

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ UBIRAJARA NÚÑEZ DE NUNES

**LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA: UMA FORMULAÇÃO NO DOMÍNIO ESPECTRAL
ASSOCIADA AO PROCESSAMENTO DE ERROS PARAMÉTRICOS**

Porto Alegre

2018

JOSÉ UBIRAJARA NÚÑEZ DE NUNES

**LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA: UMA FORMULAÇÃO NO DOMÍNIO ESPECTRAL
ASSOCIADA AO PROCESSAMENTO DE ERROS PARAMÉTRICOS**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energia - Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Arturo Suman Bretas

Porto Alegre

2018

CIP - Catalogação na Publicação

NUNES, JOSÉ UBIRAJARA NÚÑEZ DE
Localização de faltas de alta impedância em sistemas de distribuição de energia :uma formulação no domínio espectral associada ao processamento de erros paramétricos / JOSÉ UBIRAJARA NÚÑEZ DE NUNES. -- 2019.
169 f.
Orientador: Arturo Suman Bretas.

Tese (Doutorado) -- Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, BR-RS, 2019.

1. Falta de alta impedâncias. 2. Localização de faltas. 3. Método baseado na impedância aparente. 4. Método de mínimos quadrados. 5. Processamento de erros paramétrico. I. Bretas, Arturo Suman, orient. II. Título.

JOSÉ UBIRAJARA NÚÑEZ DE NUNES

**LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA: UMA FORMULAÇÃO NO DOMÍNIO ESPECTRAL
ASSOCIADA AO PROCESSAMENTO DE ERROS PARAMÉTRICOS**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Arturo Suman Bretas, UFRGS
Doutor pela Virginia Polytechnic Institute and State University –
Blacksburg, EUA

Banca Examinadora:

Prof. Dr. José Roberto Sanches Mantovani, UNESP,
Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Prof. Dr. Ghendy Cardoso Junior, UFSM,
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Flávio Antônio Becon Lemos, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne, UFRGS
Doutor pela Chalmers University of Technology – Göteborg, Suécia

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner, UFRGS
Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, Setembro de 2018.

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Janicia Furtado da Rosa, pelo amor, carinho, dedicação e compreensão em todos os momentos.

À minha filha Mariana da Rosa Nunes, pelo amor, carinho e amizade incondicionais.

Aos meus pais, Paulo Jesus Pereira Nunes e Jarisa Núñez de Nunes, por todo o ensinamento, incentivo e confiança, sem os quais nada seria possível.

Ao Prof. Dr. Arturo Suman Bretas, meu orientador e incentivador do meu crescimento profissional e pessoal, agradeço também pela confiança depositada em mim.

Ao Prof. Dr. Newton Geraldo Bretas, por todo o ensinamento e pela inestimável ajuda na realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Andrés Ricardo Herrera Orozco e ao Prof. Dr. Leonardo Ulises Iurinic, pela amizade, pela constante e valiosa ajuda na realização deste trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica desta Universidade, aos seus professores e funcionários que trabalham cada dia para elevar o nível de excelência deste programa.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pela provisão da bolsa Novo Prodoutoral, vinculada ao Instituto Federal Sul-rio-grandense (IFSul).

E, finalmente, à todas as pessoas que de alguma forma contribuíram e incentivaram a realização deste trabalho.

A todos, o meu mais sincero obrigado.

*O maior inimigo do conhecimento não é a ignorância, e sim a
ilusão da verdade.*

Stephen Hawking

RESUMO

Faltas de alta impedância criam desafios técnicos específicos no contexto da proteção de sistemas de potência. O desafio inicial consiste em detectar essas faltas. Contudo, se a falta for detectada com sucesso, ações de manutenção devem ser tomadas para evitar riscos à segurança da população. Assim, o seguinte desafio técnico consiste na localização dessas faltas, que contribui significativamente para o restabelecimento rápido e seguro do sistema. Embora a localização de faltas de alta impedância seja um tópico de extrema importância, poucos estudos são dedicados especificamente ao assunto. Por essa razão, este trabalho propõe uma formulação analítica para a localização de faltas de alta impedância em sistemas de distribuição. Inicialmente, é desenvolvido um modelo matemático no domínio espectral, fundamentado na medição da impedância aparente, que incorpora características específicas desse tipo de falta. Usando esse modelo, a distância da falta é estimada através de um estimador de mínimos quadrados ponderados associado a um algoritmo de processamento de erros paramétricos. Esse algoritmo detecta a presença de erros de parâmetro com base no erro de medição composto na forma normalizada e corrige o modelo quando necessário. O desempenho da técnica proposta é avaliado através de estudos de caso comparativos realizados no alimentador de 13 nós do IEEE modelado no *Alternative Transient Program*. Os resultados obtidos destacam a validade da metodologia proposta, indicando o seu potencial para aplicação em sistemas de distribuição reais.

Palavras-chave: Falta de alta impedância. Localização de faltas. Método baseado na impedância aparente. Método de mínimos quadrados. Processamento de erros paramétricos.

ABSTRACT

High impedance faults creates specific technical challenges in the context of power system protection. The initial challenge is to detect these faults. If the fault is detected successfully, maintenance actions must be taken to avoid further risk to the population. Thus, the following technical challenge after detection is the location of these faults, which contributes significantly to the fast and safe restoration of the system. Although high impedance faults location is a topic of great concern, few studies are specifically devoted to this subject. This work proposes an analytical formulation for the high impedance faults location in distribution systems. Initially, an apparent impedance-based model, which incorporates specific characteristics of this fault type, is developed in the spectral domain. Using this model, the fault distance is estimated through a weighted least squares estimator associated with a parametric error processing algorithm. This algorithm detects the presence of parameter errors based on the composed measurement error in normalized form and further corrects the model. The performance of the proposed technique is evaluated through comparative case studies performed on the IEEE 13 node test feeder modeled in the Alternative Transient Program. The test results are encouraging indicating the formulation's potential for real-life applications.

Keywords: High impedance fault. Fault location. Impedance-based method. Least square method. Parametric error processing.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Diagrama esquemático de configuração para ensaio de arco em laboratório.....	37
Figura 2 - Configuração experimental de contato entre condutor energizado e árvore.	38
Figura 3 - Curva característica $v-i$ de uma FAI.	39
Figura 4 - Corrente em função do tempo para uma FAI em pedras sólidas.	40
Figura 5 - Alimentador de distribuição teste de Emanuel <i>et al.</i> (1990).....	41
Figura 6 - Modelo de FAI baseado em diodos em antiparalelo.....	43
Figura 7 - Extensões do modelo de diodos em antiparalelo proposto por Emanuel <i>et al.</i> (1990): (a) Sharaf, Snider e Debnath (1993); (b) Wai e Yibin (1998); (c) Sheng e Rovnyak (2004); (d) Zamanan e Sykulski (2006).	45
Figura 8 - Modelo de FAI proposto por Nam <i>et al.</i> (2001).	46
Figura 9 - Modelo de FAI proposto por Santos <i>et al.</i> (2013).	49
Figura 10 - Algoritmo para a solução da equação de arco universal no ATP.	52
Figura 11 - Linha de transmissão sob falta com arco elétrico fase-terra.	57
Figura 12 - Circuitos equivalentes de sequência para a linha de transmissão da Figura 11: (a) Circuito de sequência positiva (negativa); (b) Circuito de sequência zero.	57
Figura 13 - Modelo da falta com formação de arco elétrico: (a) no domínio do tempo; (b) no domínio espectral.....	61
Figura 14 - Formas de onda obtidas de ensaios de faltas de arco: (a) Formas de onda reais de tensão e de corrente de arco; (b) Forma de onda da tensão de arco típica normalizada.....	62
Figura 15 - Linha de transmissão sob falta sob falta fase-terra com arco elétrico.	63
Figura 16 - Redes equivalentes de sequência para a linha de transmissão da Figura 15: (a) Rede de sequência positiva (negativa); (b) Rede de sequência zero.	64
Figura 17 - Diagrama unifilar do modelo de linha e uma falta no ponto F.	68
Figura 18 - Modelo de linha de transmissão.....	68
Figura 19 - Operador \mathbf{P} atuando no vetor \mathbf{z} . Visão geométrica.	79
Figura 20 - Função densidade de probabilidade para a distribuição do qui-quadrado com oito graus de liberdade.....	81
Figura 21 - Função densidade de probabilidade para a distribuição do qui-quadrado, com $\nu = 10$, $\nu = 25$ e $\nu = 40$ graus de liberdade.	82
Figura 22 - Modelo de FAI proposto por Emanuel <i>et al.</i> (1990): (a) representação no domínio do tempo; (b) representação no domínio espectral.....	94
Figura 23 - Modelo π de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão trifásica durante uma FAI fase- <i>a</i> -terra.	97
Figura 24 - Modelo π de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão trifásica.	106
Figura 25 - Função de SPQE: (a) função estritamente convexa; (b) função estritamente crescente.	110

