quanto maior o impacto da dispersão, mais difícil é localizar o pico e o instante de tempo exato em que a OV incidiu em um terminal. Portanto, a escolha de quais modos de propagação das OVs serão usados para localização de faltas é importante para manutenção da precisão do método utilizado, principalmente quando são considerados sistemas com linhas de longas extensões como os utilizados em sistemas CC onde a dispersão é mais pronunciada (SCHWEITZER *et al.*, 2014).

Em geral, OVs de modo terra são menos apropriadas para localização de faltas, pois possuem uma maior atenuação e dispersão por incluir a propagação de ondas pela terra (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Esse efeito de dispersão pode ser mais ou menos pronunciado a depender da modelagem escolhida para a linha de transmissão do elo CC. Esse assunto será discutido com maior detalhamento quando da apresentação dos resultados dessa dissertação.

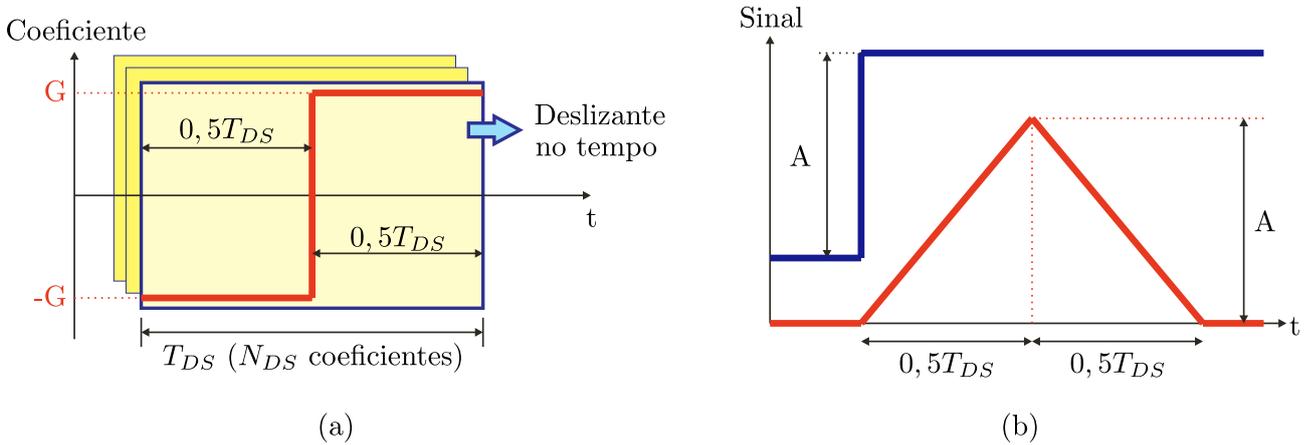
### 5.3 FILTRO DS

Na literatura, diversas técnicas são reportadas visando extrair as informações contidas nos transitórios decorrentes de distúrbios incidentes no sistema monitorado (SAHA *et al.*, 2009; RIBEIRO, 2019). Dentre as técnicas mais utilizadas, destaca-se a transformada *wavelet* dada sua capacidade de localização simultânea de tempo e frequência (COSTA, 2014; COSTA *et al.*, 2015). No entanto, seu desempenho depende da *wavelet* mãe a ser escolhida, necessitando de estudos prévios para determinação dos coeficientes do filtro que detectará as OVs provenientes do distúrbio (NANAYAKKARA *et al.*, 2011).

Uma alternativa ao uso da transformada *wavelet* é o filtro DS, proposto originalmente em um localizador de faltas de um sistema CC e validado com sucesso em diversas aplicações de campo (ANDO *et al.*, 1985a; ANDO *et al.*, 1985b; SCHWEITZER *et al.*, 2014; SCHWEITZER *et al.*, 2016; FERNANDES *et al.*, 2019).

O funcionamento do filtro DS baseia-se no fato de que distúrbios em uma linha impõem transitórios em formato de degrau e, com isso, busca gerar uma saída em formato triangular, com ganho unitário, que favoreça a detecção da OV e, conseqüentemente, o instante de tempo de chegada nos terminais monitorados. Nessa dissertação, a implementação do filtro DS é feita baseada nos desenvolvimentos propostos em Lopes *et al.* (2019).

Para tanto, o filtro é composto por uma parte suavizante (*smoother*) e uma parte diferencial (*differentiator*) em cascata. A componente suavizante tem como funções não só de reduzir os efeitos das distorções, mas também de realizar o espalhamento da borda de subida do sinal de entrada, viabilizando o uso da interpolação para a determinação dos tempos de incidência das ondas (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Na etapa diferencial subsequente, um sinal ideal com formato em degrau é convertido para um formato triangular, mantendo-se a amplitude do sinal de entrada. Destaca-se que a filtragem é feita no domínio do tempo, utilizando uma janela de dados com duração  $T_{DS} = 20 \mu s$  vista na Figura 5.1 em que a primeira metade dos coeficientes da janela possuem ganho  $-G$  enquanto a segunda metade é composta por coeficientes de ganho  $G$ , totalizando um número  $N_{DS}$  de coeficientes do filtro DS (RIBEIRO, 2019).



**Figura 5.1.** Coeficientes do filtro DS: (a) Janela de tempo e seus coeficientes; (b) Resposta para a entrada degrau unitário. Extraído e adaptado de (LOPES *et al.*, 2019).

Para que o valor de ganho  $G$  seja unitário, o processo de filtragem é separado em três estágios conforme a Figura 5.2 mostra: 1) Instante em que a janela do filtro encontra-se antes do degrau induzido pelo distúrbio; 2) Instante em que a janela do filtro está centrada na borda de subida do filtro; 3) Instante em que a janela do filtro encontra-se dentro do degrau de amplitude  $A$  induzido pelo distúrbio (LOPES *et al.*, 2019).

Para cada um dos estágios da Figura 5.2 são obtidos os seguintes valores para a corrente de saída  $i_{OV}$  do filtro DS (LOPES *et al.*, 2019):

- Estágio 1:

$$i_{OV} = \frac{N_{DS}}{2} \cdot (-G \cdot 0) + \frac{N_{DS}}{2} \cdot (G \cdot 0) = 0; \quad (5.4)$$

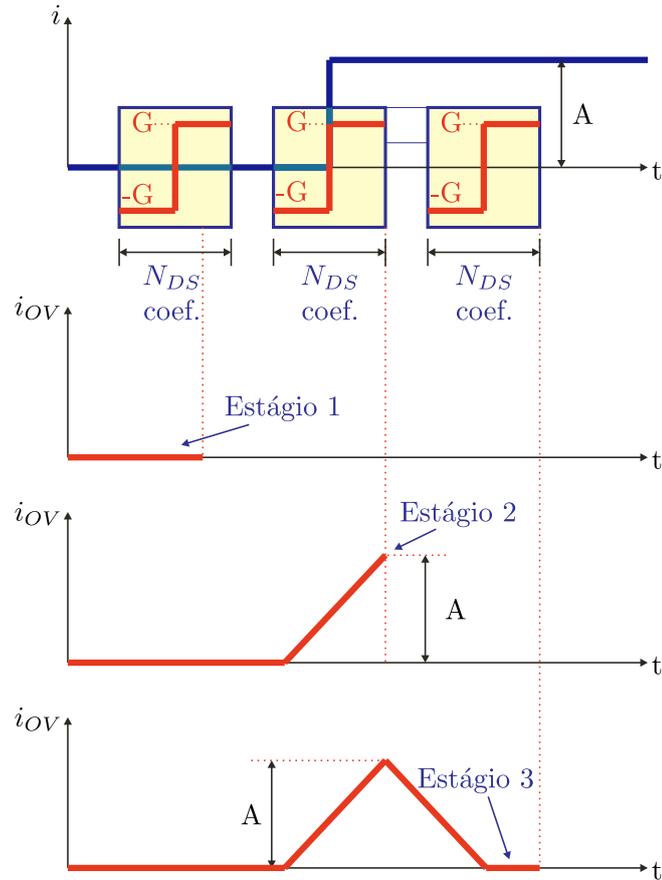
- Estágio 2:

$$i_{OV} = \frac{N_{DS}}{2} \cdot (-G \cdot 0) + \frac{N_{DS}}{2} \cdot (G \cdot A) \quad (5.5)$$

$$i_{OV} = \frac{N_{DS}}{2} \cdot (G \cdot A); \quad (5.6)$$

- Estágio 3:

$$i_{OV} = \frac{N_{DS}}{2} \cdot (-G \cdot A) + \frac{N_{DS}}{2} \cdot (G \cdot A) = 0. \quad (5.7)$$



**Figura 5.2.** Estágios de análise da filtragem para obtenção do ganho unitário do filtro DS. Extraído e adaptado de (LOPES *et al.*, 2019).

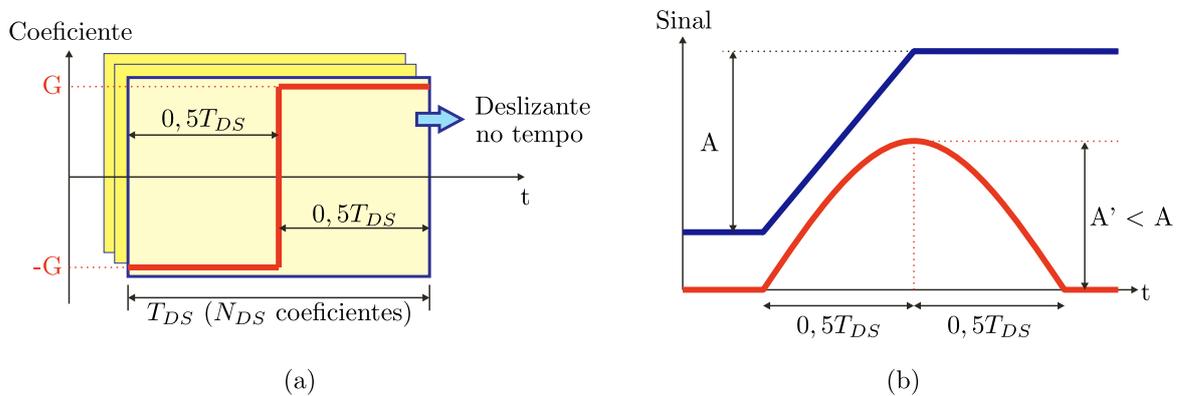
Portanto, durante os estágios 1 e 3, o sinal de saída  $i_{OV}$  são nulos. Já no estágio 2, considerando a amplitude de  $i_{OV} = A$ , chega-se ao valor de ganho unitário  $G$  para a saída em formato triangular ao final do terceiro estágio:

$$G = \frac{2}{N_{DS}}. \quad (5.8)$$

Até o presente momento, considerou-se um distúrbio no formato de um degrau unitário chegando aos terminais monitorados, resultando em uma saída de formato triangular de fácil extração do instante de tempo de chegada a interpolação para refinamento da estimativa de

tempo. No entanto, os transitórios induzidos por distúrbios sofrem com atenuação dado o grau de dispersão enfrentado pela OV, especialmente em sistemas compostos por linhas de transmissão muito extensas, como é o caso dos elos HVDC presentes no SIN.

Na prática, as OVs provenientes do distúrbio chegam aos terminais monitorados com um formato de rampa que, após a filtragem, assume o formato de parábola, ilustrado na Figura 5.3. O pico que anteriormente era de fácil detecção dado o formato triangular, passa agora a ser o ponto de máximo de uma parábola que pode ser gerada por um processo de interpolação das amostras em torno da OV detectada.



**Figura 5.3.** Coeficientes do filtro DS: (a) Janela de tempo e seus coeficientes; (b) Resposta para a entrada em rampa. Extraído e adaptado de (LOPES *et al.*, 2019).

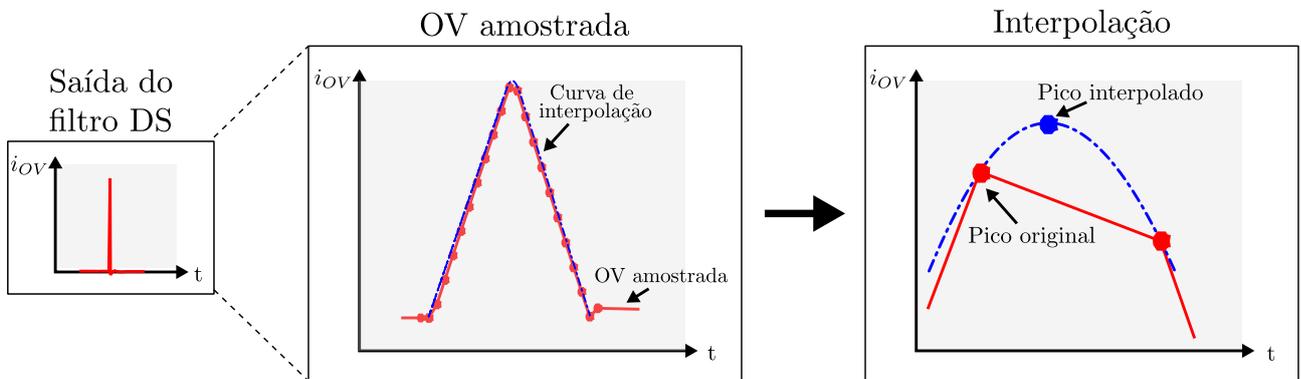
### 5.3.1 Detecção das Ondas Viajantes

As OVs do sinal de entrada estão visíveis após a filtragem, necessitando agora serem detectadas corretamente. Para detecção das OVs, aplica-se um esquema de limiar fixo, denominado *hard threshold* (SANTOSO *et al.*, 1996), no qual um limiar fixo, obtido experimentalmente através de observações do sistema, é empregado no sinal de saída do filtro DS com o objetivo de separar amostras associadas ao regime permanente da rede com as transitórias vindas do distúrbio (LOPES *et al.*, 2019).

### 5.3.2 Determinação do Instante de Tempo de Chegada das Ondas Viajantes

Após a detecção da OV, é necessário extrair o instante de tempo de chegada no terminal monitorado. Conforme mencionado anteriormente, a saída do filtro DS favorece a interpolação

dos sinais para otimização da estimativa do local de falta (SCHWEITZER *et al.*, 2014; LOPES *et al.*, 2019). Portanto, aplica-se um método de interpolação do tipo *spline*, selecionando as  $k$  amostras anteriores e as  $k$  amostras posteriores do ponto de máximo obtido na etapa anterior de detecção da OV. O valor de  $k$  é escolhido experimentalmente com base no valor que gera o melhor desempenho da estimativa do local de falta. A Figura 5.4 ilustra o processo de interpolação da OV amostrada, mostrando a decisão pela escolha do ponto de máximo da *spline* que melhor aproxima a OV como o instante de tempo de chegada da OV no terminal monitorado. Com os instantes de tempo de chegada das OVs bem determinados, o próximo passo é aplicar os métodos de localização de faltas para estimar o ponto em que o defeito ocorreu.

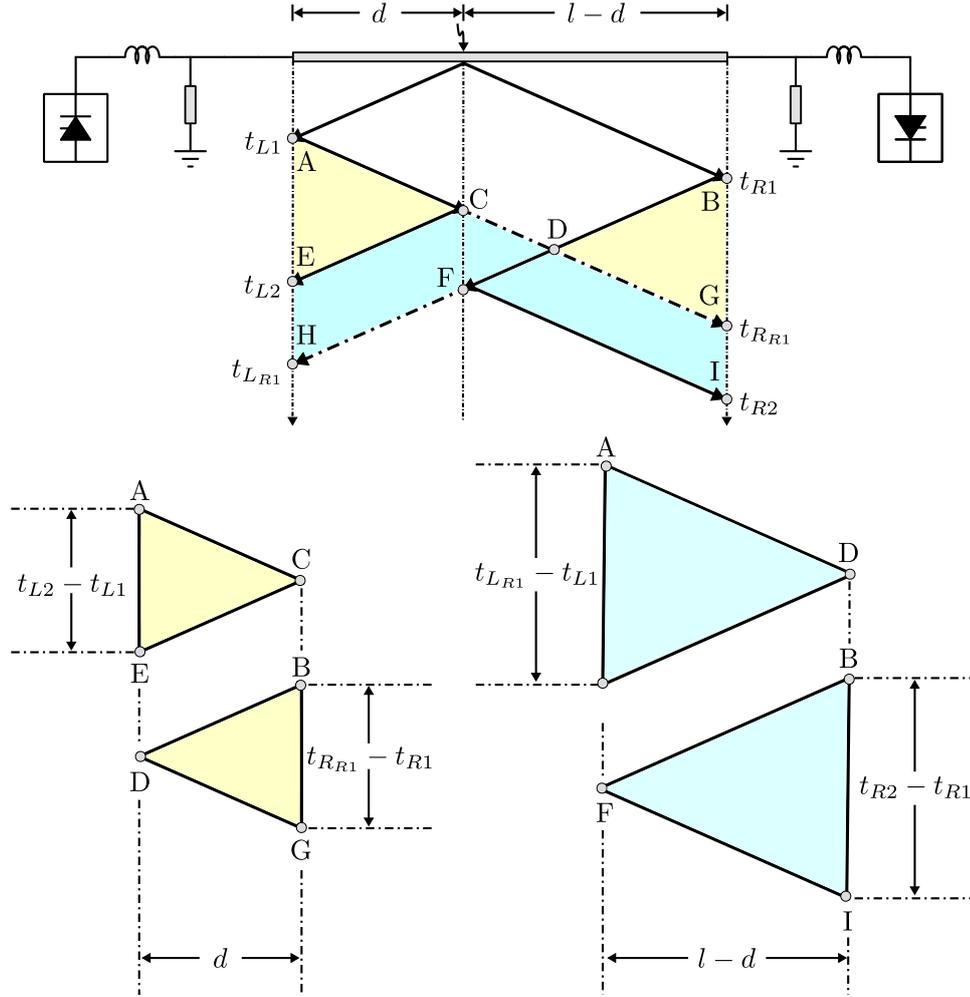


**Figura 5.4.** Interpolação da OV detectada. O pico original é substituído pelo pico interpolado após a escolha da *spline* que melhor aproxima o sinal amostrado.

## 5.4 MÉTODO A DOIS TERMINAIS COM USO DA OV REFRAATADA

O método TWFL a dois terminais com uso da OV refratada, proposto nessa dissertação, baseia-se nos instantes de tempo de chegada das primeiras OVs de modo aéreo, vindas do ponto de falta até os terminais local e remoto, denominados  $t_{L1}$  e  $t_{R1}$ , e nos instantes de tempo de chegada das OVs refletidas do terminal remoto e refratadas no ponto de falta,  $t_{L_{R1}}$  e  $t_{R_{R1}}$ , para estimar o local da falta  $\tilde{d}$ . A formulação da estimativa é obtida através da semelhança entre os triângulos ACE e BDG e dos triângulos ADH e BFI da Figura 5.5.