Figura 26 - Diagrama unifilar do sistema de 13 barras do IEEE modificado.	114
Figura 27 - Procedimento para estimação de fasores consecutivos.	115
Figura 28 - Características elétricas de simulação de uma FAI: (a) tensão de arco do modelo de diodos; (b) tensão no ponto da falta; (c) corrente de falta.	119
Figura 29 - Característica $v-i$ de uma FAI simulada no SDEE teste de 13,8 kV.	120
Figura 30 - Modelo de aproximação linear para a distribuição amostral de c_R	121
Figura 31 - Modelo de aproximação linear para a distribuição amostral de c_X	121
Figura 32 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga leve.	125
Figura 33 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga média.	126
Figura 34 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga pesada.	127
Figura 35 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de V_a : (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 300 \Omega$; (c) $R_F = 500 \Omega$	128
Figura 36 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga leve.	130
Figura 37 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga média.	131
Figura 38 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga pesada.	132
Figura 39 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa considerando FAI com baixa distorção harmônica: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$	133
Figura 40 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa, considerando FAI com distorção harmônica média: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$	135
Figura 41 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa, considerando FAI com alta distorção harmônica: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$	136
Figura 42 - Condutores i e j e suas imagens, i' e j'	152
Figura 43 - Diagrama unifilar do sistema teste: alimentador de 13 barras do IEEE modificado.	161
Figura 44 - Espaçamento entre linhas aéreas ID-500.	162

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Algoritmo de correção de parâmetros do modelo de LFAI.	110
Quadro 2 - Dados do sistema de 13 barras do IEEE modificado usado na ABIS.	117
Quadro 3 - Condições de falta adotadas para a ABIS.	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Coeficientes de h -ésimas harmônicas da tensão de arco.....	62
Tabela 2 - Segmentação do sistema para execução de faltas no ATP.	114
Tabela 3 - Componentes de ordem ímpar da corrente de falta.....	118
Tabela 4 - Teste do χ^2 aplicado ao modelo de linear de c_R	122
Tabela 5 - Teste do χ^2 aplicado ao modelo linear de c_X	122
Tabela 6 - Conjunto de dados para análise de sensibilidade I.	123
Tabela 7 - Conjunto de dados para análise de sensibilidade II.....	124
Tabela 8 - Conjunto de dados para análise comparativa.	124
Tabela 9 - Configuração das linhas aéreas.	161
Tabela 10 - Dados dos condutores usados nas configurações AL-C1, AL-C2 e AL-C3.	162
Tabela 11 - Configuração AL-C1: Impedâncias de linha e admitâncias <i>shunt</i>	163
Tabela 12 - Configuração AL-C2: Impedâncias de linha e admitâncias <i>shunt</i>	163
Tabela 13 - Configuração AL-C3: Impedâncias de linha e admitâncias <i>shunt</i>	163
Tabela 14 - Segmentos de linha do sistema teste.	163
Tabela 15 - Potências de carga do sistema teste sob carga leve.....	164
Tabela 16 - Potências de carga do sistema teste sob carga média.....	164
Tabela 17 - Potências de carga do sistema teste sob carga pesada.....	165
Tabela 18 - Transformadores do sistema teste.	165
Tabela 19 - Parâmetros usados na modelagem numérica dos transformadores no ATP.....	166
Tabela 20 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso I.	167
Tabela 21 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso II.	167
Tabela 22 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso III.....	168
Tabela 23 - Resultados obtidos para análise de sensibilidade I, caso IV.	168
Tabela 24 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso I.	168
Tabela 25 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso II.	169
Tabela 26 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso III.	169

LISTA DE ABREVIATURAS

ABIS	Abordagem Baseada na Identificação de Sistemas
ATP	<i>Alternative Transient Program</i>
CME	<i>Composed Measurement Error</i>
CNE	<i>Composed Normalized Error</i>
FAI	Falta(s) de Alta Impedância
FDP	Função Densidade de Probabilidade
LFAI	Localização de Falta(s) de Alta Impedância
MDE	Metodologia no Domínio Espectral
MDF	Metodologia no Domínio da Frequência
MEN	Máximo Erro Normalizado
MQNN	Mínimos Quadrados Não Negativos
MQP	Mínimos Quadrados Ponderados
MRN	Máximo Resíduo Normalizado
PEP	Processamento de Erros Paramétricos
PLC	<i>Power Line Communication</i>
RDF	Registrador Digital de Falhas
REI	Redes Elétricas Inteligentes
RNA	Redes Neurais Artificiais
SDEE	Sistema(s) de Distribuição de Energia Elétrica
SELA	Sistema(s) de Equações Lineares Algébricas
SEP	Sistema(s) Elétrico(s) de Potência
SPQE	Soma Ponderada dos Quadrados dos Erros
SPQR	Soma Ponderada dos Quadrados dos Resíduos
TACS	<i>Transient Analysis of Control Systems</i>
TEH	Teste(s) Estatístico(s) de Hipóteses
TFD	Transformada de Fourier Discreta
TWD	Transformada <i>Wavelet</i> Discreta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	29
1.1	OBJETIVOS DA TESE.....	33
1.2	CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA.....	33
1.3	ESTRUTURA DA TESE.....	33
2	FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA: CARACTERÍSTICAS E MODELOS	35
2.1	CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	35
2.1.1	Características Físicas de Faltas de Alta Impedância Devido a Condutores Caídos....	35
2.1.2	Características Físicas de Faltas de Alta Impedância Devido ao Contato entre Condutores Energizados e Árvores.....	37
2.2	CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	39
2.3	MODELOS DE FalTA DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	41
2.3.1	Modelos Baseados em Diodos em Antiparalelo.....	42
2.3.2	Modelos Baseados na Característica Tensão versus Corrente.....	45
2.3.3	Modelos Baseados nas Equações de Arco Elétrico.....	49
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	54
3	LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	55
3.1	ASPECTOS GERAIS.....	55
3.2	PRINCIPAIS TÉCNICAS: ESTADO DA ARTE.....	56
3.2.1	Proposta de Djuric, Radojevic e Terzija (1999).....	56
3.2.2	Proposta de Radojevic, Terzija e Djuric (2000).....	60
3.2.3	Proposta de Radojevic e Shin (2006).....	61
3.2.4	Proposta de Radojevic (2007).....	65
3.2.5	Proposta de Iurinic <i>et al.</i> (2016).....	66
3.2.6	Proposta de Ramos <i>et al.</i> (2017).....	72
3.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
4	ESTIMADORES DE MÍNIMOS QUADRADOS ASSOCIADOS AO PROCESSAMENTO DE ERROS.....	77
4.1	ABORDAGEM CLÁSSICA.....	77
4.1.1	Fundamentação Teórica.....	77
4.1.2	Processamento de Erros.....	80

4.1.3	Visão Geral da Abordagem Clássica.....	85
4.2	ABORDAGEM GEOMÉTRICA.....	86
4.2.1	Fundamentação Teórica	86
4.2.2	Processamento de Erros	88
4.2.3	Visão Geral da Abordagem Geométrica	90
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	91
5	MÉTODO PROPOSTO PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA	93
5.1	FORMULAÇÃO NO DOMÍNIO ESPECTRAL PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	93
5.1.1	Modelo de Falta de Alta Impedância	94
5.1.2	Formulação Matemática para Localização de Faltas de Alta Impedância	96
5.1.3	Modelagem dos Coeficientes de Falta	101
5.1.4	Algoritmo Iterativo para Localização de Faltas	104
5.1.5	Procedimento de Atualização dos Fasores de Tensão e Corrente	105
5.2	PROCESSAMENTO DE ERROS EM LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	106
5.2.1	Detecção de Erros.....	108
5.2.2	Correção de Parâmetros do Modelo	108
5.2.3	Visão Geral da Metodologia Proposta	110
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	111
6	ESTUDOS DE CASO E RESULTADOS.....	113
6.1	ESTUDOS DE CASO	113
6.1.1	Descrição do Sistema de Distribuição Simulado	113
6.1.2	Procedimento de Estimação Fasorial	115
6.1.3	Descrição da Modelagem dos Coeficientes de Falta.....	116
6.2	DESCRIÇÃO DOS ESTUDOS DE CASO	123
6.2.1	Análise de Sensibilidade I: Descrições	123
6.2.2	Análise de Sensibilidade II: Descrições	123
6.2.3	Análise Comparativa: Descrições	124
6.3	ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	125
6.3.1	Análise de Sensibilidade I: Resultados	125

6.3.2	Análise de Sensibilidade II: Resultados.....	129
6.3.3	Análise Comparativa: Resultados.....	132
6.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	137
7	CONCLUSÕES.....	141
7.1	TRABALHOS FUTUROS	142
	REFERÊNCIAS.....	145
	APÊNDICE A MODELAGEM DE LINHAS AÉREAS DE DISTRIBUIÇÃO.....	151
A.1	MATRIZ DE IMPEDÂNCIAS SÉRIE DE LINHAS AÉREAS.....	151
A.2	MATRIZ DE ADMITÂNCIAS EM DERIVAÇÃO DE LINHAS AÉREAS	154
	APÊNDICE B MODELAGEM DAS CARGAS	157
	APÊNDICE C DESENVOLVIMENTOS MATEMÁTICOS PROPOSTOS PARA CORREÇÃO DE PARÂMETROS	159
	APÊNDICE D SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO TESTE.....	161
D.1	DADOS DAS LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO.....	161
D.2	DADOS DAS CARGAS.....	164
D.3	DADOS DOS TRANSFORMADORES.....	165
	APÊNDICE E RESULTADOS ESTATÍSTICOS DOS ESTUDOS DE CASO.....	167

1 INTRODUÇÃO

Os Sistemas Elétricos de Potência (SEP) estão sujeitos a faltas que afetam a confiabilidade, a segurança e a qualidade da energia fornecida aos clientes. Uma falta normalmente produz um aumento substancial no fluxo da corrente fornecida ao sistema, sendo frequentemente associada a um curto-circuito. Ao longo dos anos, esquemas convencionais de proteção baseados na sobrecorrente foram usados com sucesso para a detecção e proteção contra esse tipo de falta. Contudo, uma Falta de Alta Impedância (FAI) consiste num caso específico de falta cuja corrente se encontra abaixo de níveis detectáveis pela proteção convencional de sobrecorrente (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996). Uma FAI pode ser resultante do contato entre dois condutores energizados através de um objeto, a exemplo de um galho de árvore tocando duas fases, e também pode resultar do contato entre um condutor energizado e uma superfície de alta resistividade, tal como o asfalto, o concreto, a areia, a grama, entre outras. O caso envolvendo o contato entre condutor e solo é mais comum, embora também seja possível a ocorrência de FAI entre fases. Além disso, uma FAI é mais comum em sistemas cujo nível de tensão é igual ou inferior a 15 kV, e menos comum em sistemas cujo nível de tensão é igual ou superior a 25 kV (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996).

A baixa magnitude da corrente de FAI é uma de suas principais características, impossibilitando a sua detecção e isolamento através de esquemas de proteção convencionais baseados na sobrecorrente. A falta de isolamento da zona faltosa do restante da rede resulta em grande risco à segurança da população, além da possibilidade de incêndio em estruturas próximas onde o condutor está caído. Tendo em vista as limitações da proteção de sobrecorrente aplicada a FAI, nos últimos anos, engenheiros e pesquisadores da área de proteção buscaram soluções alternativas para a detecção de FAI. Como resultado, surgiram diversas técnicas para a detecção de FAI disponíveis publicamente (AUCOIN; RUSSELL, 1987), (ELKALASHY et al., 2008) e (GAUTAM; BRAHMA, 2013), além de equipamentos comerciais desenvolvidos especialmente para esse propósito (PATTERSON et al., 1994) e (HOU, 2006). Apesar das diversas propostas apresentadas nos últimos anos para a detecção de FAI nenhuma é totalmente confiável, uma vez que nem todas FAI são detectáveis. Ou seja, é impossível detectar todas as FAI e ainda manter um nível aceitável de segurança contra falsas aberturas, tendo em vista a natureza probabilística desse evento.

Outro importante desafio da proteção de SEP contra FAI está relacionado ao restabelecimento rápido e seguro do serviço aos clientes. Uma vez que a FAI foi detectada e isolada, a etapa subsequente consiste em localizar o ponto de ocorrência do defeito para que equipes de manutenção possam proceder o reparo na parte afetada. As técnicas para Localização de Falhas de Alta Impedância (LFAI) em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica (SDEE) encontradas na literatura podem ser classificadas em três principais grupos: as técnicas baseadas no conhecimento (BRETAS et al., 2006), (BAKAR et al., 2014) e (FARIAS et al., 2018); as técnicas baseadas na topologia da rede (ELKALASHY et al., 2008), (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2012a), (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2012b), (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2015) e (BAHADOR; NAMDARI; MATINFAR, 2018); e as técnicas fundamentadas na medição da impedância aparente (IURINIC et al., 2016) e (RAMOS et al., 2017).

As técnicas baseadas no conhecimento exigem o treinamento de uma grande quantidade de dados. Além disso, o desempenho das referidas técnicas depende da confiabilidade e da validade desses dados. Em (BRETAS et al., 2006) foi proposta uma abordagem baseada em Redes Neurais Artificiais (RNA), enquanto (BAKAR et al., 2014) propõe uma abordagem de análise multi-resolução baseada na Transformada Wavelet Discreta (TWD). Essas técnicas têm como principal limitação a necessidade de um treinamento exaustivo da rede, levando em conta suas possíveis mudanças topológicas e operacionais. Em (FARIAS et al., 2018) foi apresentada uma abordagem de RNA treinada continuamente em tempo real. Embora essa técnica não exija um treinamento prévio, assim como outras técnicas do mesmo gênero, a sua solução necessita de dados que sejam representativos de todas as classes, que muitas vezes são difíceis de serem obtidos.

As técnicas baseadas na topologia da rede dependem da monitoração constante em múltiplos pontos do SEP. Neste caso, as medições são obtidas através de sensores ou unidades de medição instalados em cada um desses pontos. Entretanto, os altos custos associados a instalação e manutenção desses equipamentos nem sempre se justificam em SDEE. Em (ELKALASHY et al., 2008) é proposta uma metodologia para detecção e localização de FAI considerando monitoração sincronizada em múltiplos pontos do SDEE. Esses sistemas de monitoração processam as informações de tensões e correntes residuais relativas ao arco elétrico da falta usando a TWD para posteriormente transmiti-las usando sensores sem fio (*wireless*) para uma central de controle. Em (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2012a), (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2012b) e (MILIOUDIS; ANDREOU; LABRIDIS, 2015) foram propostas metodologias para a detecção e localização de FAI em SDEE rurais

usando a tecnologia de Redes Elétricas Inteligentes (REI), do inglês, *smart grids*. Nesses trabalhos, os sinais de tensão e de corrente monitorados são armazenados em dispositivos *Power Line Communication* (PLC) instalados ao longo da linha. A detecção de FAI é baseada no monitoramento de variações da impedância de entrada da rede em faixas de frequência específicas. Por outro lado, a LFAI é fundamentada na teoria de ondas viajantes de linhas de transmissão, em que a resposta ao impulso sob condições de falta permite a estimação da posição da falta. Contudo, os SDEE normalmente são projetados apenas para fins de fornecimento de energia e não para serem utilizados como canais de comunicação. Além disso, a presença de numerosos ramos cria um efeito de propagação em múltiplos trajetos que pode atenuar significativamente os sinais de alta frequência. Em (BAHADOR; NAMDARI; MATINFAR, 2018) é proposta uma técnica de LFAI em árvores baseada na medição da intensidade do campo magnético. Nessa proposta, a identificação da seção faltosa necessita de sensores de intensidade de campo magnético localizados em cada segmento de linha do alimentador. Em seguida, essa técnica estima a distância de falta a partir do ponto de identificação com base no deslocamento de fase da componente de alta frequência da intensidade do campo magnético no plano perpendicular ao eixo do condutor. Segundo os autores, a abordagem baseada no uso de sensores de intensidade de campo magnético é de baixo custo e comercialmente viável. Entretanto, assim como nos demais métodos de monitoração em múltiplos terminais, essa técnica depende que todos os sensores operem em boas condições para a estimação da distância de falta.