Primeiro, considere as equações  $d$  e  $l - d$  obtidas pelos triângulos ACE e BDI gerados pela incidências das primeiras OVs nos terminais monitorados,  $t_{L1}$  e  $t_{R1}$ , e de suas reflexões sucessivas



**Figura 5.5.** Diagrama de reflexões sucessivas de OV de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais com uso da OV refratada.

no ponto de falta,  $t_{L2}$  e  $t_{R2}$ :

$$d = v_{\alpha}(t_{L2} - t_{L1}), \quad (5.9)$$

$$l - d = v_{\alpha}(t_{R2} - t_{R1}). \quad (5.10)$$

As expressões (5.9) e (5.10) ao serem somadas resultam em uma estimativa do comprimento da linha (LOPES *et al.*, 2018):

$$\tilde{l} = d + (l - d) \quad (5.11)$$

$$\tilde{l} = \frac{v_{\alpha}}{2}[(t_{L2} - t_{L1}) + (t_{R2} - t_{R1})]. \quad (5.12)$$

Dividindo então a estimativa de (5.9) por (5.12), chega-se a formulação do método a dois

terminais modal (LOPES *et al.*, 2018):

$$\tilde{d}_{pu} = \frac{(t_{L2} - t_{L1})}{(t_{L2} - t_{L1}) + (t_{R2} - t_{R1})}. \quad (5.13)$$

A formulação apresentada em (5.13) é um método TWFL a dois terminais baseado nas detecções das OVs de modo aéreo incidentes nos terminais monitorados bem como das refletidas do ponto de falta (LOPES *et al.*, 2018). Essa dependência das OVs refletidas cria a necessidade de saber diferenciar se uma OV vem da reflexão do ponto de falta ou da reflexão do terminal remoto e posterior refração no ponto de falta. Para tanto, é feita uma pré-estimação do possível local da falta através de técnicas baseadas em fasores (LOPES *et al.*, 2015; LOPES *et al.*, 2018). Além de não depender dos parâmetros de linha, esse método não depende da sincronização dos dados e, por não depender da propagação do modo terra, pode ser aplicado para qualquer tipo de falta. No entanto, por basear-se em uma pré-estimativa fasorial, ele não pode ser estendido para aplicação em sistemas CC.

Considere então a relação entre os pares de triângulos ACE e BDG e dos pares ADH e BFI da Figura 5.5. Os triângulos ACE e BDG são semelhantes, possibilitando a substituição a relação de tempo  $(t_{L2} - t_{L1})$  por  $(t_{R_{R1}} - t_{R1})$ . Da mesma forma, os triângulos ADH e BFI também são semelhantes e a relação de tempo  $(t_{R2} - t_{R1})$  pode ser substituída por  $(t_{L_{R1}} - t_{L1})$ . Dessa forma, as OVs refletidas do terminais e posteriormente refratadas do ponto de falta podem ser usadas diretamente, substituindo o uso das OVs refletidas do ponto de falta. Portanto, novas relações para  $d$  e  $l - d$  são formadas:

$$d = v_{\alpha}(t_{R_{R1}} - t_{R1}), \quad (5.14)$$

$$l - d = v_{\alpha}(t_{L_{R1}} - t_{L1}). \quad (5.15)$$

Uma nova estimativa do comprimento da linha também é formada somando (5.14) e (5.15):

$$\tilde{l} = d + (l - d) \quad (5.16)$$

$$\tilde{l} = \frac{v_{\alpha}}{2} [(t_{L_{R1}} - t_{L1}) + (t_{R_{R1}} - t_{R1})]. \quad (5.17)$$

Dividindo então a estimativa de (5.14) por (5.17), chega-se a formulação do método a dois terminais com uso da OV refratada:

$$\tilde{d}_{pu} = \frac{(t_{R_{R1}} - t_{R1})}{(t_{L_{R1}} - t_{L1}) + (t_{R_{R1}} - t_{R1})}. \quad (5.18)$$

A formulação apresentada em (5.18) é um método TWFL a dois terminais baseado nas detecções das OVs de modo aéreo incidentes nos terminais monitorados bem como das refratadas do ponto de falta para sistemas CC. Para que esse método funcione, a detecção das OVs refratadas deve ser uma tarefa fácil. Considerando as terminações das linhas de sistemas CC, em geral, estas possuem característica predominantemente capacitiva (GREENWOOD, 1991) e, portanto, têm um padrão de reflexões conforme a Figura 3.7 do Capítulo 3 mostra. As primeiras OVs de corrente e tensão incidentes possuem a polaridade invertida em relação a polaridade das OVs refratadas do ponto de falta, tornando evidente a detecção e posterior extração dos instantes de tempo de chegada dessas OVs.

Devido às características dos padrões de reflexões de faltas polo-terra e polo-polo, OVs refratadas do ponto de falta são perceptíveis e de fácil detecção em faltas polo-terra. Já faltas polo-polo apresentam um padrão de fácil localização das OVs refletidas do ponto de falta. Combinando então os métodos TWFL (5.13) e (5.18), obtém-se uma metodologia completa para localização de faltas em sistemas CC, disposta no fluxograma da Figura 5.6, que independe dos parâmetros de linha  $l$ ,  $v_\alpha$  e  $v_0$ , independe da sincronização dos dados medidos nos terminais monitorados e baseia-se apenas na detecção das OVs refratadas do ponto de falta em faltas polo-terra que, devido à característica capacitiva das terminações das linhas CC, são de fácil detecção.

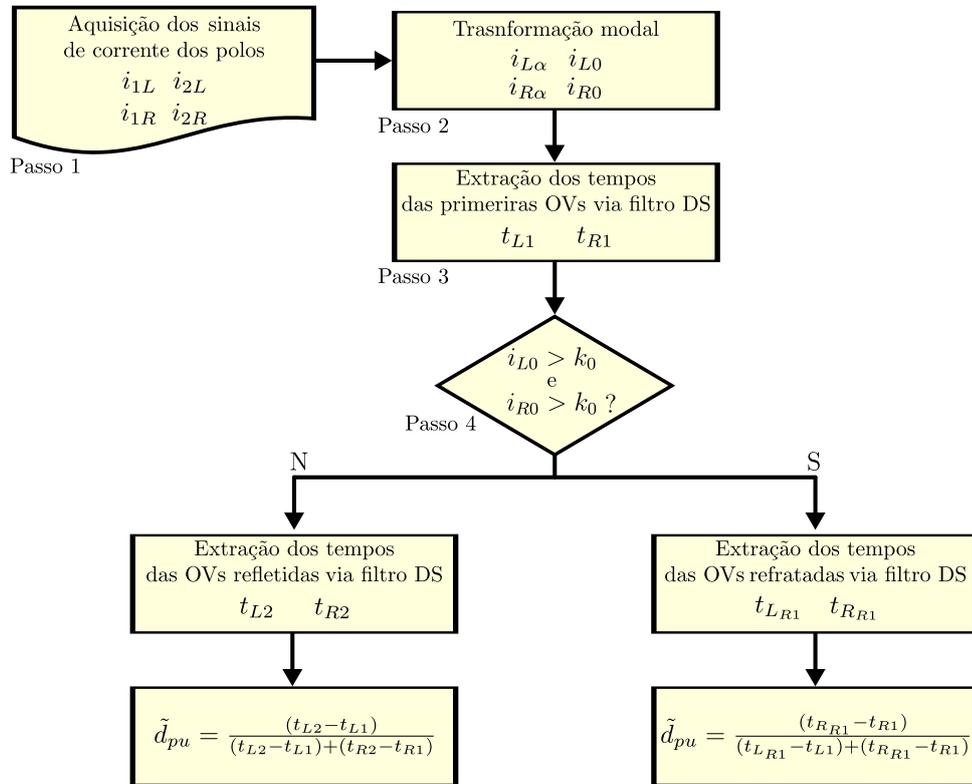
No passo 1, é feita a aquisição dos sinais de corrente através dos equipamentos de medição dos polos 1 e 2 elo CC em ambos terminais,  $i_{1L}$ ,  $i_{2L}$ ,  $i_{1R}$  e  $i_{2R}$ , a uma taxa da ordem de MHz. No passo 2, esses sinais são desacoplados, passando pela transformação modal de Karrenbauer, gerando os sinais  $i_{L,\alpha}$ ,  $i_{R,\alpha}$ ,  $i_{L0}$  e  $i_{R0}$ . No passo 3, os instantes de tempo das primeiras OVs de modo aéreo incidentes em ambos os terminais  $t_{L1}$  e  $t_{R1}$  são obtidos pela filtragem do sinal via filtro DS e posterior detecção das OVs através de um limiar fixo  $k_\alpha$  de 10% do máximo pico observado no registro de falta em questão. Após a detecção, os instantes de tempo são refinados por uma interpolação do tipo *spline*.

No passo 4, aplica-se um limiar fixo responsável por comparar os sinais de corrente de modo terra  $i_{L0}$  e  $i_{R0}$  a um valor  $k_0$  igual a 50% do pico máximo dos registros de faltas polo-terra e, caso esse valor seja excedido, a falta é caracterizada como polo-terra, caso contrário, como polo-polo. Como faltas polo-polo não apresentam propagação no modo terra, o limiar  $k_0$  proposto é

suficiente para tomar a decisão correta quanto à classificação da falta.

Para faltas polo-polo, o padrão de reflexões sucessivas das OVs é de fácil detecção, então extraem-se os instantes de tempo das OVs refletidas do ponto de falta,  $t_{L2}$  e  $t_{R2}$ , e aplica-se a formulação (5.13), sem necessitar de pré-estimação. Para faltas polo-terra, dado que as polaridades das primeiras OVs incidentes são opostas às refratadas do ponto de falta, as polaridades dos sinais de corrente são trocadas e os instantes de tempo de chegada das OVs refratadas nos pontos de falta,  $t_{LR1}$  e  $t_{RR1}$ , são extraídos de forma análoga ao passo 3 da Figura 5.6, mas agora com um novo limiar  $k'_\alpha$  no valor de 95% do máximo pico observado no registro de falta em questão. Esse limiar também é suficiente para tomar a decisão correta de detecção da OV refratada, pois garante a detecção da primeira OV refratada do ponto de falta.

Na sequência, o mesmo refinamento por interpolação é aplicado e a formulação (5.18) é aplicada para estimação do local de falta. As diferenças de tempo  $(t_{L2} - t_{L1})$  e  $(t_{R2} - t_{R1})$  tanto em (5.13) quanto  $(t_{LR1} - t_{L1})$  e  $(t_{RR1} - t_{R1})$  em (5.18) são calculadas separadamente e referenciadas apenas ao terminal de detecção da OV, garantindo a independência de sincronização de dados do método TWFL a dois terminais clássico, descrito em detalhes no Apêndice C.



**Figura 5.6.** Fluxograma para a metodologia proposta de localização de faltas em sistemas CC.

## 5.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo, uma metodologia de localização de faltas em sistemas CC com base na teoria de OV's foi proposta. Primeiro medem-se os sinais e corrente nos terminais da linha após a aplicação de uma falta dentro do modelo de bipolo HVDC e armazenam-se em um arquivo para que possam ser posteriormente carregados e tratados.

Na sequência, é feito o desacoplamento do sistema através da aplicação da transformação modal no bipolo HVDC, gerando OV's de modo terra e modo aéreo. As OV's são então filtradas via filtro DS para que seja feita a detecção das OV's e extração dos instantes de tempo de chegada nos terminais monitorados.

Por fim, com base nos instantes de tempo de chegada das OV's nos terminais monitorados, o local da falta é estimado através de um novo método TWFL a dois terminais independente de parâmetros de linha e sincronização de dados. Esse método baseia-se apenas em OV's de modo aéreo de fácil detecção e é capaz de localizar tanto faltas polo-terra quanto polo-polo. Seu desempenho será avaliado mediante diversos cenários de simulação listados no Capítulo 6.

# DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Neste capítulo são expostas as simulações realizadas para a avaliação do desempenho dos métodos TWFL apresentados no Capítulo 5. Primeiramente, apresentam-se as especificações do modelo de testes do bipolo LCC-HVDC utilizado nas simulações via ferramenta ATP/ATPDraw. Na sequência, listam-se os cenários de testes realizados para diferentes parâmetros da simulação, a saber, o local da falta, o tipo de falta, a resistência da falta e a presença de imprecisões nos parâmetros de linha. Por último, discute-se o desempenho dos métodos TWFL para os cenários de falta simulados.

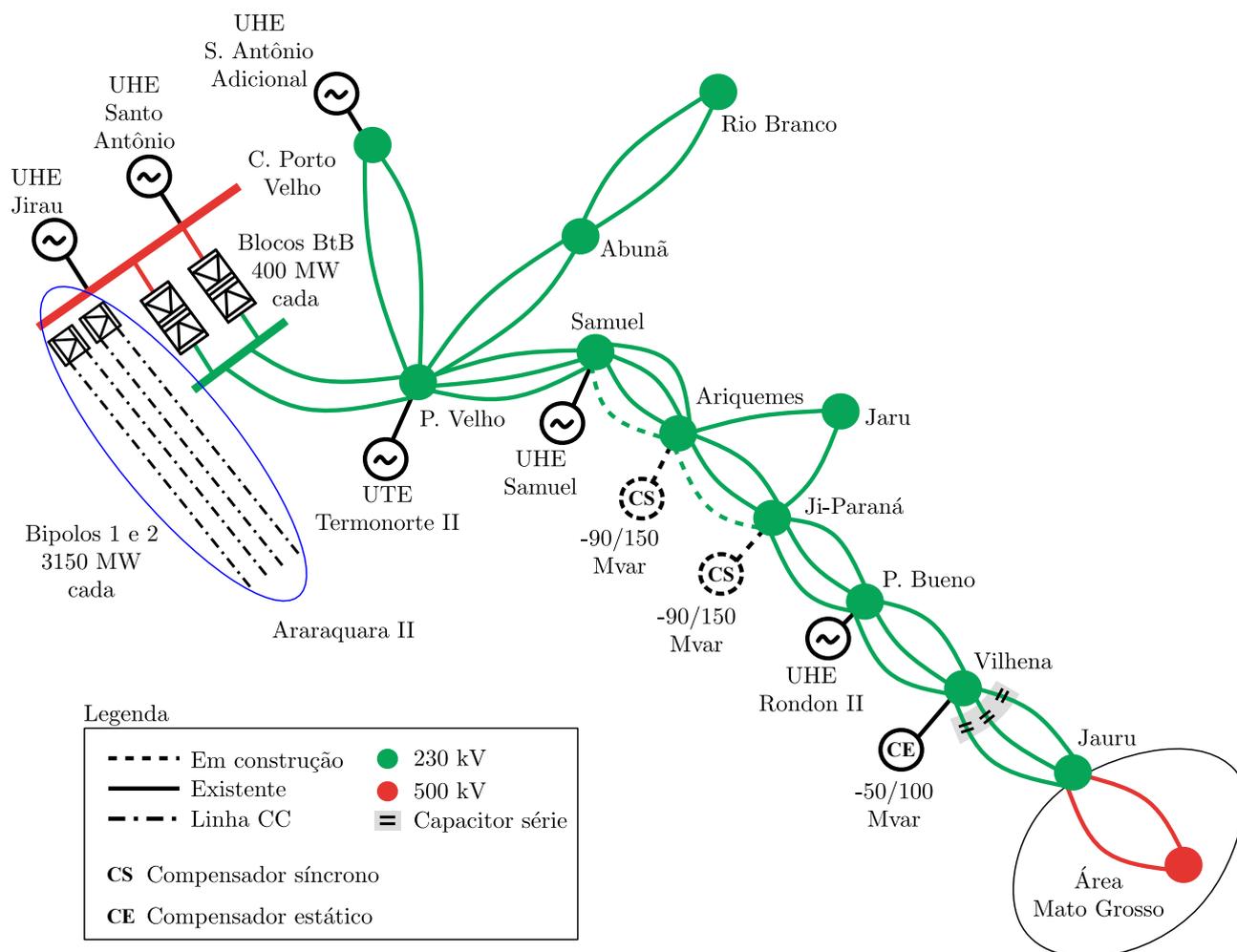
## 6.1 MODELO DE TESTES DO BIPOLO HVDC

O sistema de transmissão em CC do complexo do Rio Madeira foi concebido para que o SIN fosse capaz de aproveitar o potencial hidrelétrico do Rio Madeira, formado pelas usinas Santo Antônio e Jirau. O complexo do Rio Madeira é formado por dois bipolos LCC-HVDC (3150 MW e  $\pm 600$  kV cada e 2450 km de extensão), que interligam as subestações Coletora de Porto Velho (RO) e Araraquara II (SP), além de uma estação *back-to-back* composta por dois blocos (400 MW cada), conectada à subestação de Porto Velho para suprir o subsistema Acre/Rondônia, ilustrado na Figura 6.1.

Na fase de definição dos pontos básicos para a especificação do projeto dos dois bipolos LCC-HVDC do complexo do Rio Madeira, a EPE solicitou o desenvolvimento de um modelo usando a ferramenta PSCAD, buscando amparar os estudos iniciais de planejamento. Posteriormente, foi feita uma transcrição deste modelo para ATP/ATPDraw, disponibilizada para a comunidade de usuários da ferramenta<sup>1</sup> como contribuição para os interessados em estudos na área. Este último foi escolhido para ser utilizado nos testes apresentados neste Capítulo e está ilustrado na Figura 6.3 (FERNANDES; GONÇALVES, 2018).

---

<sup>1</sup>Disponível em <<https://www.atpdraw.net>>. Acesso em 18/04/2020.

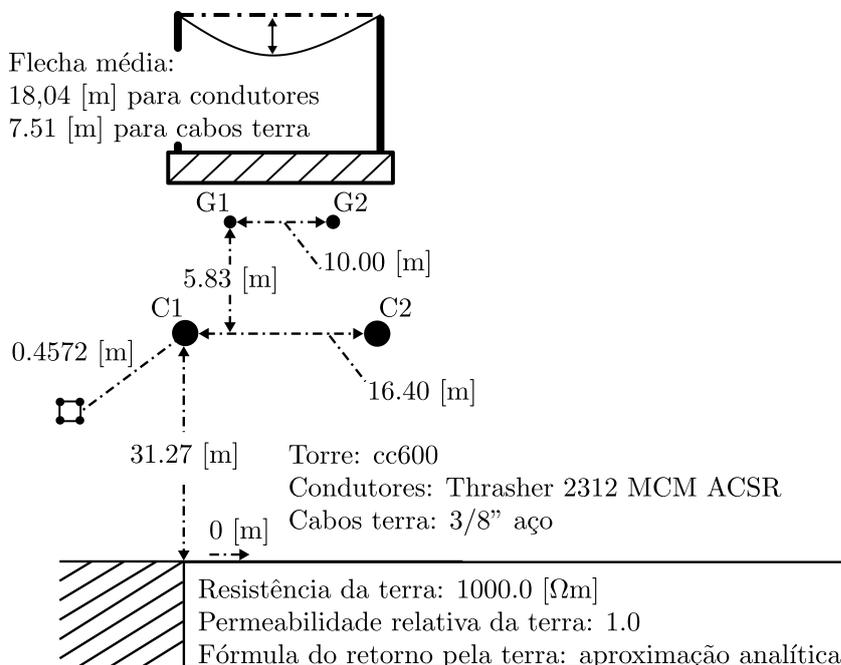


**Figura 6.1.** Diagrama do subsistema Acre/Rondônia e Complexo do Rio Madeira, com destaque em azul para os bipolos LCC-HVDC. Extraído e adaptado de (ONS, 2016).