Os métodos fundamentados na impedância aparente são especialmente atrativos pelo baixo custo na sua implementação, especialmente os métodos que utilizam medições em somente um terminal do sistema. Com base nessa filosofia de proteção, diversas metodologias foram desenvolvidas nas últimas décadas assumindo que as faltas são puramente resistivas, lineares e constantes (SRINIVASAN; ST-JACQUES, 1989), (ZHU; LUBKEMAN; GIRGIS, 1997), (CHOI et al., 2004), (LEE et al., 2004), (CHOI et al., 2007), (SALIM et al., 2009), (SALIM; SALIM; BRETAS, 2011) e (GAZZANA et al., 2014). Entretanto, ainda no contexto dos métodos baseados na impedância a um terminal, duas técnicas apresentadas recentemente se destacam pelo grande avanço e pioneirismo no desenvolvimento de modelos matemáticos dedicados à LFAI (IURINIC et al., 2016) e (RAMOS et al., 2017). O trabalho de (IURINIC et al., 2016) apresenta um modelo no domínio do tempo que considera a representação das linhas por componentes de fase e a modelagem dos circuitos por parâmetros concentrados. Os parâmetros desconhecidos desse modelo são obtidos através de um estimador de Mínimos Quadrados Ponderados (MQP), cujos pesos da matriz de ponderação são nulos para amostras

da corrente de falta estimada próximas a um limiar do cruzamento por zero e unitários para amostras fora dessa região. Assim, as medidas de tensão e de corrente correspondentes aos pesos nulos são descartadas, uma vez que estão associadas a região de distorção da corrente de falta. Por outro lado, as amostras restantes são utilizadas na formação de um conjunto de equações para compor a matriz de parâmetros do modelo. Contudo, modelos no domínio do tempo podem apresentar alguns inconvenientes em relação a análise no domínio da frequência, tais como: presença de ruído e alta distorção nos sinais além de dificuldades inerentes a implementação (PHADKE; THORP, 2009). No trabalho de (RAMOS et al., 2017) é proposto um modelo no domínio da frequência cujas linhas são novamente representadas por componentes de fase e os circuitos modelados por parâmetros concentrados. Neste caso, é proposta uma técnica de análise residual associada a um estimador de MQP para seleção das melhores estimativas considerando os períodos de acréscimo e de constância da corrente de FAI. Nessa análise residual, uma medida é considerada espúria se o seu resíduo for superior a três desvios-padrão. Por conseguinte, a solução é descartada e uma nova amostra é selecionada no lugar da medida espúria a fim de compor um novo sistema de equações algébricas. A matriz de ponderação é considerada como o inverso da matriz de covariância das medidas, tal como sugerido em abordagens clássicas de estimação de estados (MONTICELLI, 1999), (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009). No entanto, essa proposta apresenta as seguintes limitações: (1) modelo matemático sobredeterminado composto somente por componentes na frequência fundamental dos fasores de tensão e de corrente; (2) representação de FAI com correntes de falta de alta magnitude e baixa distorção; (3) seleção das melhores estimativas com base em uma análise residual. No primeiro caso, a formação de um modelo matemático para LFAI considerando apenas os componentes harmônicos fundamentais resulta num sistema de equações algébricas sobredeterminado com alta dependência linear. Consequentemente, a matriz de parâmetros do modelo é próxima da singularidade podendo resultar em soluções matemáticas incorretas para o problema de LFAI. No segundo caso, as principais características de regime permanente de uma FAI não foram representadas. Assim, a consideração dessas características pode piorar significativamente o desempenho do método, podendo inclusive invalidar totalmente essa abordagem. Por último, a seleção das melhores estimativas com base em uma análise residual não é a solução mais adequada para o problema, uma vez que o resíduo não é uma variável aleatória, tal como descrito na literatura clássica de estimação de estados em SEP (BRETAS et al., 2013).

1.1 OBJETIVOS DA TESE

Considerando as limitações dos métodos para LFAI em SDEE que atualmente compõe o estado da arte, propõe-se atender os seguintes objetivos no desenvolvimento desta tese de doutorado:

- desenvolver equações matemáticas no domínio espectral que incorporem um modelo de FAI representativo disponível na literatura considerando componentes fundamental e de terceira ordem de tensões e correntes medidas em um terminal de dados;
- desenvolver uma técnica analítica de solução fundamentada na estimação de mínimos quadrados ponderados e no processamento de erros paramétricos, usando a teoria do erro normalizado recentemente proposta em estimação de estados.

1.2 CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA

Os objetivos a serem atingidos no desenvolvimento do trabalho aqui apresentado descrevem a sua efetiva importância. Contudo, em síntese, as principais contribuições dadas para o estado da arte das técnicas de LFAI são: o desenvolvimento de um modelo no domínio espectral para LFAI composto por equações distintas, considerando apenas informações relativas a um terminal de dados; a adoção de uma técnica fundamentada na identificação de sistemas para prever o comportamento dos coeficientes do modelo proposto, sendo os mesmos usados como uma estimativa inicial para a solução do problema; o desenvolvimento de uma metodologia original para o processamento de erros paramétricos do modelo de LFAI, proposto através das seguintes etapas: (1) detecção de erros, baseada na estimação do erro de medição composto normalizado, tal como sugere o estado da arte de estimação de estados em SEP; (2) correção do modelo, a partir da correção dos coeficientes de falta que estão diretamente vinculados as distorções nas formas de onda ocasionadas por FAI.

1.3 ESTRUTURA DA TESE

Além dos aspectos apresentados neste capítulo, esta tese está estruturada da seguinte forma:

- No Capítulo 2 é apresentada uma seleção dos trabalhos mais relevantes com base em análises experimentais e descrição dos fenômenos físicos associados a FAI, além de uma revisão bibliográfica de seus principais modelos representativos;

- No Capítulo 3 são descritos aspectos gerais relacionados à LFAI para em seguida apresentar os principais métodos de LFAI fundamentados na medição da impedância aparente e em medições a um terminal;
- No Capítulo 4 é apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre as técnicas e procedimentos que compõe o estado da arte em estimação de estados em SEP, os quais, compõe a base teórica para o desenvolvimento da proposta de processamento de erros apresentada nesta tese;
- No Capítulo 5 é apresentada a metodologia proposta para LFAI;
- No Capítulo 6 são apresentados os estudos de caso e os resultados obtidos, divididos em análises de sensibilidade do método proposto e análise comparativa da técnica proposta frente àquela que representa o estado da arte no assunto;
- No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros;
- No APÊNDICE A são apresentados os conceitos usados para modelagem de alimentadores aéreos de distribuição de energia elétrica;
- O APÊNDICE B descreve o modelo usado para a representação das barras de carga usado neste trabalho;
- O APÊNDICE C apresenta as deduções matemáticas para a correções de parâmetros do modelo matemático proposto neste trabalho;
- O APÊNDICE D apresenta em detalhes os dados do sistema de 13 barras do IEEE modificado, utilizado para realização das simulações;
- No APÊNDICE E são apresentados os dados estatísticos dos resultados obtidos dos estudos de caso propostos.

2 FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA: CARACTERÍSTICAS E MODELOS

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos relacionados ao fenômeno da FAI em SDEE, levando em consideração as suas características mais relevantes e seus modelos representativos.

2.1 CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

Uma FAI normalmente ocorre devido à queda ou contato de um condutor energizado do circuito da rede primária com uma superfície de alta resistividade, a exemplo de árvores, vias públicas ou construções. Deste modo, esta seção apresenta uma descrição das características físicas intrínsecas ao fenômeno da FAI devido a condutores caídos e devido ao contato acidental de linhas com árvores ou objetos.

2.1.1 Características Físicas de Falhas de Alta Impedância Devido a Condutores Caídos

As FAI resultantes do rompimento e queda de condutores energizados são provavelmente as mais preocupantes para as concessionárias de energia elétrica. Como consequência, uma FAI pode expor a população ao risco de choques elétricos e comprometer a integridade dos equipamentos da rede, podendo inclusive, causar inúmeros danos a propriedades privadas.

Devido à topologia predominantemente radial e grande área de abrangência dos SDEE, um grande número de consumidores pode permanecer sem fornecimento de energia após a atuação do sistema de proteção. Em virtude disso, talvez, as características de tensão e de corrente de condutores caídos ao solo são mais documentadas na literatura.

O trabalho de (JERRINGS; LINDERS, 1989) descreve de forma detalhada as características físicas de uma FAI decorrente do contato de um condutor energizado com o solo. Segundo os autores, o valor inicial reduzido da corrente de falta resulta do contato pobre entre o condutor e o solo. Como a área de contato é pequena, tanto a densidade de corrente quanto os gradientes de potencial são elevados, resultando no surgimento do arco elétrico localizado juntamente com a ionização do solo. Em seguida, esse arco penetra no solo, expandindo o contato efetivo. Em outras palavras, o arco formado entre condutor e solo não é eliminado na superfície, mas penetra no interior, aumentando a área do "eletrodo equivalente" do solo. Em função dos fenômenos envolvidos, esse eletrodo se comporta como uma resistência não linear, sendo responsável pela maior parte dos harmônicos observados nas

correntes de FAI. Esse eletrodo equivalente está conectado ao condutor caído através de um pequeno arco no ar, o qual, na maioria dos casos é suficientemente pequeno para ser desprezado. Entretanto, a interação adicional entre a não linearidade do solo (eletrodo) e o arco não pode ser ignorada. A característica não linear é mais significativa quando o solo é composto de carboneto de silício (SiC), presente na maioria dos solos arenosos. Quando a tensão de ruptura do SiC é superada, aumenta a zona de alta condutividade do solo, reduzindo a resistência do eletrodo equivalente. Conseqüentemente, a corrente aumenta, tendendo a manter as componentes de distorção a um percentual fixo da componente fundamental da corrente de falta. Esse comportamento está associado a uma característica não linear da curva tensão *versus* corrente ($v-i$), a qual, é mais pronunciada para esse tipo de solo.

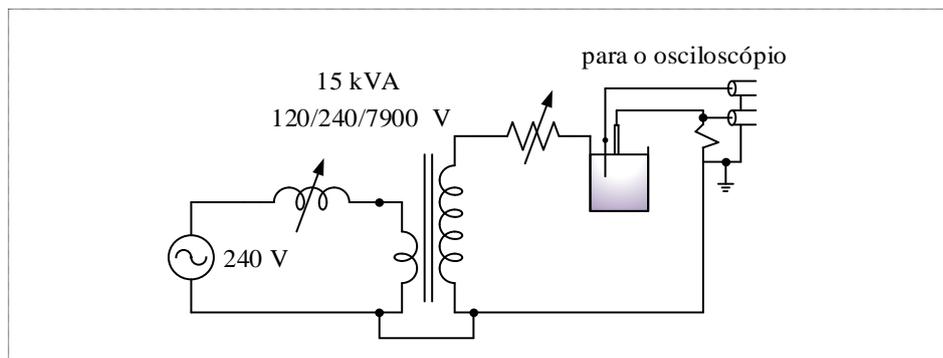
O comportamento de FAI resultante de condutores caídos também é descrito no trabalho de (EMANUEL et al., 1990). Nesse trabalho, as características físicas do arco elétrico foram estudadas com base em dados experimentais resultantes da aplicação de uma tensão de 7,9 kV, a partir de um transformador de tensões 0,24 kV/7,9 kV e potência aparente de 5 kVA, em um recipiente cilíndrico metálico preenchido com areia para construção, conforme mostrado na Figura 1. Como pode ser visto na figura, um resistor variável foi conectado em série com o recipiente a fim de simular as variações de resistência do trajeto para o solo. Com a aplicação da tensão, o solo ao redor dos eletrodos aquece, ocasionando a formação do arco elétrico. Quando o arco é iniciado, a ponta do arco irá alterar drasticamente a distribuição do campo elétrico ao seu redor. A emissão termiônica¹, os elevados gradientes de potencial e a redução da condutividade do solo com o aumento da distância para o eletrodo fazem com que o arco se estenda, penetrando o solo. Segundo os autores, a pronunciada assimetria entre a tensão e a corrente observada no experimento se deve ao fato de que a sílica quente incandescente ao redor do arco se comporta como um "ponto catódico", que emite elétrons provocando uma redução na queda de tensão quando o condutor (eletrodo de alta tensão) é positivo. Na medida em que o arco se estende para o interior do solo dois parâmetros começam a mudar: (1) a área ao redor do eletrodo fica mais seca; (2) o equilíbrio entre a taxa de calor gerado pelo arco e a taxa de calor transferido para o meio é perturbado. Neste estágio, dois cenários são possíveis:

- a) A umidade é difundida, retornando novamente para o solo seco e o arco é reiniciado quando a frente úmida estiver suficientemente próxima do eletrodo de alta tensão. Quando isso ocorre, a rigidez dielétrica do meio é rompida e o arco é reiniciado

¹ É o processo pelo qual os portadores de carga, como elétrons ou íons, movem-se sobre uma superfície metálica por indução de calor.

- novamente. Contudo, o caminho percorrido pelo arco será diferente do inicial, uma vez que o caminho inicial agora está solidamente vitrificado por um tubo de fulgurito².
- b) Se o condutor caído tem vários pontos de contato com o solo, o arco pode começar em outro ponto, se o campo local aumenta devido as alterações na distribuição de potencial.

Figura 1 - Diagrama esquemático de configuração para ensaio de arco em laboratório.



Fonte: (EMANUEL et al., 1990).

2.1.2 Características Físicas de Falhas de Alta Impedância Devido ao Contato entre Condutores Energizados e Árvores

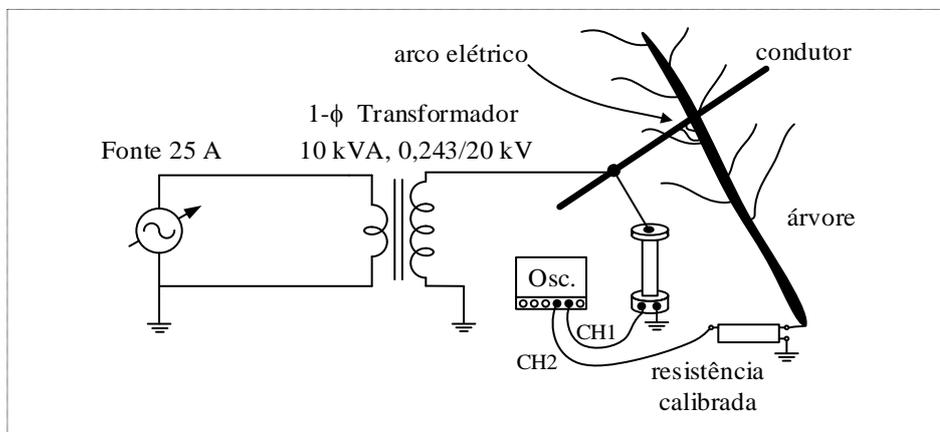
Os alimentadores aéreos de SDEE, devido à sua topologia, são suscetíveis a falhas resultantes do contato acidental entre condutores energizados e galhos ou troncos de árvores. Essas falhas, muitas vezes, são ocasionadas por fenômenos naturais, tais como tempestades ou a força dos ventos, que arremessam a vegetação sobre as linhas energizadas. As árvores são condutoras de eletricidade, de modo que uma fuga de corrente de uma linha energizada através de uma árvore pode resultar em riscos de eletrocussão para os seres vivos que, porventura, toquem na árvore ou em objetos que estão em contato com a mesma.