### 6.1.1 Modelos de Linha de Transmissão CC

Para validação de estudos de diversos componentes de um bipolo HVDC, tal como a resposta das lógicas de controle dos bipolos LCC-HVDC do Madeira, Luz *et al.* (2014) avaliaram o desempenho de diversos modelos de linhas de transmissão via PSCAD e ATP/ATPDraw. Através de simulações da operação em regime permanente e da resposta transitória quando da aplicação de faltas tanto no lado CA quanto no lado CC do sistema, Luz *et al.* (2014) concluíram que o modelo de linha com melhor comportamento foi o RLC/metro avaliado na frequência de 0,001 Hz em um modelo de parâmetros dependentes da frequência via PSCAD. O modelo análogo via ATP/ATPDraw, presente na Figura 6.3, é obtido através do modelo de Bergeron avaliado na frequência de 0,001 Hz. Ambos os modelos, tanto o RLC/metro (PSCAD) quanto o Bergeron

(ATP/ATPDraw), são derivados das características geométricas da linha vistas na Figura 6.2. Os parâmetros distribuídos constantes na frequência proveniente do modelo de Bergeron estão listados na Tabela 6.1.



**Figura 6.2.** Geometria para modelagem da linha CC do Madeira (LUZ *et al.*, 2014).

**Tabela 6.1.** Parâmetros da linha de transmissão obtida do modelo de Bergeron a 0,001 Hz (LUZ *et al.*, 2014).

Modo Aéreo			Modo Terra		
$R'$ ( $\Omega$ /km)	$L'$ (mH/km)	$C'$ ( $\mu$ F/km)	$R'$ ( $\Omega$ /km)	$L'$ (mH/km)	$C'$ ( $\mu$ F/km)
0,00702	0,860602	0,0134166	0,008028	3,88784	0,0100794

Além do modelo de Bergeron usado por Luz *et al.* (2014), essa dissertação também propõe a avaliação por meio do modelo de JMarti, via ATP/ATPDraw e detalhado no Apêndice D, para uma linha CC cujos parâmetros são dependentes da frequência em um intervalo de 0,001 Hz a 1 MHz. O objetivo de estudar um modelo cujos parâmetros variam com a frequência é simular, de uma forma mais realista, as incertezas que afetam as velocidades de propagação de modo aéreo e terra,  $v_\alpha$  e  $v_0$ , das OV's dado que essas grandezas não são parâmetros constantes ao longo da linha em sistemas de transmissão reais. Além disso, é possível comparar a diferença entre os efeitos de dispersão e atenuação das OV's de modo aéreo e terra em sistemas cujas linhas possuem grande extensão, como é o caso do bipolo LCC-HVDC do Madeira, cujo comprimento de linha é de 2450 km.

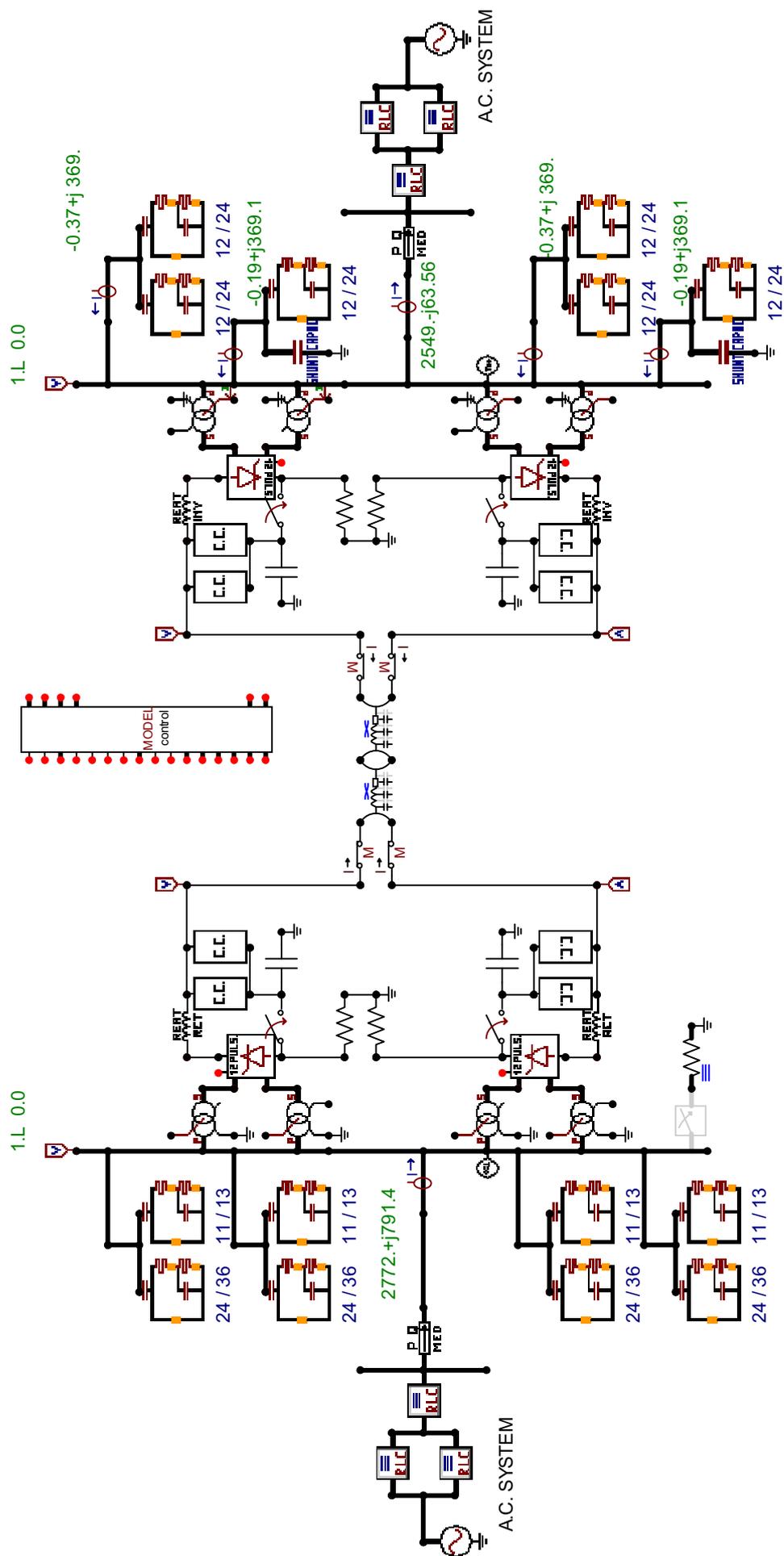
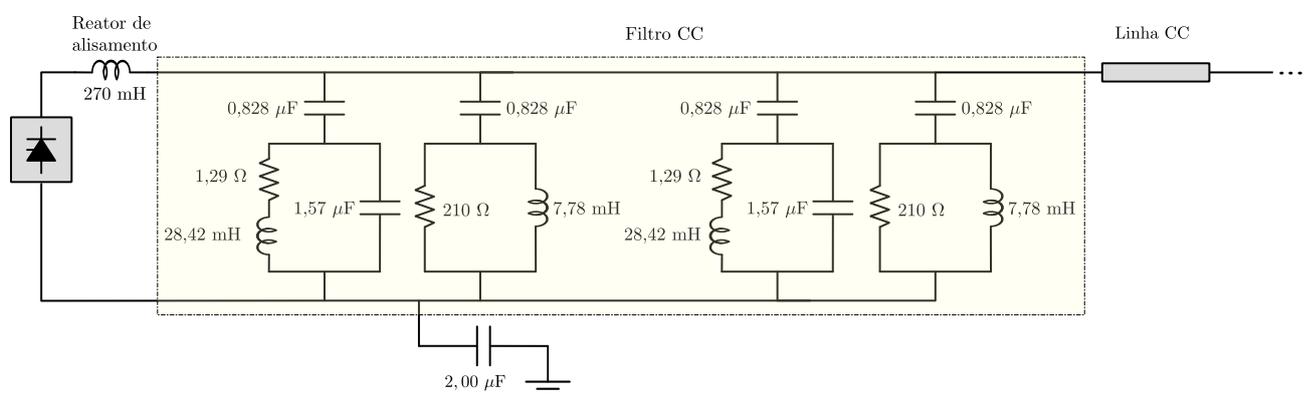


Figura 6.3. Bipolo LCC-HVDC do Rio Madeira modelado em ATP/ATPDraw. Disponível em: <https://www.atpdraw.net/>

### 6.1.2 Terminação do Bipolo LCC-HVDC do Madeira

A Figura 6.4 ilustra a topologia da terminação presente na linha de transmissão CC do bipolo LCC-HVDC do Madeira. Os filtros CC, hachurados na Figura 6.4, responsáveis por filtrar os harmônicos de 12<sup>a</sup> e 24<sup>a</sup> ordem no lado CC, apresentam um caminho capacitivo para a terra. Portanto, espera-se que, para altas frequências como as existentes em transitórios que lançam OV em direção aos terminais monitorados, tais capacitores comportem-se como curto-circuitos e a terminação comporte-se como predominantemente capacitiva.

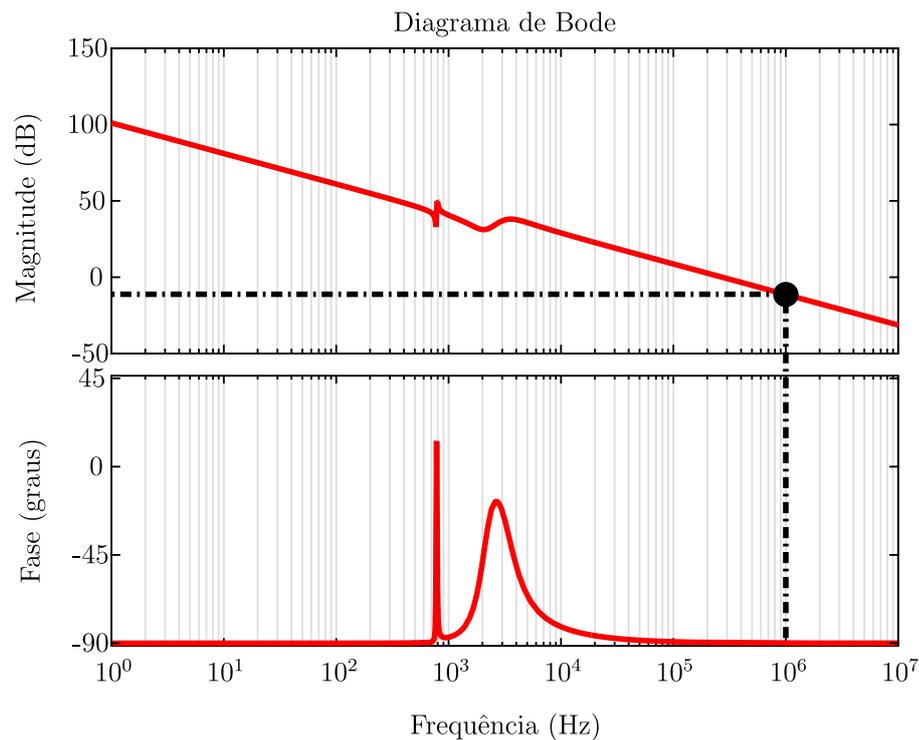


**Figura 6.4.** Terminação da linha de transmissão CC do bipolo LCC-HVDC do Madeira.

Pela resposta em frequência do filtro CC na Figura 6.5, percebe-se que a magnitude decai com o crescimento da frequência, sendo menor que 0 dB em 1 MHz, sem que haja inversão de fase em altas frequências. Essa característica corrobora para que a terminação da linha seja predominantemente capacitiva, permitindo a detecção de OV refratadas através da inversão de polaridade sugerida no capítulo anterior. A presença do caminho capacitivo em terminações não é exclusiva do bipolo LCC-HVDC do Madeira, sendo vista em elos CC em operação no mundo (ARRILLAGA, 2008; JÚNIOR *et al.*, 2018).

## 6.2 SIMULAÇÕES PROPOSTAS

Dois modelos de linha são avaliados nessa dissertação: Bergeron (parâmetros constantes com a frequência) e JMarti (parâmetros variantes com a frequência). Os cenários de falta polo-terra e polo-polo são simulados via ATP/ATPDraw com passo de integração de 1  $\mu$ s, condizente com a usada por localizadores de falta baseados em OV (SEL, 2018).



**Figura 6.5.** Resposta em frequência do filtro CC presente no modelo de bipolo LCC-HVDC do Madeira na ferramenta ATP/ATPDraw.

Para cada cenário de falta polo-terra, notoriamente o distúrbio mais comum em bipolos HVDC (KAMAKSHIAH; KAMARAJU, 2011), variações no local da falta e na resistência de falta  $R_f$  foram avaliados, considerando faltas a uma distância  $d$  de 0,005 pu até 0,995 pu, com passos de 0,005 pu, referenciadas ao terminal local considerando  $R_f$  de  $10^{-5} \Omega$  (curto-circuito franco),  $100 \Omega$  e  $200 \Omega$ . Para faltas polo-polo, como normalmente distúrbios desse tipo possuem  $R_f$  mais baixo, variações no local da falta e na resistência de falta  $R_f$  foram avaliados, considerando faltas a uma distância  $d$  de 0,005 pu até 0,995 pu, com passos de 0,005 pu, referenciadas ao terminal local considerando  $R_f$  de  $10^{-5} \Omega$ ,  $10 \Omega$  e  $20 \Omega$ .

Também foram avaliadas incertezas nos parâmetros de linha tanto do modelo de Bergeron quanto de JMarti. Para o caso do modelo de Bergeron, imprecisões da ordem de +1,0%, condizentes com valores testados na literatura (LOPES *et al.*, 2015; LOPES, 2016), foram adicionadas às indutâncias de modo aéreo  $L_\alpha$  e terra  $L_0$ , impactando as velocidades de propagação  $v_\alpha$  e  $v_0$ , calculadas através dos parâmetros de linha da Tabela 6.1. Para o modelo de JMarti, como os parâmetros variam com a frequência, são estudadas separadamente duas velocidades de propagação fixas: uma calculada através dos parâmetros de linha da Tabela 6.1 e outra estimando as velocidades para uma falta polo-terra na metade da linha.

A avaliação da precisão de cada um dos métodos TWFL testados é feita através do cálculo do erro absoluto  $\varepsilon$  dado em unidades de comprimento (m ou km):

$$\varepsilon = |\tilde{d} - d|, \quad (6.1)$$

em que  $\tilde{d}$  é a estimativa do local da falta e  $d$  é a posição real da falta.

Inicialmente, discute-se o desempenho dos métodos TWFL frente variações nos parâmetros de falta (local da falta e resistência de falta) para o modelo de Bergeron proposto na modelagem inicial, desconsiderando a presença de incertezas nos parâmetros de linha. Em seguida, discute-se o impacto dessas incertezas frente às variações nos parâmetros de falta, levando em conta a inserção de incertezas estáticas em  $L_\alpha$  e  $L_0$  no modelo de Bergeron e, as incertezas inerentes da modelagem a parâmetros variantes com a frequência do modelo de JMarti.

Por simplicidade, os métodos TWFL serão descritos pelas seguintes notações:

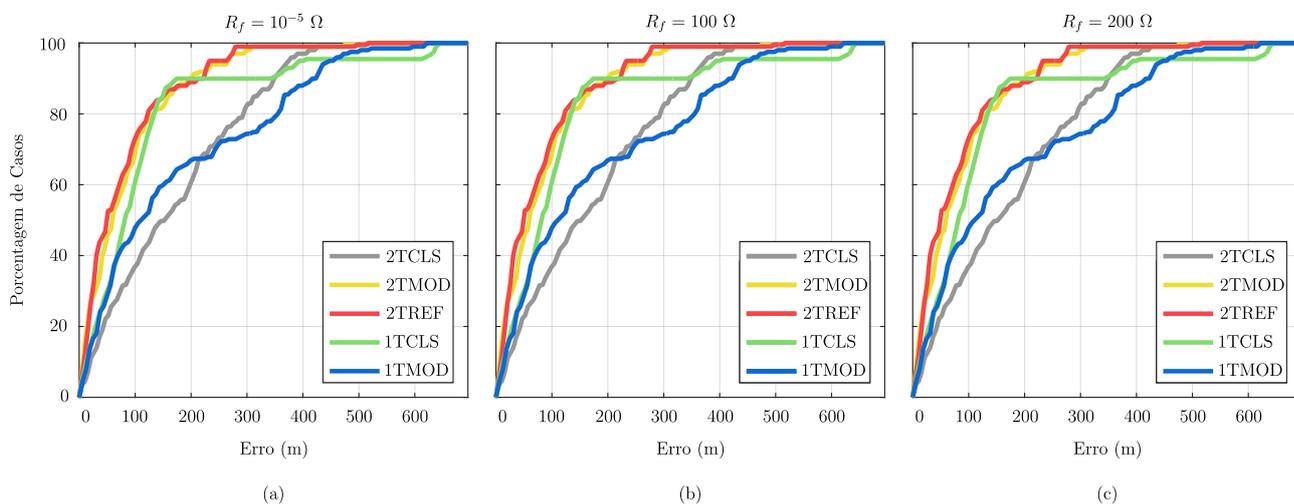
- 2TCLS: Método TWFL a dois terminais clássico (GALE *et al.*, 1993);
- 2TMOD: Método TWFL a dois terminais modal (LOPES, 2016);
- 2TREF: Método TWFL a dois terminais com uso da OV refratada (proposto);
- 1TCLS: Método TWFL a um terminal clássico (GALE *et al.*, 1993);
- 1TMOD: Método TWFL a um terminal modal (LIU *et al.*, 2012).

### 6.2.1 Avaliação de Variações nos Parâmetros de Falta

Para avaliar o desempenho dos métodos TWFL estudados, a técnica de polígonos de frequência acumulada é aplicada, considerando a velocidade calculada a partir dos parâmetros da linha, e o resultado encontra-se na Figura 6.6. Quanto maior a inclinação da curva, melhor a precisão do método TWFL, pois ele mapeia uma quantidade maior de casos com resultados cujos erros de localização da falta foram mais baixos. Portanto, na Figura 6.6, o método que apresenta melhor resultado é o método 2TREF, seguido de perto pelo 2TMOD.

O efeito da dispersão é mais pronunciado à medida que a falta distancia-se dos terminais monitorados (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Como os métodos TWFL a um terminal detectam OVs incidentes em apenas um terminal, a dispersão cresce à medida que a falta distancia-se do terminal monitorado. No caso dos métodos TWFL a dois terminais, sempre haverá um terminal

mais próximo da falta e, em contrapartida, um mais afastado da falta, criando dispersão em um certo nível que também impactará a estimativa. Para o caso específico de um bipolo HVDC, cuja extensão da linha passa das centenas de quilômetros, espera-se que a dispersão tenha maior impacto quando comparada a sistemas de transmissão CA convencionais de menor extensão.

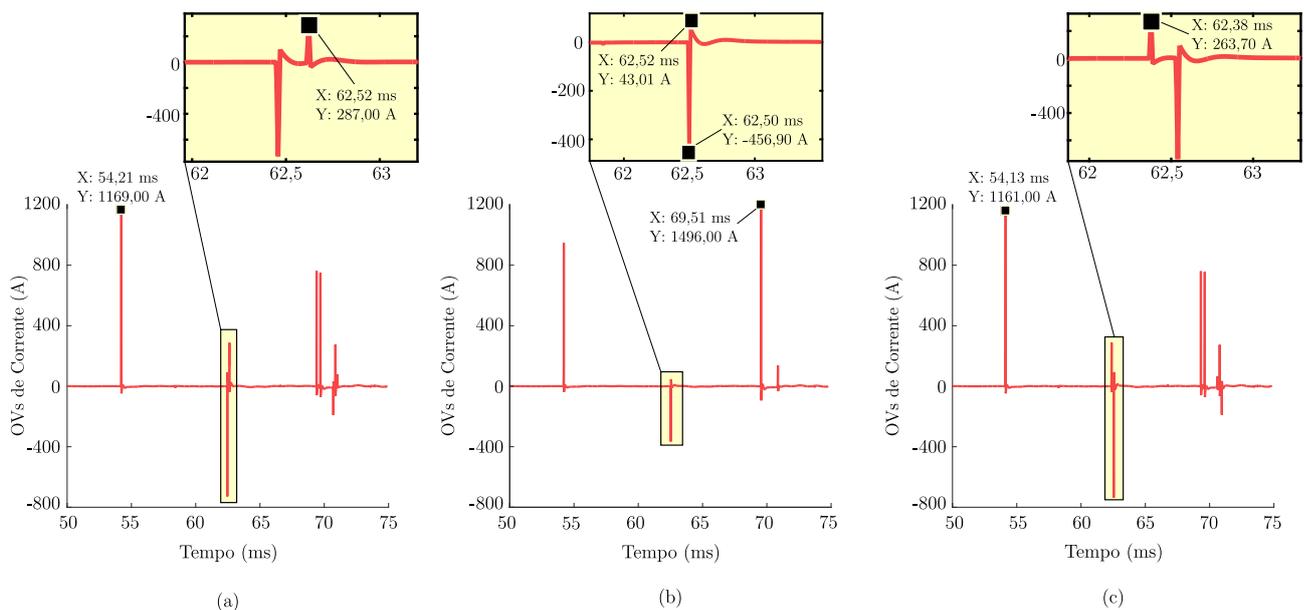


**Figura 6.6.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de Bergeron com  $v_{nom}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 100 \Omega$ ; (c)  $R_f = 200 \Omega$ .

De acordo com a Figura 6.6, os polígonos de frequência acumulada não têm seus formatos visivelmente alterados para os cenários distintos de resistência de falta. De fato, os perfis das inclinações são mantidos os mesmos, além dos valores máximos de erros dos métodos TWFL serem pouco afetados para os limiares empregados. Teoricamente, caso os valores de  $R_f$  sejam incrementados indefinidamente, chegará um ponto em que o limiar fixo não será capaz de detectar as OV's vindas das reflexões sucessivas no ponto de falta devido à forte atenuação vinda de  $R_f$ , impactando métodos como o 1TCLS que depende dessa detecção em sua formulação.

Especificamente para o método 1TCLS, é necessária a distinção entre as OV's vindas das reflexões sucessivas da reflexão do ponto de falta ou da reflexão do terminal remoto e refração no ponto de falta até incidir no terminal local (GALE *et al.*, 1993). Essa tarefa é uma das desvantagens no uso de técnicas a um terminal, pois a proximidade do meio da linha gera dificuldades na distinção entre essas OV's. Devido à predominância capacitiva da terminação do bipolo HVDC sob estudo, a polaridade da OV refletida do terminal remoto e refratada no ponto de falta pode auxiliar na distinção das OV's refletidas da falta. Se existir uma OV com polaridade invertida logo após a incidência da primeira OV, então a falta está mais afastada da metade da linha do terminal monitorado e o tempo de chegada dessa OV refratada é o usado

para localização da falta no método 1TCLS, conforme ilustra a Figura 6.7 (a).



**Figura 6.7.** Padrão das OV's chegando no terminal monitorado para: (a) falta a 50,5% da linha, evidenciando a presença da OV refletida da falta antes da OV refratada; (b) falta a 50,0% da linha, evidenciando a sobreposição das OV's refletida da falta e da OV refratada; (c) falta a 49,5% da linha, evidenciando a presença da OV refletida da falta depois da OV refratada.

Se houver uma OV de mesma polaridade entre a primeira OV e a refratada, então a falta ocorreu na metade da linha mais próxima do terminal monitorado e o instante de tempo de chegada dessa segunda OV incidente é usado para estimação do método 1TCLS, conforme ilustra a Figura 6.7 (c). No caso extremo da falta ocorrer exatamente na metade da linha, haverá sobreposição entre OV refletida e refratada e, a depender das amplitudes das OV's, pode haver uma predominância de uma OV sobre a outra. No caso do modelo em estudo, seria possível estimar o local da falta no meio da linha por meio da OV refratada, cujo pico é visível e vale -456,90 A, conforme mostra a Figura 6.7 (b). De fato, para a falta na metade da linha, o limiar fixo de 10% do máximo pico de OV não seria capaz de detectar a OV de polaridade positiva refletida no ponto da falta, que apresenta pico no valor de 43,01 A, menor que 10% do maior pico observado no sinal, no valor de 1496,00 A.

A Tabela 6.2 traz os resultados dos valores máximo, médio e mínimo dos erros absolutos considerando as variações de  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ,  $R_f = 100 \Omega$  e  $R_f = 200 \Omega$ , dos métodos TWFL estudados. Percebe-se que, em geral, as estimativas apresentam boa precisão, na ordem de centenas de metros. Para faltas polo-terra, o método 1TMOD apresentou o maior erro médio, 169,93 m, seguido de perto pelo método 2TCLS, com 168,19 m, enquanto o método 1TCLS

apresentou maior erro máximo 644,40 m, seguido pelo método 1TMOD, com 621,94 m. O método mais preciso, dentre todos os erros avaliados, foi o 2TREF, com erro médio de 78,60 m e erro máximo de 516,80 m. O método 2TMOD apresentou desempenho bastante próximo ao 2TREF, com erro médio de 84,46 m e erro máximo de 515,63 m.

Analogamente, para o caso de faltas polo-polo, o resultado dos polígonos de frequência acumulada está ilustrado na Figura 6.8. Apesar de ter apresentado inicialmente uma inclinação menor do que o método 2TCLS, o método 1TCLS perde em desempenho comparado ao método 2TCLS, que apresenta erro máximo no valor de 519,33 m, menor do que o observado pelo método 1TCLS, com 787,16 m. O melhor desempenho é o do método 2TREF, com erro máximo de 511,00 m e erro médio de 77,35 m.

A Tabela 6.2 mostra que, tanto para faltas polo-terra quanto para polo-polo, os valores de erro máximo e médio dos métodos testados mantêm boa precisão, sem exceder 800 m, sendo os erros das estimativas menores do que dois vãos convencionais de torres de bipolos HVDC ( $\approx 960$  m). O destaque nessa seção é dado para a metodologia proposta 2TREF que apresentou melhor desempenho dentre os métodos testados, visto que, diferente do método 2TMOD, ele pode ser aplicado também para faltas polo-polo.

**Tabela 6.2.** Erros absolutos (m) dos métodos TWFL para a variação do local de falta ao longo da linha, considerando as variações de  $R_f$  usando o modelo de Bergeron.

Falta	Método	$v_{nom}$			$v_{inc}$		
		Erro máx. (m)	Erro médio (m)	Erro mín. (m)	Erro máx. (m)	Erro médio (m)	Erro mín. (m)
PT	2TCLS	519,33	168,19	0	5896,90	2914,54	0
	2TMOD	515,63	83,46	0	515,63	83,46	0
	2TREF	516,80	78,60	0	516,80	78,60	0
	1TCLS	644,40*	116,14*	0,20	6033,65	2941,06	55,62
	1TMOD	621,94	169,63	0,01	12383,47	6120,76	50,73
PP	2TCLS	519,33	168,19	0	5896,90	2914,53	0
	2TREF	511,00	77,35	0	511,00	77,35	0
	1TCLS	787,16	237,45	0,20	11932,11	5868,53	78,18

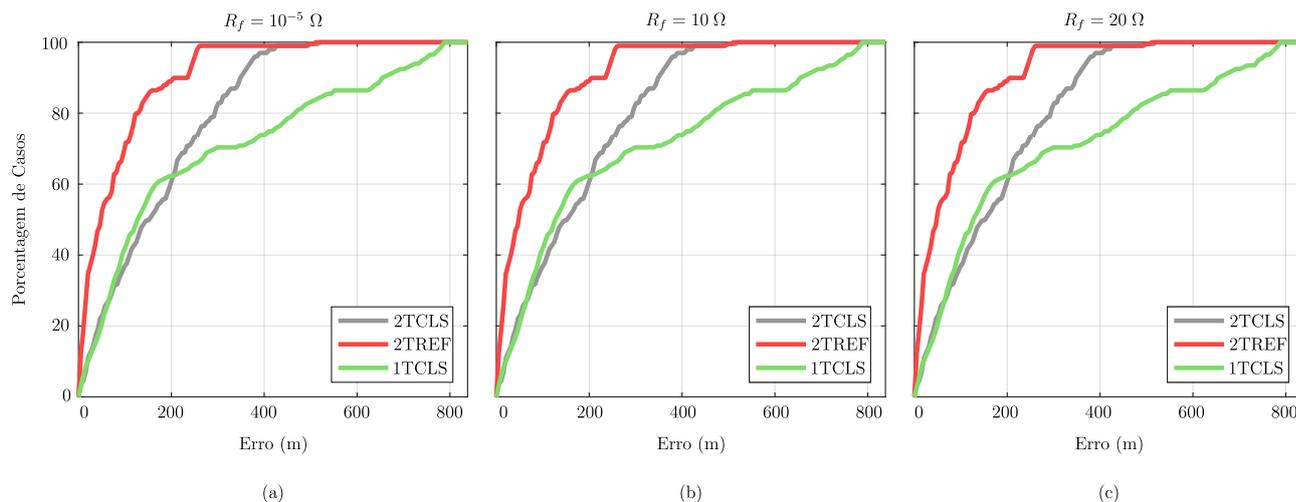
$v_{nom}$ : Velocidade calculada via parâmetros de linha;

$v_{inc}$ : Velocidade calculada via incertezas de +1,0% em  $L_\alpha$  e  $L_0$ ;

PT: Falta polo-terra;

PP: Falta polo-polo;

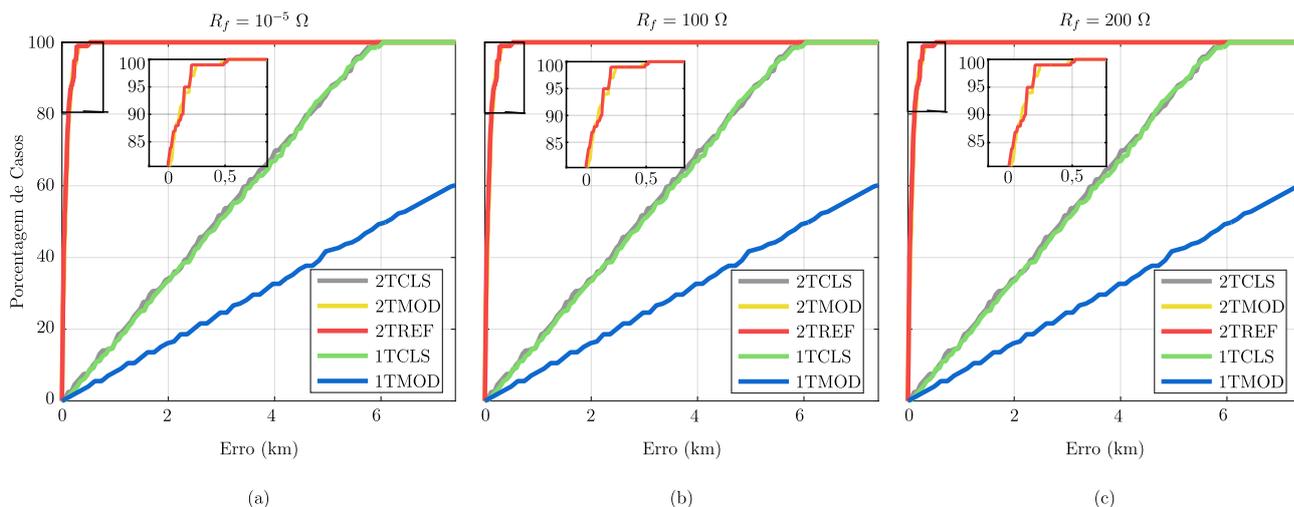
\*: desconsiderando casos em que a OV não foi detectada.



**Figura 6.8.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de Bergeron com  $v_{nom}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 10 \Omega$ ; (c)  $R_f = 20 \Omega$ .

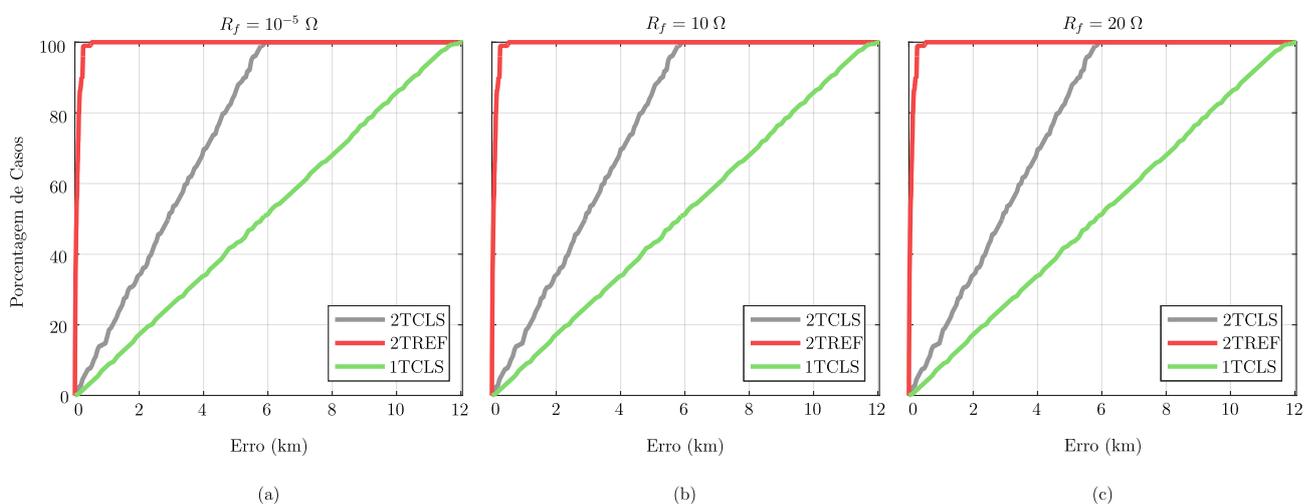
### 6.2.2 Avaliação de Incertezas nos Parâmetros de Linha

Inicialmente, estuda-se o impacto da inserção de incertezas estáticas  $+1,0\%$  às indutâncias  $L_\alpha$  e  $L_0$ , impactando as velocidades de propagação  $v_\alpha$  e  $v_0$  estimadas inicialmente pelos parâmetros de linha. A Tabela 6.2 traz os resultados considerando as imprecisões nas velocidades de propagação, enquanto a Figura 6.9 traz os polígonos de frequência acumulada dos métodos sob avaliação. Nota-se que, para faltas polo-terra, os métodos 2TCLS, 1TCLS e 1TMOD têm suas estimativas fortemente impactadas, passando para erros máximos de 5,87 km para o método 2TCLS, 6,04 km para o método 1TCLS e 12,38 km para o método 1TMOD. Esse impacto é bem representado pelo decaimento nas inclinações das curvas dos polígonos de frequência acumulada, que passam a mapear uma quantidade maior de casos testados a situações de erro acentuado na estimativa. Para o método 1TMOD, cerca de 84% das estimativas (501 entre os 597 casos) apresentaram erros maiores que 2,00 km. Já para os métodos 2TCLS e 1TCLS, cerca de 66% das estimativas (394 entre os 597 casos) apresentaram erros maiores que 2,00 km. Esses resultados indicam que os métodos 1TMOD, 2TCLS e 1TCLS apresentam, mais comumente, resultados para localização de faltas menos precisos. Em contrapartida, os métodos 2TMOD e 2TREF, por não dependerem de  $v_\alpha$  e  $v_0$ , permanecem imunes às imprecisões inseridas, pois ambas as formulações são independentes dos parâmetros de linha, mantendo erros máximos de 515,63 e 516,80 m, respectivamente.



**Figura 6.9.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de Bergeron com  $v_{inc}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 100 \Omega$ ; (c)  $R_f = 200 \Omega$ .

Analogamente, para faltas polo-polo, apenas o método 2TREF proposto por Lopes *et al.* (2018) é imune às imprecisões impostas em  $v_\alpha$  e  $v_0$ . A Tabela 6.2 mostra que o método 2TREF apresenta o melhor desempenho dentre os métodos testados, com erro máximo de 511,00 m, enquanto os métodos 2TCLS e 1TCLS apresentam erros máximos de 5,87 km e 11,93 km, respectivamente. A Figura 6.10 mostra que, diferentemente dos casos de faltas polo-terra ilustrados pela Figura 6.9, o método 2TCLS é mais preciso que o 1TCLS, pois apresenta inclinação mais elevada, distribuindo uma quantidade de erros menor dentro o total de casos. De fato, o método 2TCLS chega a 100% dos casos com erro praticamente duas vezes menor que a técnica de 1TCLS.



**Figura 6.10.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de Bergeron com  $v_{inc}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 10 \Omega$ ; (c)  $R_f = 20 \Omega$ .

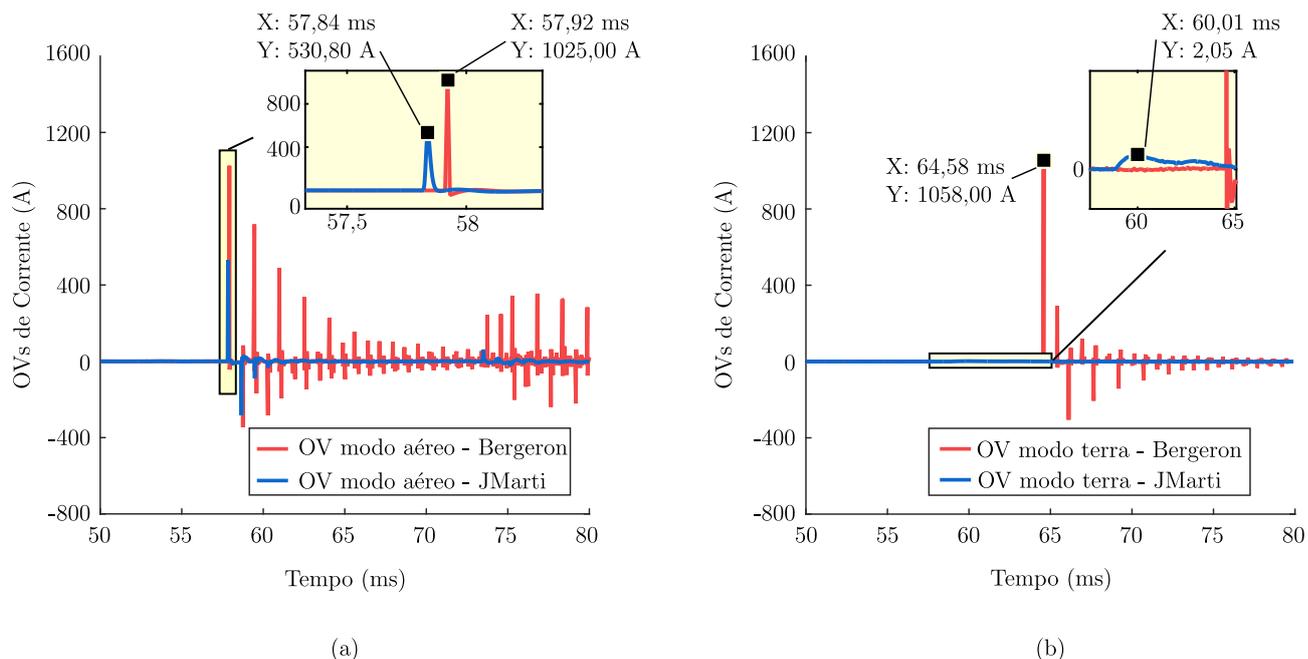
Durante o regime permanente, a frequência da corrente transmitida pelas linhas do bipolo HVDC é nula, sendo bem representada pelo modelo de Bergeron. No entanto, durante faltas, transitórios eletromagnéticos com diferentes frequências aparecerão no sistema, dependendo do local da falta e da topologia da rede (WASSERRAB; BALZER, 2015). Portanto, buscando representar com maior precisão o efeito dos desvios nos parâmetros de linha em sistemas reais, considera-se a dependência existente entre parâmetros de linha e frequência, modelada pelo modelo de linha de transmissão de JMarti (MARTI, 1982). Nesse caso, é necessário fixar velocidades de propagação  $v_\alpha$  e  $v_0$  para estimar o local de falta via métodos dependentes dos parâmetros de linha. Para isso, usam-se os valores de velocidades calculadas através dos parâmetros de linha da Tabela 6.1 e da estimativa das velocidades para uma falta polo-terra na metade da linha, em  $d = 0,50$  pu. Os valores de  $v_\alpha$  e  $v_0$  estão sumarizados na Tabela 6.3.