O trabalho de (ELKALASHY et al., 2007) apresenta estudos experimentais de FAI resultantes do contato entre condutor energizado e árvore. A configuração usada nos experimentos e seus componentes são apresentados na Figura 2. Esses estudos foram divididos em duas etapas. Na primeira etapa, a resistência de conexão entre condutor e árvore foi medida, antes de aplicar a tensão no condutor. Em seguida, a tensão no condutor em contato com a árvore foi aumentada gradativamente até 11,5 kV, a fim de observar os valores de tensão e de corrente correspondentes a cada passo de acréscimo de tensão. A partir dos

² É um tubo vitrificado formado pela fusão de areia ou de rochas, devido a ação de descargas elétricas de origem atmosférica ou por ação de arco elétrico.

valores medidos, uma resistência de falta foi estimada experimentalmente e comparada com a resistência de conexão entre condutor e árvore, medida de forma direta. Com base nesse experimento foi observada uma resistência em torno de 200 k Ω , com desvio-padrão de 18 k Ω , em torno do valor medido diretamente. Outro experimento de laboratório com a mesma árvore, porém, a uma temperatura inferior a -15°C , resultou em uma impedância em torno de 800 k Ω . Considerando que as simulações foram realizadas sob as condições climáticas de um país nórdico, foi concluído que a resistência da árvore varia de acordo com a estação anual, numa faixa entre 200 k Ω e 800 k Ω , aproximadamente. Na segunda etapa do experimento de (ELKALASHY et al., 2007), uma tensão de 11,5 kV foi aplicada ao condutor, considerando inicialmente, condutor e árvore isolados um do outro. Em seguida, a árvore foi deslocada em direção ao condutor até que, a uma distância de 2-3 cm, foi estabelecido um arco iniciando a corrente e a distorção na forma de onda da tensão. Por fim, a árvore foi afastada do condutor, prolongando o arco até uma distância em torno de 4-7 cm, a partir da qual, o arco é extinto. Esse cenário, de certo modo, representa uma falta temporária, no entanto, se a árvore não se afastasse do condutor, a falta se tornaria permanente. Nesse experimento foram observadas distorções nas formas de onda da tensão e da corrente, influenciadas pelo comportamento do arco. Assim, períodos transitórios com picos nas formas de onda da tensão e da corrente ficaram evidentes nos instantes de recomeço do arco.

Figura 2 - Configuração experimental de contato entre condutor energizado e árvore.



Fonte: (ELKALASHY et al., 2007).

2.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

De modo geral, os fenômenos físicos que envolvem as FAI dão origem a características elétricas típicas, tais como (JERRINGS; LINDERS, 1989), (EMANUEL et al., 1990) e (NAM et al., 2001):

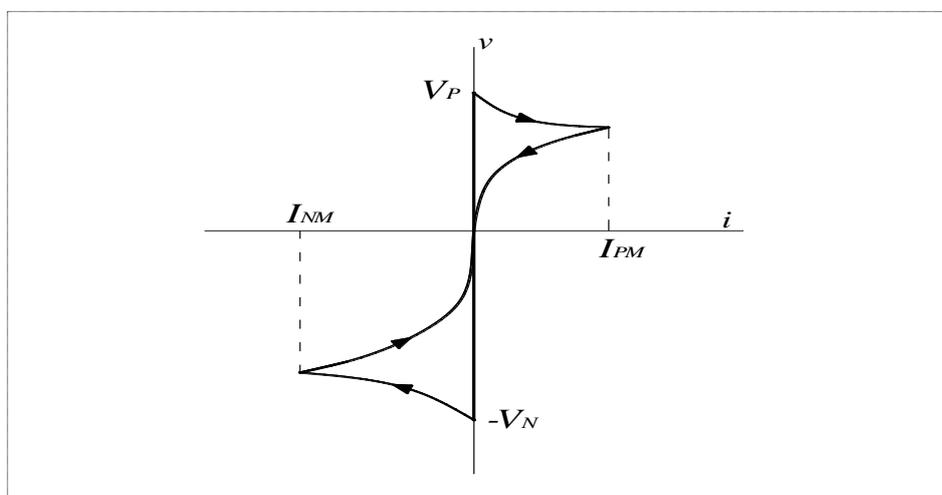
- a) *Buildup*: a amplitude da corrente de falta cresce gradualmente até atingir seu valor máximo.
- b) *Shoulder*: intervalos de constância no crescimento da corrente de falta.
- c) Não linearidade: a curva característica de tensão em função da corrente é não linear.
- d) Assimetria: a corrente de falta possui valores de pico distintos para os semiciclos positivo e negativo.

As características de não linearidade e de assimetria podem ser observadas através da curva característica $v-i$, apresentada na Figura 3. Nessa curva, é possível observar os valores de ruptura para tensão, a partir dos quais, uma corrente começa a fluir.

As características de *buildup* e de *shoulder* podem ser observadas na curva de corrente em função do tempo, mostrada na Figura 4.

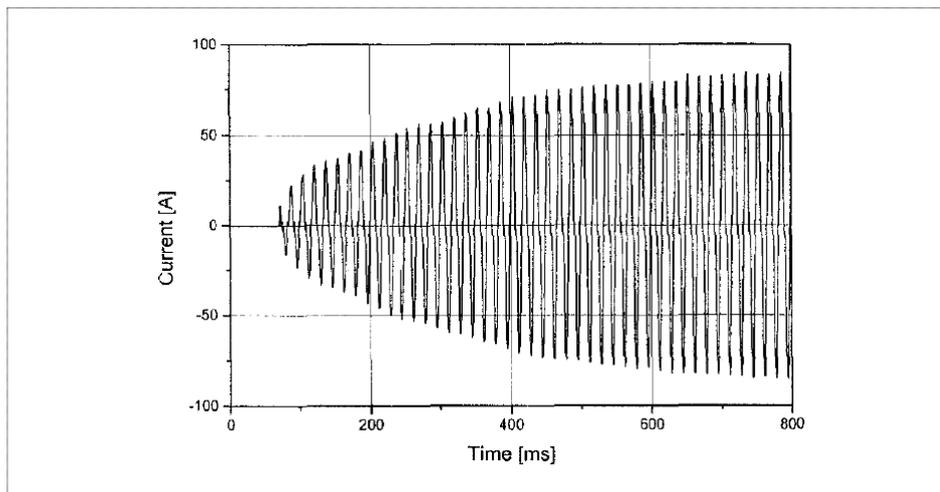
Além das características dos sinais de tensão e de corrente em FAI, comumente descritas em diversos trabalhos relacionados ao assunto, na literatura também são apresentadas outras características elétricas provenientes de FAI, sendo algumas delas, inerentes ao cenário de falta considerado em cada trabalho.

Figura 3 - Curva característica $v-i$ de uma FAI.



Fonte: (EMANUEL et al., 1990).

Figura 4 - Corrente em função do tempo para uma FAI em pedras sólidas.