**Tabela 6.3.** Velocidades de propagação  $v_\alpha$  e  $v_0$  calculadas (a) através dos parâmetros de linha da Tabela 6.1; (b) através da aplicação de uma falta polo-terra em  $d = 0,50$  pu.

Velocidades	$v_{nom} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$	$v_{meio}$ em $d = 0,50$ pu
<b>Modo Aéreo</b>	$v_\alpha = 294291,4118429503$ km/s	$v_\alpha = 296675,968416089$ km/s
<b>Modo Terra</b>	$v_0 = 159745,439274400$ km/s	$v_0 = 251072,849909230$ km/s

A representação do modelo de JMarti também traz em si uma diferença severa nos resultados das OV's de modo terra. De fato, especialmente em sistemas com extensão tão grande como o bipolo LCC-HVDC do Madeira, a hipótese da terra como retorno perfeito é imprecisa. Portanto, utiliza-se um modelo de linha capaz de representar a dependência existente entre os parâmetros de linha e a frequência quando da existência de retorno pela terra (CARSON, 1926; COSTA *et al.*, 2011; ALEJANDRO, 2014).

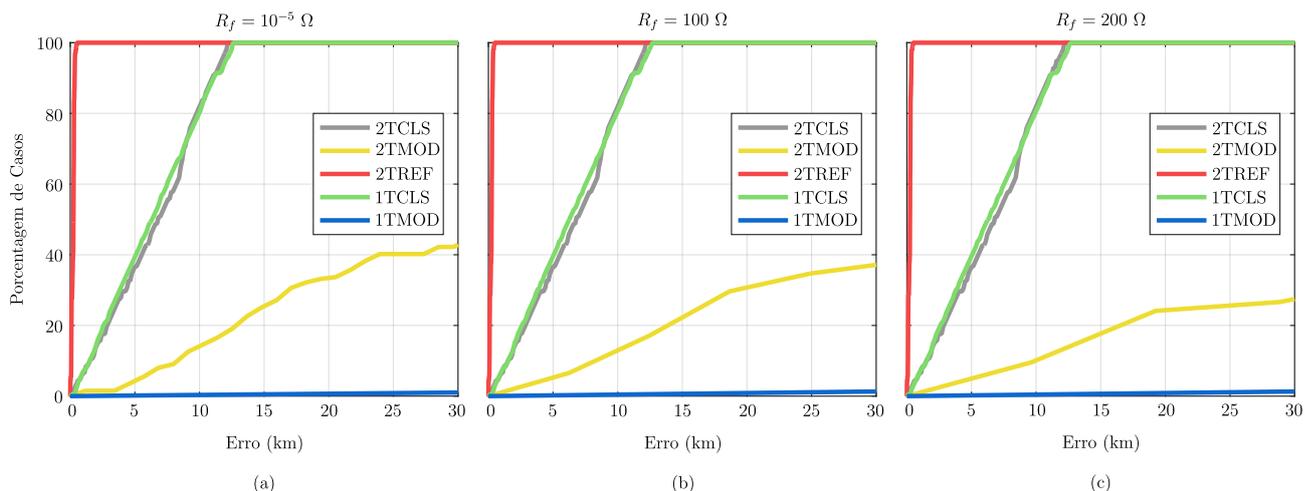
A Figura 6.11 apresenta uma comparação entre os resultados dos modelos de Bergeron e JMarti para OV's medidas no terminal local frente a uma falta polo-terra em 95% da linha. Analisando o modo aéreo na Figura 6.11 (a), percebe-se uma diferença entre velocidades  $v_\alpha$  e  $v_0$ , além de uma atenuação e dispersão mais pronunciada, mas que ainda deixa clara as chegadas das primeiras OV's no terminal monitorado. Já a Figura 6.11 (b) ilustra as diferenças entre os modos terra de ambos os modelos e é claro o efeito severo da atenuação e dispersão nas OV's medidas. Além de ter uma redução pronunciada nas amplitudes das OV's, o formato próximo ao triangular dos picos das OV's torna-se bastante suavizado, dificultando a localização do instante de tempo



**Figura 6.11.** Saída do filtro DS de OV's de corrente medidas no terminal local (estação retificadora) do bipolo LCC-HVDC do Madeira para os modelos de linha de Bergeron e JMarti considerando a aplicação de uma falta polo-terra em 95% da linha: (a) OV's de modo aéreo; (b) OV's de modo terra.

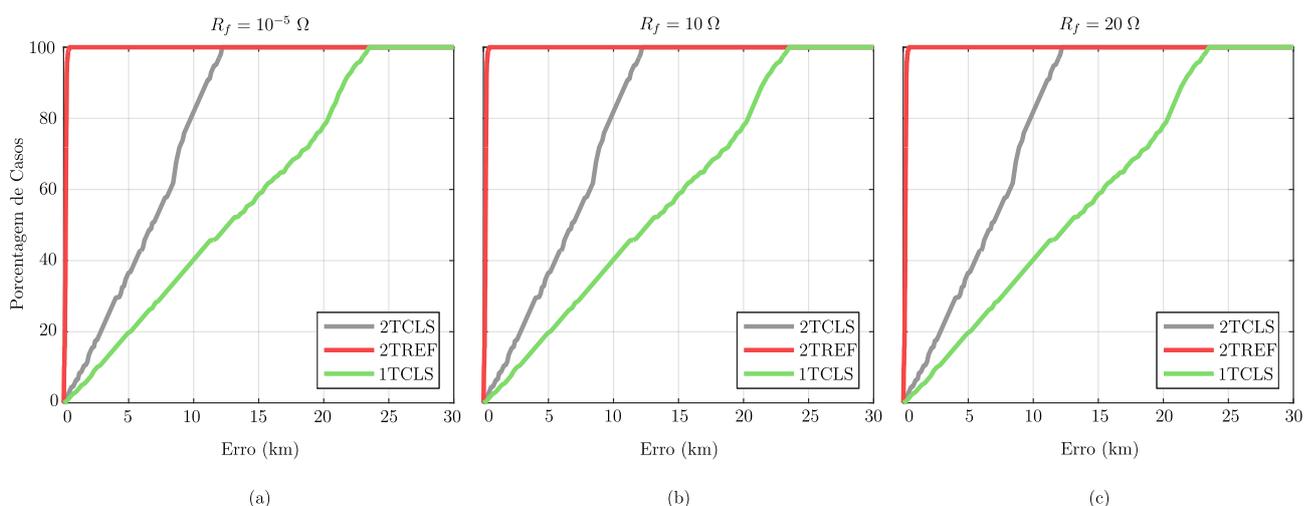
de chegada das OV's de modo terra nos terminais monitorados. Esse fenômeno prejudica a estimação de local de falta dos métodos 2TMOD e 1TMOD que perdem a característica de fácil detecção das OV's incidentes nos terminais, dependendo agora de OV's com grande grau de distorção e, conseqüentemente, com maior grau de dificuldade na localização dos instantes de tempo de chegada nos terminais monitorados. A Figura 6.12 traz o resultado dos polígonos de frequência acumulada para os métodos modais 2TMOD e 1TMOD. Fica clara a deterioração da estimativa de local de falta: para ambos os métodos, pelo menos 50% dos casos (299 entre os 597 casos) apresentam erros superiores a 25,00 km, tornando a confiabilidade das estimativas muito baixa. Por fim, ambos os métodos também sofrem com o aumento da resistência de falta, sinalizando maior dificuldade na detecção dos sinais atenuados através de limiares fixos.

Os resultados dos erros máximo, médio e mínimo para os métodos TWFL testados estão dispostos na Tabela 6.4. Fica evidente a queda no desempenho dos métodos modais 2TMOD e 1TMOD devido ao alto grau de atenuação e dispersão das OV's de modo terra. Esse efeito fica ainda mais claro para faltas distantes do terminal monitorado, justificando a piora no desempenho do método 1TMOD em relação ao 2TMOD. Os métodos clássicos 2TCLS e 1TLCS têm uma piora no desempenho que é atribuída à dependência dos parâmetros de linha, apresentando erros máximos de 12,18 km e 12,59 km, respectivamente, considerando a velocidade de propa-



**Figura 6.12.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de JMarti com  $v_{nom}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 100 \Omega$ ; (c)  $R_f = 200 \Omega$ .

gação  $v_{nom}$  vinda dos parâmetros de linha do modelo de Bergeron, conforme apresentado na Tabela 6.3. Os polígonos de frequência acumulada da Figura 6.12 expõem que, para o método 2TCLS, cerca de 60% das estimativas (358 entre os 597 casos) apresentaram erros maiores que 5,00 km, enquanto para o método 1TCLS, cerca de 63% das estimativas (376 entre os 597 casos) apresentaram erros maiores que 5,00 km. Apenas a metodologia proposta 2TREF mantém-se robusta ao longo de toda a linha, com erro máximo de 490,00 m. O mesmo comportamento é observado na Figura 6.13 para faltas polo-polo: os erros nas estimativas dos métodos 2TCLS e 1TCLS permanecem na casa dos quilômetros para uma grande porcentagem dos casos testados, enquanto a metodologia proposta via método 2TREF permanece na ordem de 410,00 m.

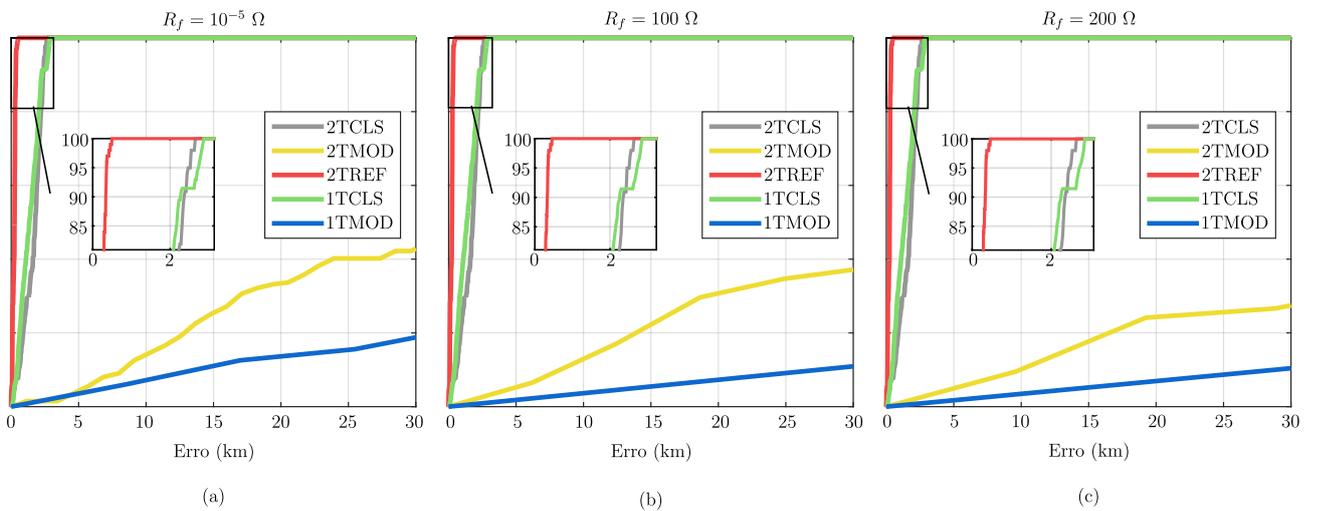


**Figura 6.13.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de JMarti com  $v_{nom}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 10 \Omega$ ; (c)  $R_f = 20 \Omega$ .

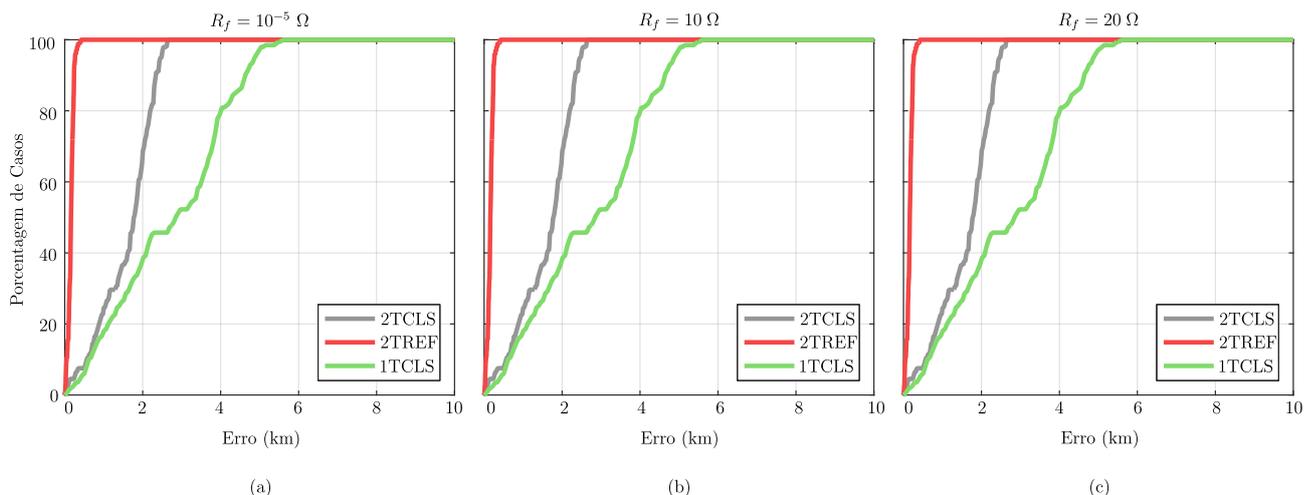
Uma alternativa usada para tornar a estimativa da velocidade de propagação mais real é

através de um teste de energização (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Outro procedimento observado para estimar a velocidade de propagação, especialmente em elos CC e usado nesse trabalho, é a aplicação de uma falta na linha. Para simular essa abordagem, aplica-se uma falta polo-terra na metade da linha e, com base na medição da velocidade das OV's vindas dessa falta, os resultados dos métodos TWFL na coluna  $v_{meio}$  da Tabela 6.4 são gerados. Percebe-se uma melhora de desempenho dos métodos 2TCLS e 1TCLS, provando que a estimativa precisa da velocidade de propagação pode diminuir os valores dos erros absolutos. No entanto, esses erros ainda estão na casa dos quilômetros tanto para faltas polo-terra quanto para faltas polo-polo, conforme as Figuras 6.14 e 6.15 ilustram.

O método com melhor desempenho é o 2TREF proposto nessa dissertação. Como sua formulação independe dos valores de velocidade e comprimento da linha, além de depender apenas do modo aéreo e de OV's incidentes de fácil detecção, sua precisão não é afetada pela dependência dos parâmetros de linha com a frequência nem pela dispersão ilustrada na Figura 6.11. De fato, tanto para a velocidade de propagação  $v_{nom}$  quanto para  $v_{meio}$ , o erro máximo é de 490,00 m, precisão próxima a um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m). Analogamente para faltas polo-polo, os métodos clássicos 2TCLS e 1TCLS continuam dependentes de uma boa estimativa de valor de velocidade para ter desempenho satisfatório. Já o método 2TREF, que faz uso da técnica proposta por Lopes *et al.* (2018), também independente dos parâmetros de linha, apresenta erro máximo de 410,00 m, com precisão inferior a um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m).



**Figura 6.14.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-terra usando o modelo de JMarti com  $v_{meio}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 100 \Omega$ ; (c)  $R_f = 200 \Omega$ .



**Figura 6.15.** Polígono de frequência acumulada para faltas polo-polo usando o modelo de JMartí com  $v_{meio}$  para diferentes resistências de falta: (a)  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ; (b)  $R_f = 10 \Omega$ ; (c)  $R_f = 20 \Omega$ .

**Tabela 6.4.** Erros absolutos (m) dos métodos TWFL para a variação do local de falta ao longo da linha, considerando as variações de  $R_f = 10^{-5} \Omega$ ,  $R_f = 100 \Omega$  e  $R_f = 200 \Omega$  usando o modelo de JMartí.

Falta	Método	$v_{nom}$			$v_{meio}$		
		Erro máx. (km)	Erro médio (km)	Erro mín. (km)	Erro máx. (km)	Erro médio (km)	Erro mín. (km)
PT	2TCLS	12,18	6,48	0	2,64	1,59	0
	2TMOD	961,38	94,25	0,16	961,38	94,25	0,16
	2TREF	0,49	0,21	0	0,49	0,21	0
	1TCLS	12,59*	6,28*	0	2,87*	1,36*	0,08
	1TMOD	6984,53	1338,45	10,73	23217,80	1800,54	0,04
PP	2TCLS	12,17	6,47	0	2,64	1,59	0
	2TREF	0,41	0,16	0	0,41	0,16	0
	1TCLS	23,46	12,53	0,14	5,60	2,70	0,04

$v_{nom}$ : Velocidade calculada via parâmetros de linha;

$v_{meio}$  Velocidade calculada via falta no meio da linha;

PT: Falta polo-terra;

PP: Falta polo-polo;

\*: desconsiderando casos em que a OV não foi detectada.

Portanto, a metodologia proposta baseada no uso da formulação 2TREF apresenta os melhores resultados dentre os métodos estudados, com desempenho da ordem de centenas de metros. Constata-se que essa metodologia é mais robusta frente à dependência existente entre frequência, parâmetros de linha e efeitos de atenuação e dispersão tanto nos cenários de faltas polo-terra quanto polo-polo.

### 6.3 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado um estudo do desempenho de métodos TWFL aplicados a um bipolo HVDC cuja linha tem extensão superior a 2000 km. Para avaliar a robustez das técnicas, foram avaliadas variações dos parâmetros de falta (local da falta e resistência de falta), bem como as incertezas nos parâmetros de linha. Dois modelos de linha foram utilizados, Bergeron e JMarti, para estudar os impactos vindos da relação de dependência entre frequência e parâmetros de linha.

Atestou-se que métodos cujas formulações dependem de parâmetros de linha são afetados pelas incertezas nos valores das velocidades de propagação. Além disso, constatou-se um impacto severo do efeito de atenuação e dispersão em OV's de modo terra, especialmente no modelo de JMarti. Esse modelo é capaz de representar melhor o efeito dos desvios nos parâmetros de linha em sistemas reais em situações de falta, em que transitórios eletromagnéticos com diferentes frequências são observados nos sistemas, quando comparado ao modelo de Bergeron.

Em geral, o método com melhor desempenho foi o 2TREF, proposto nessa dissertação, mostrando precisão da ordem de aproximadamente um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m) em todos os cenários simulados, mostrando-se robusto aos efeitos de atenuação e dispersão e às incertezas presentes nos parâmetros de linha.

# CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

Essa dissertação avaliou a potencialidade de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes em uma linha de transmissão de um bipolo HVDC do tipo LCC. Para tanto, fez-se uso da transcrição de um modelo do bipolo do complexo gerador do Rio Madeira para a ferramenta ATP, a partir do qual foram simulados dois cenários de falta, polo-terra e polo-polo, variando os parâmetros de falta e a presença de incertezas nos parâmetros de linha via dois modelos, Bergeron e JMarti. Além de avaliar métodos TWFL presentes na literatura, esse texto também apresentou uma metodologia para localização de faltas em bipolos HVDC com terminações predominante capacitivas, característica usual em elos CC ao redor do mundo (ARRILLAGA, 2008).

Os resultados das estimativas de local de falta dos métodos TWFL frente às variações dos parâmetros de falta tiveram resultados consistentes, com erros máximos menores do que dois vãos convencionais de torres de bipolos HVDC ( $\approx 960$  m) tanto para faltas polo-terra quanto polo-polo. Destacou-se também que a polaridade da OV refratada do terminal remoto pode ser utilizada como ferramenta de auxílio na tomada de decisão do método 1TCLS, sendo uma contribuição relevante dessa dissertação. Assim, caso haja uma OV de polaridade igual à primeira OV incidente entre OVs incidente e refratada, então a falta ocorreu na primeira metade da linha e, caso não haja uma OV de polaridade igual à primeira OV incidente entre OVs incidente e refratada, a falta ocorreu na segunda metade da linha. Nessa etapa de testes, a metodologia proposta 2TREF destacou-se mostrando melhor desempenho dentre os métodos testados com erro máximo de 516,80 m, superando o método 2TMOD que não pode ser aplicado para localização de faltas polo-polo, dada a dependência de detecção de OVs de modo terra.

Para avaliar o impacto de imprecisões nos parâmetros de linha, primeiro foi feita a inserção de imprecisões de +1% nas indutâncias  $L_\alpha$  e  $L_0$  no modelo de Bergeron. Os testes mostraram que métodos dependentes das velocidades de propagação foram fortemente impactados, apre-

sentando erros da ordem de quilômetros. Novamente, os métodos 2TREF e 2TMOD, por serem independentes dos parâmetros de linha, mantiveram desempenho de cerca de 500,00 m.

Na sequência, buscando simular a dependência existente em sistemas de transmissão reais entre parâmetros de linha e frequência e também os impactos da frequência quando da propagação de OV's pela terra, foram feitos testes de variação dos parâmetros de falta no modelo de JMarti. Observou-se que há atenuação e dispersão severas nas OV's de modo terra para o bipolo HVDC em questão, cuja extensão é de 2450 km, inviabilizando o uso dos métodos modais 2TMOD e 1TMOD, pois as OV's de modo terra tornam-se muito dispersas a ponto de inviabilizar a detecção com precisão do instante de tempo correto em que as OV's incidem nos terminais monitorados.

Já os métodos clássicos 2TCLS e 1TCLS, por dependerem apenas do modo aéreo, não são impactados da mesma forma pelos efeitos da dispersão, mas perdem precisão devido à dependência dos parâmetros de linha, tendo erros na casa de 12,00 a 23,50 km, considerando faltas polo-terra e polo-polo. No entanto, essa perda de precisão pode ser mitigada, estimando a velocidade através de testes de energização (SCHWEITZER *et al.*, 2014). Medindo a velocidade para uma falta no meio da linha, percebe-se uma melhora nas estimativas dos métodos 2TCLS e 1TCLS, no entanto, os erros associados ainda ficam na ordem de 2,00 a 5,60 km.

Em geral, o método com melhor desempenho frente às imprecisões dos parâmetros de linha foi o 2TREF proposto nessa dissertação. Como sua formulação independe dos valores de velocidade e comprimento da linha, além de depender apenas do modo aéreo e de OV's incidentes de fácil detecção, não é afetada pela dependência dos parâmetros de linha com a frequência nem pela dispersão severa observada na propagação pela terra. Além disso, tanto para a velocidade de propagação  $v_{nom}$  quanto para  $v_{meio}$ , os erro máximo observado foi de 490,00 m, precisão próxima a um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m). Para faltas polo-polo, o método 2TREF, que faz uso da técnica proposta por Lopes *et al.* (2018), também independente dos parâmetros de linha, apresentou erro máximo de 410,00 m, com precisão equivalente a um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m).

Portanto, a metodologia proposta para localização de faltas em um bipolo HVDC de longa extensão, baseada no uso da formulação 2TREF para faltas polo-terra aliada ao método de Lopes *et al.* (2018) para faltas polo-polo, mostrou robustez frente à dependência entre frequência,

parâmetros de linha e efeitos de atenuação por dispersão, tendo desempenho próximo a um vão convencional de torres de bipolos HVDC ( $\approx 480$  m) em todos os cenários testados.

Abaixo, elencam-se propostas de trabalhos futuros dentro do tema abordado nesse texto:

- Avaliar a aplicação da metodologia proposta para sistemas de transmissão em CC baseados na tecnologia VSC e com múltiplos terminais;
- Realizar estudos mais detalhados acerca do comportamento das terminações existentes em sistemas de transmissão em CC frente a altas frequências;
- Avaliar a aplicação da metodologia proposta para oscilografias de sistemas de transmissão em CC reais;
- Realizar estudos mais detalhados acerca dos modelos de linha dependentes da frequência, avaliando possíveis impactos na alterações de técnicas de *fitting* no bloco LCC do ATP/ATPDraw;
- Estudar técnicas de filtragem com intuito de reduzir os efeitos pronunciados da dispersão nos sinais analisados.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADAMSON, C.; HINGORANI, N. G. *High voltage direct current power transmission*. [S.l.]: Garraway, 1960. Citado 3 vezes nas páginas 2, 4, and 22.
- AIEE Committee Report. Bibliography and summary of fault location methods [includes discussion]. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, v. 74, n. 3, p. 1423–1428, 1955. Citado na página 6.
- ALEJANDRO, U.-C. F. Ground-wave propagation effects on transmission lines through error images. *Ingeniería, Investigación y Tecnología*, Elsevier, v. 15, n. 3, p. 457–468, 2014. Citado na página 73.
- ANCELL, G. B.; PAHALAWATHTHA, N. C. Maximum likelihood estimation of fault location on transmission lines using travelling waves. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 2, p. 680–689, 1994. Citado 3 vezes nas páginas 42, 46, and 48.
- ANDO, M.; SCHWEITZER, E. O.; BAKER, R. A. Development and field-data evaluation of single-end fault locator for two-terminal hvdc transmission lines-part 2: Algorithm and evaluation. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-104, n. 12, p. 3531–3537, 1985. Citado 6 vezes nas páginas 42, 43, 44, 46, 48, and 51.
- ANDO, M.; SCHWEITZER, E. O.; BAKER, R. A. Development and field-data evaluation of single-eng fault locator for two-thermal hvdc transmission lines part 1: Data collection system and field data. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-104, n. 12, p. 3524–3530, 1985. Citado na página 51.
- ARAÚJO, A. E.; NEVES, W. L. A. *Cálculo de transitórios eletromagnéticos em sistemas de energia*. [S.l.]: Ed. da UFMG, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 26, 29, and 50.
- ARRILLAGA, J. *High voltage direct current transmission*. [S.l.]: Iet, 2008. v. 29. Citado 2 vezes nas páginas 65 and 79.
- ARRILLAGA, J.; LIU, Y. H.; WATSON, N. R. *Flexible power transmission: the HVDC options*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 3, 19, and 23.
- BACKMAN, M.; LILJESTRAND, L.; RAFATNIA, F.; DU, R. Passive dc neutral breaker for bipolar hvdc schemes. In: IEEE. *2017 4th International Conference on Electric Power Equipment-Switching Technology (ICEPE-ST)*. [S.l.], 2017. p. 347–351. Citado na página 24.
- BARKER, C. Hvdcc for beginners and beyond. ALSTOM, 2009. Citado na página 24.
- BEWLEY, L. V. Traveling waves on transmission systems. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 50, n. 2, p. 532–550, 1931. Citado 3 vezes nas páginas 34, 35, and 41.
- CARSON, J. R. Wave propagation in overhead wires with ground return. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, v. 5, n. 4, p. 539–554, 1926. Citado na página 73.

- CAVALCANTE, P. A. H. *Localização de faltas em linhas de transmissão usando morfologia matemática*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2011. Citado na página 7.
- CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998. Citado na página 92.
- CHEN, P.; XU, B.; LI, J. The optimized combination of fault location technology based on traveling wave principle. In: *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 45, 47, and 48.
- COSTA, E. C. M. D.; KUROKAWA, S.; PRADO, A. J. do; PISSOLATO, J. Proposal of an alternative transmission line model for symmetrical and asymmetrical configurations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 33, n. 8, p. 1375–1383, 2011. Citado na página 73.
- 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, 2014. Citado na página 51.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D.; SILVA, J. A. C. B.; SANTOS, W. C. Real-time detection of transients induced by high-impedance faults based on the boundary wavelet transform. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 6, p. 5312–5323, 2015. Citado na página 51.
- DOMMEL, H. W. *EMTP theory book*. [S.l.]: Microtran Power System Analysis Corporation, 1996. Citado na página 102.
- DOMMEL, H. W.; MEYER, W. S. Computation of electromagnetic transients. *Proceedings of the IEEE*, v. 62, n. 7, p. 983–993, 1974. Citado na página 50.
- DRAGAN, J.; KHALED, A. *High Voltage Direct Transmission - Converters, Systems and DC Grids*. [S.l.]: Wiley, 2015. Citado na página 4.
- EPE. *Plano Decenal de Expansão de Energia 2029*. Av. Rio Branco, 01 – 11º Andar, Rio de Janeiro, Brasil, 2018. Citado na página 1.
- FERNANDES, P. C.; GONÇALVES, H. N. G. V.; SILVA, K. M. e; LOPES, F. V. Two-terminal modal traveling wave-based fault location method for hvdc systems. In: *2018 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4. Citado na página 46.
- FERNANDES, P. C.; GONÇALVES, H. N. G. V. Localização de faltas em linhas de transmissão em hvdc baseadas em ondas viajantes. Universidade de Brasília, 2018. Citado 7 vezes nas páginas 1, 2, 3, 12, 14, 19, and 61.
- FERNANDES, P. C.; GONÇALVES, H. N. G. V.; SILVA, K. M. e; LOPES, F. V. A review on hvdc fault location methods based on traveling waves. In: *International Conf. on Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas 46, 47, 48, and 51.
- GALE, P.; CROSSLEY, P.; BINGYIN, X.; YAOZHONG, G.; CORY, B.; BARKER, J. Fault location based on travelling waves. In: IET. *1993 Fifth International Conference on Developments in Power System Protection*. [S.l.], 1993. p. 54–59. Citado 10 vezes nas páginas 8, 41, 43, 45, 46, 47, 48, 67, 68, and 96.

- 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, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 45, 47, and 48.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. *Power System Analysis & Design, SI Version*. [S.l.]: Cengage Learning, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 28, 29, and 30.
- GREENWOOD, A. *Electrical transients in power systems*. New York, NY (USA); John Wiley and Sons Inc., 1991. Citado 4 vezes nas páginas 30, 31, 37, and 58.
- HAGINOMORI, E.; KOSHIDUKA, T.; ARAI, J.; IKEDA, H. *Power system transient analysis: theory and practice using simulation programs (ATP-EMTP)*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016. Citado na página 102.
- HART, D. W. *Power electronics*. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2011. Citado na página 20.
- HEDMAN, D. E. Propagation on overhead transmission lines i-theory of modal analysis. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 84, n. 3, p. 200–205, 1965. Citado 3 vezes nas páginas 50, 93, and 94.
- JÚNIOR, F.; COSTA, F.; FRANCA, R.; SILVA, D. Comparação de métodos de localização de faltas baseados em ondas viajantes em linhas de transmissão de sistemas lcc-hvdc. In: *XXII Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2018. Citado 5 vezes nas páginas 43, 46, 47, 48, and 65.
- JUNIOR, F. M. de M. *Localização de Faltas em Linhas Paralelas Baseada na Teoria de Ondas Viajantes Utilizando Dados de um Terminal*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2019. Citado na página 6.
- KAMAKSHIAH, S.; KAMARAJU, V. *HVDC transmission*. [S.l.]: TATA McGraw-Hill, 2011. Citado 9 vezes nas páginas 3, 4, 13, 14, 18, 19, 21, 22, and 66.
- KIM, C.-K.; SOOD, V. K.; JANG, G.-S.; LIM, S.-J.; LEE, S.-J. *HVDC transmission: power conversion applications in power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 19, 22, and 23.
- KIMBARK, E. W. *Direct current transmission*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1971. v. 1. Citado 8 vezes nas páginas 1, 2, 3, 4, 18, 19, 20, and 22.
- KULKARNI, S.; SANTOSO, S.; SHORT, T. A. Incipient fault location algorithm for underground cables. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 3, p. 1165–1174, 2014. Citado na página 6.
- LIU, X.; OSMAN, A. H.; MALIK, O. P. Hybrid traveling wave/boundary protection for bipolar hcdc line. p. 1–8, 2009. Citado na página 7.
- LIU, X.; OSMAN, A. H.; MALIK, O. P. Hybrid traveling wave/boundary protection for monopolar hvdc line. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 2, p. 569–578, 2009. Citado na página 7.

- 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. *Przeegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, v. 88, p. 254–258, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 43, 47, 48, 67, and 100.
- LOPES, F.; JR, E. L.; RIBEIRO, J. P.; LOPES, L.; PIARDI, A.; OTTO, R.; NEVES, W. Using the differentiator-smoother filter to analyze traveling waves on transmission lines: Fundamentals, settings and implementation. In: *International Conf. on Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado 6 vezes nas páginas v, 51, 52, 53, 54, and 55.
- 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, 2014. Citado na página 41.
- 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, 2016. Citado 11 vezes nas páginas 9, 45, 46, 47, 48, 66, 67, 97, 99, 100, and 101.
- LOPES, F. V.; DANTAS, K. M.; SILVA, K. M.; COSTA, F. B. Accurate two-terminal transmission line fault location using traveling waves. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 33, n. 2, p. 873–880, 2018. Citado 10 vezes nas páginas 9, 43, 46, 47, 48, 56, 57, 72, 76, and 80.
- 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, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 46, 57, and 66.
- LUZ, G. S.; JUNIOR, D. S. C.; JUNIOR, S. G. HvdC transmission line modeling analysis in pscad and atp programs. In: *XIII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*. [S.l.: s.n.], 2014. Citado 6 vezes nas páginas vi, vii, viii, 62, 63, and 102.
- MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. Fault location using wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 4, p. 1475–1480, 1998. Citado 4 vezes nas páginas 44, 46, 47, and 48.
- 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, 1982. Citado 2 vezes nas páginas 73 and 102.
- NAIDU, S. R. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. [S.l.]: Grafset, 1983. Citado 9 vezes nas páginas 26, 31, 32, 35, 88, 89, 90, 91, and 95.
- NANAYAKKARA, K.; RAJAPAKSE, A.; WACHAL, R. Fault location in extra long hvdc transmission lines using continuous wavelet transform. In: *International Conference on Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 14–17. Citado 5 vezes nas páginas 44, 45, 47, 48, and 51.
- ONS. *Plano da Operação Elétrica 2017/2018 PEL 2016*. Rua Júlio do Carmo, 251 - Cidade Nova, Rio de Janeiro, Brasil, 2016. Citado 2 vezes nas páginas vi and 62.
- ONS. *PAR/PEL Executivo 2020-2024 - Planejamento Elétrico de Médio Prazo do SIN*. Rua Júlio do Carmo, 251 - Cidade Nova, Rio de Janeiro, Brasil, 2019. Citado na página 1.

- PADIYAR, K. *HVDC power transmission systems: technology and system interactions*. [S.l.]: New Age International, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 18 and 23.
- RAMOS, J. P. T. *et al.* Localização de faltas em linhas hvdc usando ondas viajantes e morfologia matemática. [sn], 2015. Citado 4 vezes nas páginas iv, 5, 7, and 21.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook*. [S.l.]: Academic press, 2001. Citado na página 20.
- RIBEIRO, J. P. G. *Estudo e Avaliação das Funções de Proteção de Linhas de Transmissão Aplicadas no Domínio do Tempo Disponíveis no Relé SEL-T400L*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 51 and 52.
- SADIKU, M. N. O. *Elements of Electromagnetics*. [S.l.]: Oxford university Press, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 28 and 29.
- SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J. J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault location on power networks*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 6, 51, 96, and 97.
- SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W. M.; HOFMANN, P. Power quality assessment via wavelet transform analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 2, p. 924–930, 1996. Citado na página 54.
- SCHWEITZER, E.; GUZMÁN, A.; MYNAM, M.; SKENDZIC, V.; KASZTENNY, B.; GALLACHER, C.; MARX, S. Accurate single-end fault location and line-length estimation using traveling waves. In: *13th International Conference on Developments in Power System Protection*. [S.l.: s.n.], 2016. Citado 7 vezes nas páginas 37, 42, 43, 46, 48, 51, and 98.
- 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. Citado 15 vezes nas páginas 27, 30, 44, 47, 48, 50, 51, 52, 55, 67, 76, 80, 94, 96, and 97.
- SEL, S. E. L. *Ultra-High-Speed Transmission Line Relay Traveling-Wave Fault Locator High-Resolution Event Recorder*. 2018. [Online]; Acesso em 18/04/2020. Disponível em: <<https://selinc.com/products/T400L/>>. Citado na página 65.
- SILVA, D. M. d. *Wavelet-based analysis and detection of fault-induced transients in HVDC systems*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2018. Citado 7 vezes nas páginas iv, v, 5, 37, 38, 39, and 43.
- SOOD, V. K. *HVDC and FACTS Controllers - Application of Static Converters in Power Systems*. [S.l.]: Kluwer Academics Publisher, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 3, 4, 12, and 13.
- WASSERRAB, A.; BALZER, G. The significance of frequency-dependent overhead lines for the calculation of hvdc line short-circuit currents. *Electrical Engineering*, Springer, v. 97, n. 3, p. 213–223, 2015. Citado na página 73.
- WEDEPOHL, L. Application of matrix methods to the solution of travelling-wave phenomena in polyphase systems. In: IET. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. [S.l.], 1963. v. 110, n. 12, p. 2200–2212. Citado na página 94.