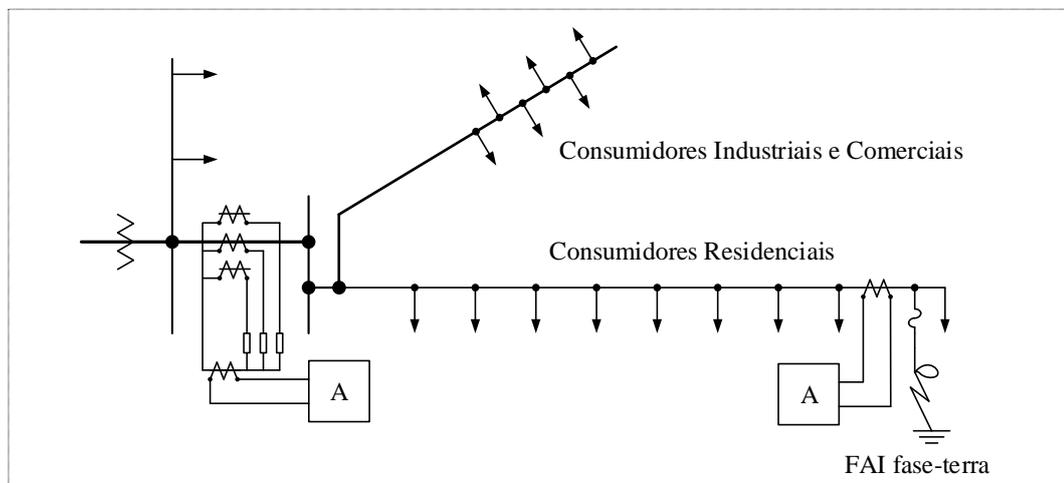
Fonte: (NAM et al., 2001).

Em seu trabalho, (EMANUEL et al., 1990) apresenta uma análise de harmônicos e dos valores eficazes da corrente de falta. Essas análises se baseiam em dados experimentais resultantes de FAI aplicadas propositalmente em pontos remotos de um SDEE real e em operação, cuja tensão é de 13,8 kV e a frequência é de 60 Hz, mostrado na Figura 5. As faltas foram aplicadas considerando a areia como superfície de ensaio. A partir dessa análise foi concluído que, para correntes de falta superiores a 1 A, o arco se comporta de forma estável com valor eficaz aproximadamente constante durante longos períodos de tempo. Correntes de falta inferiores a 1 A, são caracterizadas por períodos mais curtos de corrente de arco estável e pela extinção e inicialização aleatória de arco. Para correntes de falta entre 12 A e 15 A, o ângulo de fase da corrente da segunda harmônica permanece dentro de uma faixa de $\pm 25^\circ$ e, o ângulo de fase da corrente da terceira harmônica permanece dentro de uma faixa de $115^\circ \pm 25^\circ$. Para correntes de falta superiores a 10 A, foram observadas terceiras harmônicas entre 5% e 15% de sua componente fundamental e, segundas harmônicas entre 3,7% e 6,7% em relação à mesma referência. Harmônicas de ordem superior à terceira são ignoradas nessa análise, uma vez que não apresentam informações que sejam confiáveis para baixas correntes de falta. Os resultados obtidos em tal análise corroboram com os ensaios de laboratório realizados mais tarde pelos mesmos autores.

O trabalho de (NAM et al., 2001) apresenta uma análise transitória e uma análise de espectros da corrente de falta. Essas análises são baseadas em dados experimentais obtidos de aplicações de FAI em um SDEE real, cuja tensão nominal é de 22,9 kV e a frequência é de 50 Hz. Os dados foram obtidos de medições no ramal faltoso, em vez de medições na subestação, a fim de evitar informações pertinentes às condições de carga do sistema. Com base nessas

medições, os autores verificaram que o tempo de duração e a quantidade dos fenômenos de *buildup* e de *shoulder* dependem do tipo de superfície ensaiada. Para o cascalho, foi observado que a corrente de falta atinge o seu valor máximo em torno de 15 ciclos, enquanto que, para pedras sólidas, a corrente atinge seu valor máximo em 35 ciclos, aproximadamente. Para o último caso, os fenômenos de *buildup* e de *shoulder* podem ser visualizados com maior clareza através da curva da corrente de falta na Figura 4. Nesse ensaio, o *buildup* pode ser observado nos ciclos 4, 12, e 24 após a incidência da corrente de falta, apresentando um tempo de duração que varia entre 3 e 4 ciclos. O tempo de duração para que a corrente de falta se aproxime do seu valor máximo se deve em grande parte a presença de *shoulder*, como pode ser observado na curva da corrente. Segundo os autores, as características de *buildup* e de *shoulder* estão presentes somente durante a condição transitória da FAI, ou seja, até que a corrente atinja um valor máximo estável, enquanto as características de não linearidade e de assimetria são observadas durante todo o período de ocorrência de uma FAI. A análise de harmônicas apresentada nesse trabalho mostra que, para uma corrente de falta máxima em torno de 80 A, a terceira harmônica observada foi de 11,8% de sua componente fundamental. Esse resultado, de certo modo, está coerente com a análise apresentada no trabalho de (EMANUEL et al., 1990), que considera variações de terceira harmônica em torno de 5% a 15% da componente fundamental, para correntes acima de 10 A.

Figura 5 - Alimentador de distribuição teste de Emanuel *et al.* (1990).



Fonte: (EMANUEL et al., 1990).

2.3 MODELOS DE FALTA DE ALTA IMPEDÂNCIA

Uma previsão realista do comportamento de faltas em SEP é fundamental para o projeto e implementação de melhores esquemas de proteção. Assim, há uma crescente

demanda por modelos mais detalhados e exatos a fim prever a resposta transitória de SEP a perturbações causadas por FAI com formação de arco elétrico. Por outro lado, uma previsão exata dos transitórios ocasionados por esse tipo de falta exigem uma representação detalhada e abrangente de todos os componentes presentes em um sistema.

Motivados por essas razões, diversos pesquisadores propuseram modelos de FAI que buscam representar de forma mais realista possível as principais características elétricas envolvidas em FAI, com base em estudos transitórios realizados para faixas de frequência acima da frequência nominal do sistema. Esses trabalhos são descritos nesta seção, que apresenta os modelos de FAI em três grupos: os modelos de diodos em antiparalelo; os modelos baseados na curva característica $v-i$; e os modelos fundamentados nas equações de arco elétrico.

2.3.1 Modelos Baseados em Diodos em Antiparalelo

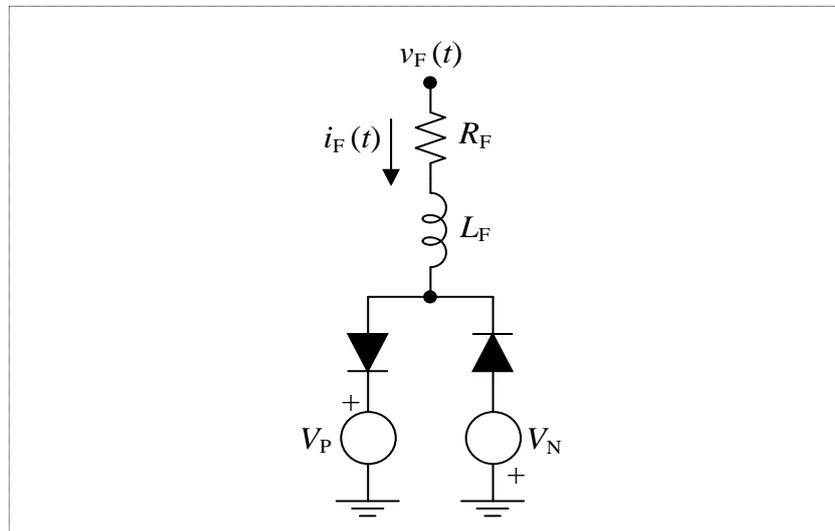
O modelo baseado em diodos em antiparalelo foi inicialmente apresentado por (EMANUEL et al., 1990) a fim de reproduzir as principais características do arco elétrico associadas a uma FAI. Tendo em vista que esse trabalho é um marco de referência em modelagem de FAI, nesta subseção são descritas as características do referido modelo, bem como as suas extensões, desenvolvidas com o propósito de contemplar certas características observadas.