ZANETTA, L. C. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. [S.l.]: Edusp, 2003. Citado 10 vezes nas páginas v, 27, 29, 31, 32, 33, 35, 37, 89, and 93.

ZHANG, Y.; TAI, N.; XU, B. A travelling wave protection scheme for bipolar hvdc line. v. 3, p. 1728–1731, 2011. Citado na página 7.

## APÊNDICE A

# COEFICIENTE DE REFLEXÃO E REFRAÇÃO SOB DIFERENTES TERMINAÇÕES

### A.1 TERMINAL DA LINHA EM ABERTO

Considere uma linha monofásica sem perdas com impedância característica  $Z_c = Z_s = Z_1$  energizada por uma fonte de tensão representada por um degrau unitário, com seu terminal remoto em aberto. A partir das formulações da Tabela 3.1, os coeficientes de reflexão e refração são obtidos tomando o limite com  $Z_2 \rightarrow \infty$ :

$$\Gamma_{r(u)} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{Z_2 - Z_s}{Z_2 + Z_s} = 1 , \quad (\text{A.1})$$

$$\Gamma_{t(u)} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_s} = 2 , \quad (\text{A.2})$$

$$\Gamma_{r(i)} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} -\frac{Z_2 - Z_s}{Z_2 + Z_s} = -1 , \quad (\text{A.3})$$

$$\Gamma_{t(i)} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow \infty} \frac{2Z_s}{Z_2 + Z_s} = 0 . \quad (\text{A.4})$$

Portanto, em uma linha com terminal em aberto, a OV de tensão refletida é positiva e igual, em magnitude, à OV incidente. A tensão total no terminal remoto da linha vale o dobro da OV de tensão incidente, valor refletido pelo coeficiente de refração obtido,  $\Gamma_{t(u)} = 2$ . Já a OV de corrente refletida é negativa e igual, em magnitude, à OV incidente, tornando a corrente total no terminal remoto da linha igual a zero. Esse valor também é refletido pelo coeficiente de refração obtido,  $\Gamma_{t(i)} = 0$  (NAIDU, 1983).

### A.2 TERMINAL DA LINHA COM CURTO-CIRCUITO

Considere uma linha monofásica sem perdas com impedância característica  $Z_c = Z_s = Z_1$  energizada por uma fonte de tensão representada por um degrau unitário, com seu terminal

remoto curto-circuitado. A partir das formulações da Tabela 3.1, os coeficientes de reflexão e refração são obtidos tomando o limite com  $Z_2 \rightarrow 0$ :

$$\Gamma_{r(u)} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{Z_2 - Z_s}{Z_2 + Z_s} = -1, \quad (\text{A.5})$$

$$\Gamma_{t(u)} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_s} = 0, \quad (\text{A.6})$$

$$\Gamma_{r(i)} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} -\frac{Z_2 - Z_s}{Z_2 + Z_s} = 1, \quad (\text{A.7})$$

$$\Gamma_{t(i)} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1} = \lim_{Z_2 \rightarrow 0} \frac{2Z_s}{Z_2 + Z_s} = 2. \quad (\text{A.8})$$

Portanto, em uma linha com terminal curto-circuitado, a OV de tensão refletida é negativa e igual, em magnitude, à OV incidente. A tensão total no terminal remoto da linha vale zero, valor refletido pelo coeficiente de refração obtido,  $\Gamma_{t(u)} = 0$ . Já a OV de corrente refletida é positiva e igual, em magnitude, à OV incidente, tornando a corrente total no terminal remoto da linha igual ao dobro da OV de corrente incidente. Esse valor também é refletido pelo coeficiente de refração obtido,  $\Gamma_{t(i)} = 2$  (NAIDU, 1983).

### A.3 TERMINAL DA LINHA COM RESISTOR

Considere uma linha monofásica sem perdas com impedância característica  $Z_c = Z_s = Z_1$  energizada por uma fonte de tensão representada por um degrau unitário, com seu terminal remoto conectado a um resistor  $Z_2 = R$ . A partir das formulações da Tabela 3.1, os coeficientes de reflexão valem:

$$\Gamma_{r(u)} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{R - Z_s}{R + Z_s}, \quad (\text{A.9})$$

$$\Gamma_{t(u)} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{2R}{R + Z_s}, \quad (\text{A.10})$$

$$\Gamma_{r(i)} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = -\frac{R - Z_s}{R + Z_s}, \quad (\text{A.11})$$

$$\Gamma_{t(i)} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{2Z_s}{R + Z_s}. \quad (\text{A.12})$$

O comportamento de um resistor com resistência  $R$  é idêntico ao de uma linha com impedância característica  $Z_c = R$  (ZANETTA, 2003). Além disso, a polaridade das OVs refletidas e refratadas fica a cargo da relação entre as magnitudes de  $Z_s$  e  $R$ :

- Se  $R > Z_s$ , então  $\Gamma_{r(u)} > 0$  e  $\Gamma_{r(i)} < 0$ ;

- Se  $R < Z_s$ , então  $\Gamma_{r(u)} < 0$  e  $\Gamma_{r(i)} > 0$ .

#### A.4 TERMINAL DA LINHA COM INDUTOR

Considere uma linha monofásica sem perdas com impedância característica  $Z_c = Z_s = Z_1$  energizada por uma fonte de tensão representada por um degrau unitário, com seu terminal remoto conectado a um indutor  $Z_2 = sL$  para  $x = 0$ . A partir das formulações da Tabela 3.1, os coeficientes de reflexão valem:

$$\Gamma_{r(u)} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{sL - Z_s}{sL + Z_s}, \quad (\text{A.13})$$

$$\Gamma_{t(u)} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{2sL}{sL + Z_s}, \quad (\text{A.14})$$

$$\Gamma_{r(i)} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = -\frac{sL - Z_s}{sL + Z_s}, \quad (\text{A.15})$$

$$\Gamma_{t(i)} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{2Z_s}{sL + Z_s}. \quad (\text{A.16})$$

A tensão total  $U(0, s)$  vista na terminação indutiva em  $x = 0$  é dada pela soma das OVs incidente e refletida (NAIDU, 1983):

$$U(0, s) = U_i(0, s) + U_r(0, s), \quad (\text{A.17})$$

$$U(0, s) = \frac{1}{s} + \frac{1}{s} \cdot \frac{sL - Z_s}{sL + Z_s} = \frac{2L}{sL + Z_s}. \quad (\text{A.18})$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, a tensão total vista na terminação indutiva no domínio do tempo é:

$$u(0, t) = 2e^{-\frac{Z_s}{L}t} \cdot \theta(t). \quad (\text{A.19})$$

em que  $\theta(t)$  é a função degrau unitário.

A equação (A.19) mostra que, no instante em que uma OV encontra uma terminação indutiva, ela se comporta como um circuito aberto ( $t = 0$ ), pois a corrente passando por um indutor não varia instantaneamente. Gradualmente, o fluxo de corrente pelo indutor aumenta e, em regime permanente ( $t \rightarrow \infty$ ), a terminação passa a se comportar como um curto-circuito (NAIDU, 1983).

## A.5 TERMINAL DA LINHA COM CAPACITOR

Considere uma linha monofásica sem perdas com impedância característica  $Z_c = Z_s = Z_1$  energizada por uma fonte de tensão representada por um degrau unitário, com seu terminal remoto conectado a um capacitor  $Z_2 = \frac{1}{sC}$  para  $x = 0$ . A partir das formulações da Tabela 3.1, os coeficientes de reflexão valem:

$$\Gamma_{r(u)} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{\frac{1}{sC} - Z_s}{\frac{1}{sC} + Z_s}, \quad (\text{A.20})$$

$$\Gamma_{t(u)} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{2\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + Z_s}, \quad (\text{A.21})$$

$$\Gamma_{r(i)} = -\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = -\frac{\frac{1}{sC} - Z_s}{\frac{1}{sC} + Z_s}, \quad (\text{A.22})$$

$$\Gamma_{t(i)} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{2Z_s}{\frac{1}{sC} + Z_s}. \quad (\text{A.23})$$

Analogamente à terminação indutiva, a tensão total  $U(0, s)$  vista na terminação capacitiva em  $x = 0$  é dada pela soma das OV's incidente e refletida (NAIDU, 1983):

$$U(0, s) = U_i(0, s) + U_r(0, s), \quad (\text{A.24})$$

$$U(0, s) = \frac{1}{s} + \frac{1}{s} \cdot \frac{\frac{1}{sC} - Z_s}{\frac{1}{sC} + Z_s} = \frac{2}{1 + sCZ_s} \cdot \frac{1}{s}. \quad (\text{A.25})$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, a tensão total vista na terminação capacitiva no domínio do tempo é:

$$u(0, t) = 2[1 - e^{-\frac{1}{ZC}t}] \cdot \theta(t), \quad (\text{A.26})$$

em que  $\theta(t)$  é a função degrau unitário.

A equação (A.26) mostra que, no instante em que uma OV encontra uma terminação capacitiva, ela se comporta como um curto-circuito ( $t = 0$ ) e, ao atingir regime permanente ( $t \rightarrow \infty$ ), a terminação passa a se comportar como um circuito aberto (NAIDU, 1983).

## APÊNDICE B

# TRANSFORMAÇÃO MODAL

Considere um sistema polifásico genérico cujas matrizes de impedância longitudinal e de admitância transversal são dadas por  $[Z'(x, s) = Z']$  e  $[Y'(x, s) = Y']$ , respectivamente, e são simétricas e balanceadas. As equações telegráficas para esse sistema no domínio de Laplace, conforme apresentadas no Capítulo 3, são dadas por:

$$\frac{\partial[U]}{\partial x} = -[Z'] \cdot [I] , \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{\partial[I]}{\partial x} = -[Y'] \cdot [U] , \quad (\text{B.2})$$

e

$$\frac{\partial^2[U]}{\partial x^2} = [Z'][Y'] \cdot [U] , \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{\partial^2[I]}{\partial x^2} = [Y'][Z'] \cdot [I] . \quad (\text{B.4})$$

Percebe-se que os produtos  $[Z'][Y']$  e  $[Y'][Z']$  são distintos e não são matrizes diagonais, fato que dificulta a solução das equações diferenciais. Tais produtos, no entanto, pode ser diagonalizados através dos conceitos da transformação modal (CHEN, 1998).

Para tanto, assuma que os modos que decompõem as  $n$  grandezas de fase acopladas em  $n$  sistemas monofásicos desacoplados existem. Esses modos relacionam-se com as grandezas de fase através de matrizes quadradas de transformação  $[T_u]$  e  $[T_i]$ , em que  $[T_u]$  é a matriz de autovetores associados ao produto  $[Z'][Y']$  e  $[T_u]$  é a matriz de autovetores associados ao produto  $[Y'][Z']$ :

$$[T_u][U_m] = [U] , \quad (\text{B.5})$$

$$[T_i][I_m] = [I] . \quad (\text{B.6})$$

$[U_m]$  e  $[I_m]$  são as matrizes de tensão e corrente modais do sistema. Substituindo (B.5), (B.6) em (B.1), (B.2), chega-se a relação abaixo:

$$[T_u] \cdot \frac{\partial[U_m]}{\partial x} = -[Z'] \cdot [T_i] \cdot [I_m] , \quad (\text{B.7})$$

$$[T_i] \cdot \frac{\partial [I_m]}{\partial x} = -[Y'] \cdot [T_u] \cdot [U_m] . \quad (\text{B.8})$$

Tomando as segundas derivadas de (B.7) e (B.8), obtêm-se as equações telegráficas de segunda ordem:

$$\frac{\partial^2 [U_m]}{\partial x^2} = [T_u]^{-1} \cdot ([Z'][Y']) \cdot [T_u] \cdot [U_m] , \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{\partial^2 [I_m]}{\partial x^2} = [T_i]^{-1} \cdot ([Y'][Z']) \cdot [T_i] \cdot [I_m] . \quad (\text{B.10})$$

A solução geral das equações diferenciais (B.9) e (B.10) no ponto de origem  $x = 0$  são dadas por (ZANETTA, 2003):

$$[U_m] = [U_m^+(0, s)] \cdot e^{-[\gamma_{m,OV(u)}] \cdot x} + [U_m^-(0, s)] \cdot e^{[\gamma_{m,OV(u)}] \cdot x} , \quad (\text{B.11})$$

$$[I_m] = [I_m^+(0, s)] \cdot e^{-[\gamma_{m,OV(i)}] \cdot x} + [I_m^-(0, s)] \cdot e^{[\gamma_{m,OV(i)}] \cdot x} , \quad (\text{B.12})$$

em que  $[\gamma_{m,OV(u)}]$ ,  $[\gamma_{m,OV(i)}]$  são as constantes de propagação de tensão e corrente no domínio modal respectivamente e  $[U_m(0, s)]$ ,  $[I_m(0, s)]$  são dados pelas condições de contorno do sistema (ZANETTA, 2003). Agora, aplicando o teorema de Cayley-Hamilton, demonstra-se que (HEDMAN, 1965):

$$\frac{\partial e^{-[\gamma_{m,OV}] \cdot x}}{\partial x} = -[\gamma_{m,OV}] \cdot e^{-[\gamma_{m,OV}] \cdot x} . \quad (\text{B.13})$$

Usando o resultado desse teorema em (B.7) e (B.8) e tomando a segunda derivada, tem-se:

$$\frac{\partial^2 [U_m]}{\partial x^2} = [\gamma_{m,OV(u)}^2] \cdot [U_m] , \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{\partial^2 [I_m]}{\partial x^2} = [\gamma_{m,OV(i)}^2] \cdot [I_m] . \quad (\text{B.15})$$

Igualando (B.9), (B.10) com (B.14), (B.15), é possível estabelecer uma relação para as constantes de propagação no domínio modal  $[\gamma_{m,OV(u)}]$  e  $[\gamma_{m,OV(i)}]$ :

$$[\gamma_{m,OV(u)}^2] \cdot [U_m] = [Z'][Y'] \cdot [U_m] , \quad (\text{B.16})$$

$$[\gamma_{m,OV(i)}^2] \cdot [I_m] = [Y'][Z'] \cdot [I_m] , \quad (\text{B.17})$$

e

$$[\gamma_{m,OV(u)}] = [T_u]^{-1} \cdot ([Z'][Y'])^{\frac{1}{2}} \cdot [T_u] , \quad (\text{B.18})$$

$$[\gamma_{m,OV(i)}] = [T_i]^{-1} \cdot ([Y'][Z'])^{\frac{1}{2}} \cdot [T_i] . \quad (\text{B.19})$$

Para evitar o acoplamento entre fases,  $[\gamma_{m,OV(u)}]$  e  $[\gamma_{m,OV(i)}]$  devem ser matrizes diagonais. Portanto, as matrizes de transformação  $[T_u]$  e  $[T_i]$  devem ser escolhidas de modo que  $[\gamma_{m,OV(u)}]$  e  $[\gamma_{m,OV(i)}]$  sejam diagonais e, conseqüentemente, as componentes modais desacoplem o sistema (HEDMAN, 1965; SCHWEITZER *et al.*, 2014).

A relação entre tensão e corrente em qualquer ponto da linha é dada pela matriz de impedância característica modal, definida por  $[U_m] = [Z_{m,c}] \cdot [I_m]$  (HEDMAN, 1965). Aplicando novamente o teorema de Cayley-Hamilton, é possível escrever a expressão da primeira derivada da corrente como:

$$\frac{\partial [I_m]}{\partial x} = -\gamma_{m,OV(i)} \cdot [I_m]. \quad (\text{B.20})$$

Igualando (B.20) com (B.8):

$$\gamma_{m,OV(i)} \cdot [I_m] = [T_i]^{-1} \cdot [Y'] \cdot [T_u] \cdot [U_m]. \quad (\text{B.21})$$

Isolando a tensão modal em (B.21), tem-se:

$$[U_m] = [T_u]^{-1} \cdot [Y']^{-1} \cdot [T_i] \cdot \gamma_{m,OV(i)} \cdot [I_m]. \quad (\text{B.22})$$

A matriz de impedância característica modal vale:

$$[Z_{m,c}] = [T_u]^{-1} \cdot [Y']^{-1} \cdot [T_i] \cdot \gamma_{m,OV(i)} \quad (\text{B.23})$$

$$= [T_u]^{-1} \cdot [Y']^{-1} \cdot [T_i] \cdot [T_i]^{-1} \cdot ([Y'] [Z'])^{\frac{1}{2}} \cdot [T_i] \quad (\text{B.24})$$

$$= [T_u]^{-1} \cdot ([Y']^{-1} ([Y'] [Z'])^{\frac{1}{2}}) \cdot [T_i]. \quad (\text{B.25})$$

A expressão acima mostra que  $[Z_{m,c}]$  é calculada com base apenas nos parâmetros da linha de transmissão a ser desacoplada. Seguindo a mesma linha de raciocínio apresentada nessa seção, é possível demonstrar que  $[Z_c] = [Y']^{-1} ([Y'] [Z'])^{\frac{1}{2}}$  (HEDMAN, 1965). Portanto,

$$[Z_{m,c}] = [T_u]^{-1} \cdot [Z_c] \cdot [T_i]. \quad (\text{B.26})$$

Dada a característica simétrica e balanceada das matrizes  $[Z']$  e  $[Y']$ , é possível demonstrar também que a relação  $[T_u]^{-1} \cdot [Z_c] \cdot [T_i]$  resulta em uma matriz diagonal (WEDEPOHL, 1963).

Conclui-se, pelo desenvolvimento matemático apresentado, que a propagação de OV's em um sistema acoplado de  $n$  fases pode ser interpretada como um conjunto de  $n$  OV's desacopladas entre si cujas velocidades de propagação são distintas (NAIDU, 1983):

$$[U_m] = [Z_{m,c}] \cdot [I_m], \quad (\text{B.27})$$

$$\begin{bmatrix} U_{m,0} \\ \vdots \\ U_{m,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{m,0} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & Z_{m,n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{m,0} \\ \vdots \\ I_{m,n} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.28})$$

## APÊNDICE C

# MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADOS NA TEORIA DE ONDAS VIAJANTES

Nesse apêndice, são demonstradas as formulações de diversos métodos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes. Esses métodos podem usar informações de OV's extraídas e apenas um terminal – denominados métodos a um terminal – ou informações de OV's extraídas de ambos os terminais da linha – denominados métodos a dois terminais. Também discute-se, em cada subseção, vantagens e desvantagens de cada método.

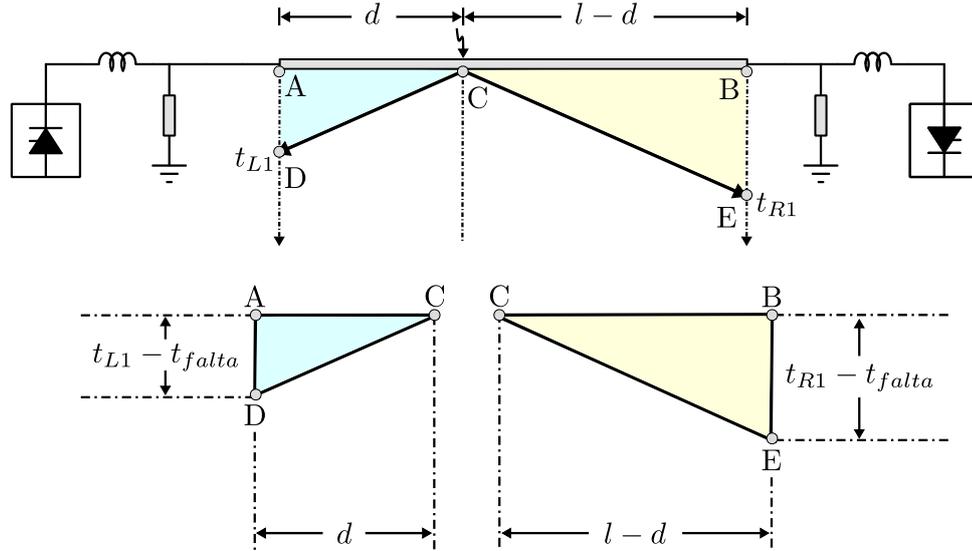
### C.1 MÉTODO A DOIS TERMINAIS CLÁSSICO

O método TWFL a dois terminais clássico usa os instantes de tempo de chegada das primeiras OV's de modo aéreo vindas do ponto de falta até os terminais local e remoto, denominados  $t_{L1}$  e  $t_{R1}$ , para estimar o local da falta  $\tilde{d}$  (GALE *et al.*, 1993; SAHA *et al.*, 2009; SCHWEITZER *et al.*, 2014). A formulação da estimativa é obtida através do diagrama de reflexões sucessivas da Figura C.1. Recordando o Capítulo 3 em que as inclinações das retas no diagrama são representados pela velocidade de propagação de modo aéreo  $v_\alpha$  e  $l$  é o comprimento de onda da linha, para uma falta ocorrendo em um instante de tempo  $t_{falta}$ , os triângulos ACD e BCE fornecem as seguintes relações:

$$d = v_\alpha(t_{L1} - t_{falta}), \quad (C.1)$$

e

$$l - d = v_\alpha(t_{R1} - t_{falta}). \quad (C.2)$$



**Figura C.1.** Diagrama de reflexões sucessivas de OV de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais clássico.

Subtraindo (C.2) de (C.1) e isolando  $d$ , chega-se a seguinte relação para estimação do local de falta para o método a dois terminais clássico:

$$l - d - d = v_{\alpha}(t_{R1} - t_{falta}) - v_{\alpha}(t_{L1} - t_{falta}) \quad (C.3)$$

$$-2d = v_{\alpha}(t_{R1} - t_{falta} - t_{L1} + t_{falta}) - l \quad (C.4)$$

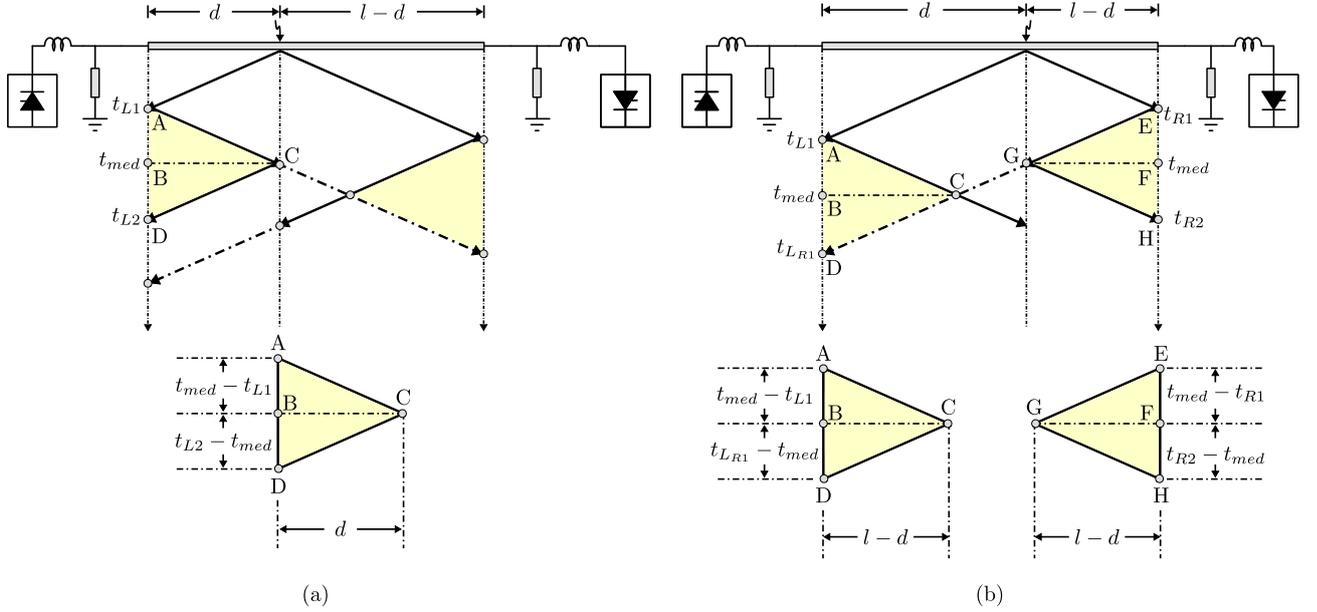
$$\tilde{d} = \frac{l + v_{\alpha}(t_{L1} - t_{R1})}{2}. \quad (C.5)$$

Através de (C.5), observa-se a dependência dos parâmetros de linha  $l$  e  $v_{\alpha}$ , além da necessidade de fazer a aquisição dos instantes de tempo de chegada  $t_{L1}$  e  $t_{R1}$  referenciados a uma estampa única de tempo, ou seja, da necessidade de sincronização dos dados com o uso de GPS, por exemplo (SAHA *et al.*, 2009; SCHWEITZER *et al.*, 2014). A dependência dos parâmetros de linha é um fator limitante na estimação do local da falta, pois esta não fica imune a possíveis imprecisões tanto em  $v_{\alpha}$  quanto em  $l$  (LOPES, 2016). Por outro lado, o método depende da extração de OV de fácil detecção, pois são as primeiras OV a incidirem nos terminais monitorados, sendo essa uma vantagem facilitadora importante.

## C.2 MÉTODO A UM TERMINAL CLÁSSICO

O método TWFL a um terminal clássico usa os instantes de tempo de chegada da primeira OV de modo aéreo vinda do ponto de falta até o terminal local,  $t_{L1}$ , e das reflexões sucessivas

das OV's, que podem vir da reflexão do ponto de falta,  $t_{L2}$ , ou da reflexão do terminal remoto e refração no ponto de falta até incidir no terminal local,  $t_{LR1}$ , para estimar o local da falta  $\tilde{d}$  (SCHWEITZER *et al.*, 2016). A formulação da estimativa é obtida através do diagrama de reflexões sucessivas da Figura C.2 para uma falta ocorrendo em um instante de tempo  $t_{falta}$ :



**Figura C.2.** Diagrama de reflexões sucessivas de OV's de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a um terminal clássico.

Primeiro, considera-se o caso em que a falta ocorreu mais próxima do terminal local, ou seja, a segunda OV vem da reflexão do ponto de falta, situação vista na Figura C.2 (a). A formulação é obtida através da relação dos triângulos  $ACD$ ,  $ABC$  e  $BCD$ :

$$d = v_{\alpha}(t_{med} - t_{L1}), \quad (C.6)$$

$$d = v_{\alpha}(t_{L2} - t_{med}), \quad (C.7)$$

em que  $t_{med}$  é o ponto médio da distância entre  $t_{L1}$  e  $t_{L2}$ .

Somando (C.7) de (C.6) e isolando  $d$ , chega-se a seguinte relação para estimativa do local de falta para o método a um terminal clássico:

$$d + d = v_{\alpha}(t_{L2} - t_{med}) + v_{\alpha}(t_{med} - t_{L1}) \quad (C.8)$$

$$2d = v_{\alpha}(t_{L2} - t_{L1}) \quad (C.9)$$

$$\tilde{d} = \frac{1}{2} \cdot v_{\alpha}(t_{L2} - t_{L1}). \quad (C.10)$$

Agora, considera-se o caso em que a falta ocorreu distante do terminal local, ou seja, em que a segunda OV vem da reflexão do terminal remoto e subsequente refração no ponto de falta até incidir no terminal no local, situação vista na Figura C.2 (b). Através da semelhança entre os triângulos ACD e EGH, uma formulação análoga é obtida:

$$l - d = v_\alpha(t_{med} - t_{L1}), \quad (C.11)$$

$$l - d = v_\alpha(t_{LR1} - t_{med}), \quad (C.12)$$

em que  $t_{med}$  é o ponto médio da distância entre  $t_{L1}$  e  $t_{L2}$ .

Somando (C.7) de (C.6) e isolando  $d$ , chega-se a seguinte relação para estimação do local de falta para o método a um terminal clássico:

$$(l - d) + (l - d) = v_\alpha(t_{LR1} - t_{med}) + v_\alpha(t_{med} - t_{L1}) \quad (C.13)$$

$$2(l - d) = v_\alpha(t_{LR1} - t_{L1}) \quad (C.14)$$

$$\tilde{d} = l - \frac{1}{2} \cdot v_\alpha(t_{LR1} - t_{L1}). \quad (C.15)$$

O método TWFL a um terminal clássico não depende de sincronização de dados, além de representar uma economia de instalação de apenas um localizador de faltas em um dos terminais da linha. No entanto, ainda depende dos parâmetros de linha,  $v_\alpha$ , além da dificuldade existente na distinção entre OVs vindas do da reflexão no ponto de falta ou da reflexão no terminal remoto e posterior refração no ponto de falta. Além disso, para faltas exatamente na metade da linha, a sobreposição entre OV refletida do ponto de falta e OV refletida do terminal remoto e posteriormente refratada no ponto de falta faz com que a amplitude da OV vista no terminal local seja quase nula, dificultando bastante sua detecção.

### C.3 MÉTODO A DOIS TERMINAIS MODAL

O método TWFL a dois terminais modal usa os instantes de tempo de chegada não só das primeiras OVs de modo aéreo vindas do ponto de falta até os terminais local e remoto, denominados  $t_{L1\alpha}$  e  $t_{R1\alpha}$ , mas também dos instantes de tempo de chegada das primeiras OVs de modo terra vindas do ponto de falta,  $t_{L1_0}$  e  $t_{R1_0}$ , para estimar o local da falta  $\tilde{d}$  (LOPES, 2016). A formulação da estimativa, para uma falta ocorrendo em um instante de tempo  $t_{falta}$ , é

obtida através do diagrama de reflexões sucessivas da Figura C.3, em que os triângulos ACD e BCE são formados pela inclinação de reta equivalente à velocidade de propagação do modo aéreo  $v_\alpha$  e os triângulos ACF e BCG são formados pela inclinação de reta equivalente à velocidade de propagação do modo terra  $v_0$ :

$$d = v_\alpha(t_{L1_\alpha} - t_{falta}), \quad (C.16)$$

$$d = v_0(t_{L1_0} - t_{falta}), \quad (C.17)$$

e

$$l - d = v_\alpha(t_{R1_\alpha} - t_{falta}), \quad (C.18)$$

$$l - d = v_0(t_{R1_0} - t_{falta}). \quad (C.19)$$

Multiplicando (C.16), (C.18) por  $v_0$  e (C.17), (C.19) por  $v_\alpha$  e subtraindo os pares (C.17), (C.16) e (C.19), (C.18), obtém-se:

$$(v_\alpha - v_0)d = v_\alpha v_0(t_{L1_0} - t_{falta} - t_{L1_\alpha} + t_{falta}) \quad (C.20)$$

$$d = \frac{v_\alpha v_0}{v_\alpha - v_0} \cdot (t_{L1_0} - t_{L1_\alpha}), \quad (C.21)$$

e

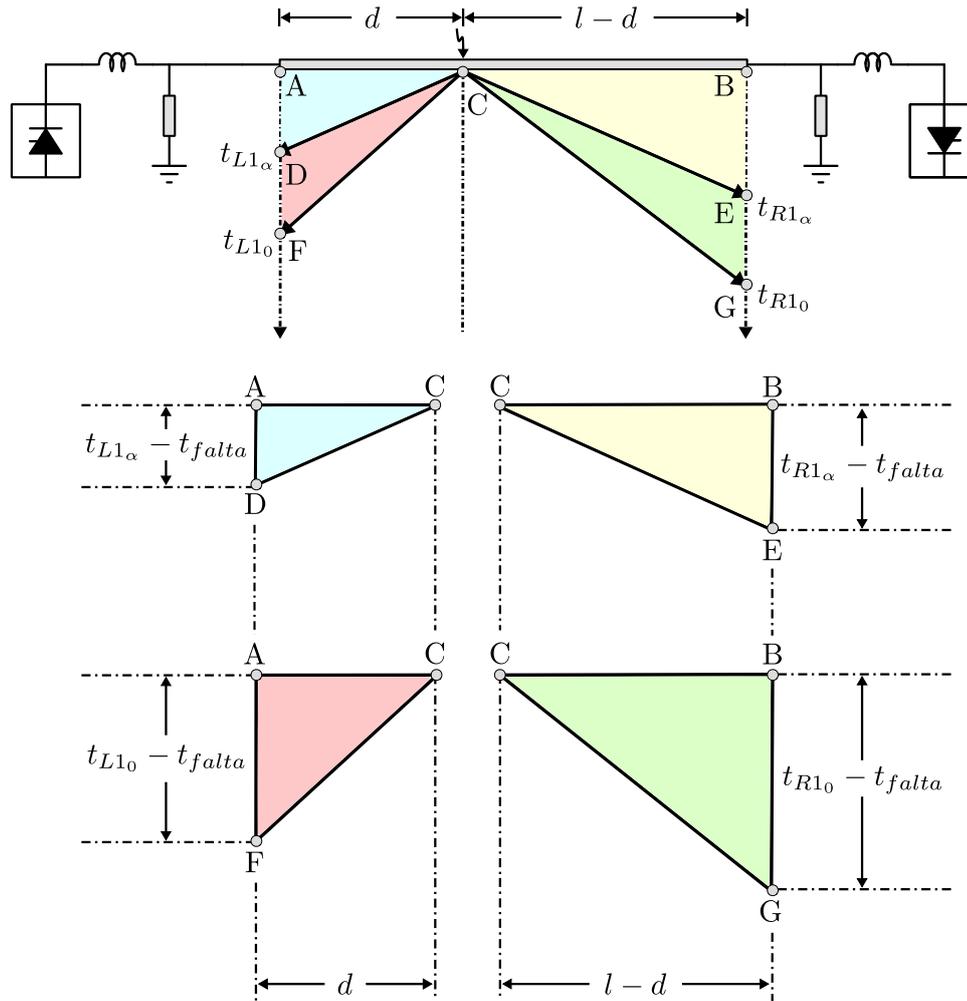
$$l - d = \frac{v_\alpha v_0}{v_\alpha - v_0} \cdot (t_{R1_0} - t_{R1_\alpha}). \quad (C.22)$$

A formulação apresentada em (C.21) é denominada método TWFL a um terminal modal (LIU *et al.*, 2012). Esse método depende apenas das primeiras OV's de modo terra e modo aéreo incidentes no terminal local para estimar o local da falta, além de não necessitar de sincronização de dados. Apesar da simplicidade do uso dos instantes de tempo de chegada de OV's de fácil detecção, o método passa a depender não só de  $v_\alpha$  mas também de  $v_0$ , além de sua aplicação ser feita apenas em faltas à terra, além de ficar exposto às atenuações e distorções vindas da propagação do modo terra.

As expressões (C.21) e (C.22) ao serem somadas resultam em uma estimativa do comprimento da linha (LOPES, 2016):

$$\tilde{l} = d + (l - d) \quad (C.23)$$

$$\tilde{l} = \frac{v_\alpha v_0}{v_\alpha - v_0} \cdot [(t_{L1_0} - t_{L1_\alpha}) + (t_{R1_0} - t_{R1_\alpha})]. \quad (C.24)$$



**Figura C.3.** Diagrama de reflexões sucessivas de OV de modo aéreo gerado a partir de um distúrbio em uma linha de transmissão – método TWFL a dois terminais modal.

Dividindo então a estimativa de (C.21) por (C.24), chega-se a formulação do método a dois terminais modal (LOPES, 2016):

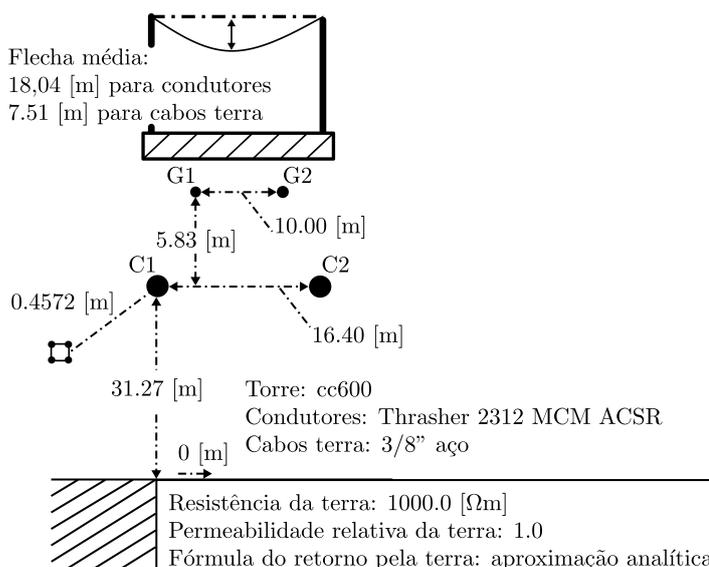
$$\tilde{d}_{pu} = \frac{(t_{L1_0} - t_{L1_α})}{(t_{L1_0} - t_{L1_α}) + (t_{R1_0} - t_{R1_α})}. \quad (C.25)$$

O método TWFL a dois terminais modal estima o local da falta, em pu, e depende apenas das primeiras OV de modo terra e modo aéreo incidentes nos terminais monitorados para estimar o local da falta, além de não necessitar de sincronização de dados. Para que a estimativa seja dada em unidade de comprimento, basta multiplicar (C.25) pelo comprimento da linha. Além disso, o método é independente dos parâmetros de linha, livrando-se de imprecisões existentes nas medições de  $l$ ,  $v_α$  e  $v_0$ . No entanto, sua aplicação é válida apenas para faltas à terra (LOPES, 2016), além de ficar exposto às atenuações e distorções vindas da propagação das OV de modo terra.

## APÊNDICE D

### MODELO DE LINHA COM PARÂMETROS DEPENDENTES DA FREQUÊNCIA

O modelo de linha com parâmetros dependentes da frequência utilizado nesse trabalho foi o de Jmartí (MARTÍ, 1982), utilizando o bloco LCC presente na ferramenta ATP/ATPDraw (DOMMEL, 1996; HAGINOMORI *et al.*, 2016). Dentro desse bloco, a linha de transmissão foi modelada com duas fases, representando os polos do bipolo LCC-HVDC, considerando os parâmetros de *auto bunding*, *skin effect* e *real transf. matrix*. Os dados de geometria estão presentes na Figura D.1, apresentados em Luz *et al.* (2014).



**Figura D.1.** Geometria para modelagem da linha CC do Madeira (LUZ *et al.*, 2014).

Os parâmetros do bloco específicos da modelagem Jmartí foram:

- *Decades*: 8;
- *Points/Dec*: 10;
- *Freq. matrix [Hz]* - mode matrix frequency: 1 MHz;
- *Freq.SS [Hz]* - steady state frequency: 0,001 Hz.

A técnica de *fitting* do bloco LCC foi mantida como a padrão do próprio bloco.