2.3.1.1 Proposta de Emanuel *et al.* (1990)

O trabalho de (EMANUEL et al., 1990) propõe um modelo elétrico para reproduzir de forma simplificada as características do arco elétrico produzido por uma FAI. Esse modelo consiste de um resistor em série com um indutor, associados a um circuito com dois diodos em antiparalelo, cada diodo em série com uma fonte de tensão contínua, como mostra a Figura 6. As características do arco elétrico, nesse modelo, são reproduzidas através das fontes de tensão contínua, V_P e V_N , ligadas em antiparalelo através de dois diodos. Durante o semiciclo positivo, a corrente flui apenas através de V_P , e durante o semiciclo negativo, a corrente flui apenas através de V_N . De acordo com (EMANUEL et al., 1990), com essa configuração é possível controlar a assimetria mediante a escolha de valores de V_P e V_N . Ainda, conforme a análise apresentada pelos autores, a segunda harmônica da corrente de falta é função principalmente da variação $\Delta V = V_N - V_P$, enquanto a terceira harmônica é função principalmente de $\tan(\theta) = X_F/R_F$, em que X_F é a reatância indutiva de falta e R_F é a

resistência de falta do modelo de FAI apresentado na Figura 6. O controle da terceira harmônica da corrente de falta pode ser realizado através das amplitudes da tensão de arco, representadas por V_P e V_N . Assim, se os valores dessas amplitudes aumentam, a distorção na forma de onda da corrente tende a aumentar, ocasionando um acréscimo na terceira harmônica da corrente de falta, como consequência.

Figura 6 - Modelo de FAI baseado em diodos em antiparalelo.



Fonte: (EMANUEL et al., 1990).

2.3.1.2 Variações da Proposta de Emanuel *et al.* (1990)

Diversos trabalhos propuseram extensões no modelo baseado em diodos apresentado por (EMANUEL et al., 1990) com a justificativa de que tais características foram desprezadas na proposta original (SHARAF; SINDER; DEBNATH, 1993), (WAI; YIBIN, 1998), (SHENG; ROVNYAK, 2004) e (ZAMANAN; SYKULSKI, 2006).

No trabalho de (SHARAF; SINDER; DEBNATH, 1993) foi desenvolvido um modelo de diodos em antiparalelo consistindo de dois resistores não lineares e duas fontes de tensão contínua, como mostra a Figura 7(a). Nesse modelo, os resistores ligados em série com cada fonte de tensão permitem o controle da assimetria na forma de onda da tensão de arco e das variações na amplitude da corrente de falta ao longo do tempo.

No trabalho de (WAI; YIBIN, 1998), os autores desenvolveram um modelo de diodos em antiparalelo implementado no *Alternative Transient Program* (ATP) (BONNEVILLE POWER ADMINISTRATION, 2007), controlado por uma ferramenta TACS³, como mostra a Figura 7(b). Nesse modelo, as chaves Ch₁ e Ch₂ são chaves convencionais controladas pelo

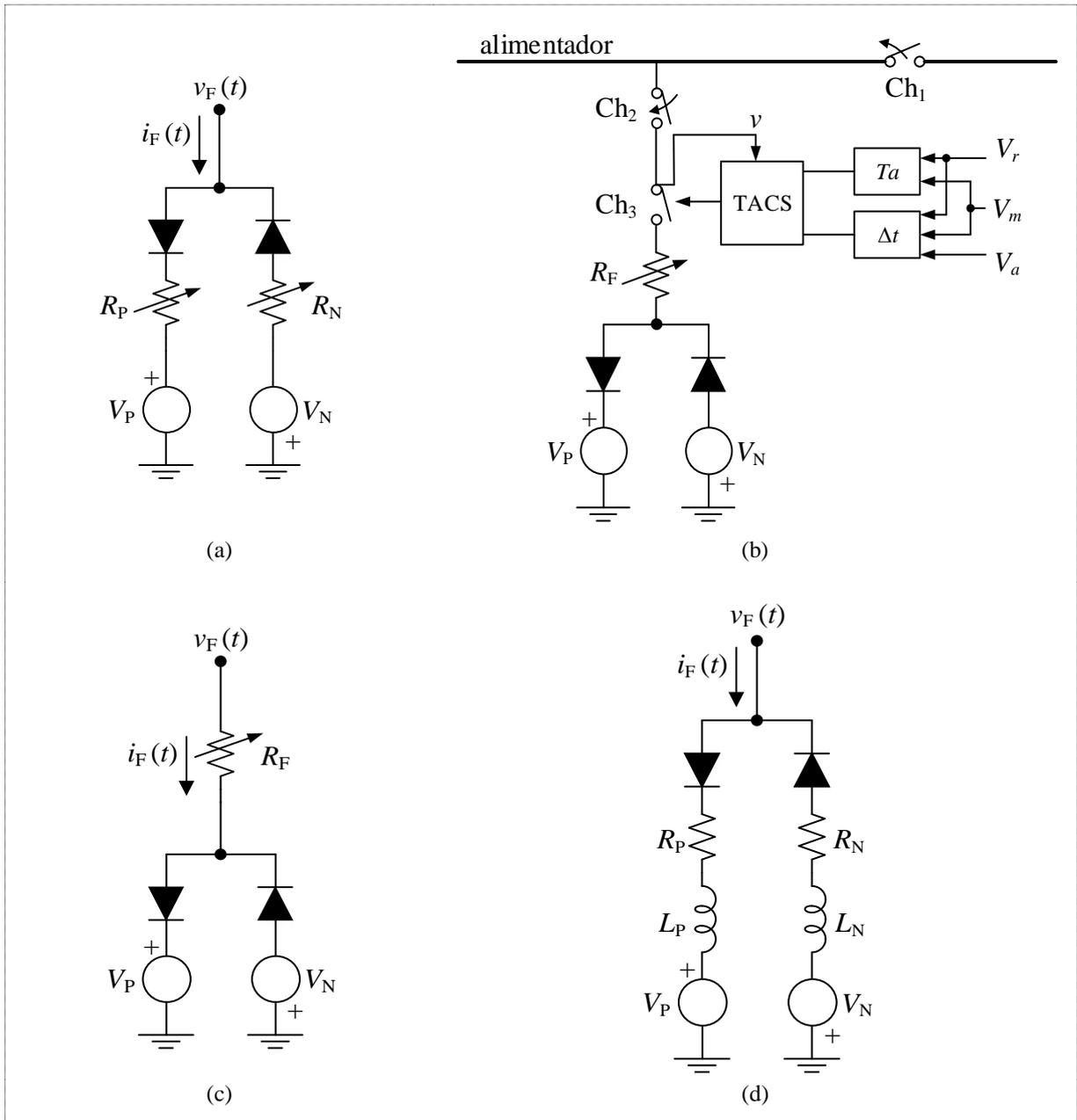
³ *Transient Analysis of Control Systems* (TACS) é uma ferramenta de interface do ATP que permite a modelagem dos sistemas de controle e de componentes com características não lineares.

tempo. A chave Ch_1 isola o alimentador do circuito a jusante da falta, simulando o rompimento e queda do condutor, enquanto a chave Ch_2 fornece o trajeto para a FAI. A chave Ch_3 , controlada por TACS, é responsável pelo recomeço e extinção do arco elétrico. A resistência não linear R_F tem a função de controlar a magnitude da corrente de falta. Essa resistência é ligada em série ao circuito de condução do arco elétrico que consiste em dois diodos ligados em antiparalelo a duas fontes de tensão, V_P e V_N . O modelo proposto nesse trabalho, segundo os autores, reproduz a dinâmica do arco elétrico melhor do que o modelo de (EMANUEL et al., 1990), permitindo um ajuste da diferença entre o ângulo de fase da tensão aplicada e da corrente de falta.

No modelo de (SHENG; ROVNYAK, 2004), uma resistência não linear é ligada em série ao circuito de condução do arco elétrico que consiste em dois diodos, ligados em antiparalelo a duas fontes de tensão contínua, conforme apresentado na Figura 7(c). Assim como nas propostas descritas anteriormente, a resistência não linear é usada para controlar a magnitude da corrente de falta. Na análise apresentada pelos autores, as fontes são ajustadas para fornecer variações aleatórias em suas tensões com base num valor central, V_C , selecionado aleatoriamente a partir do conjunto $\{1000, 2000, \dots, 5000\}$ V. Cada fonte é ajustada para os valores a_1V_C e a_2V_C , respectivamente, sendo que a_1 e a_2 são selecionados aleatoriamente no intervalo de $\{-25\%, -20\%, \dots, 25\%\}$. Tal parametrização foi utilizada para simulação de FAI em um alimentador de distribuição de 12,5 kV de tensão nominal. De acordo com a análise apresentada nesse trabalho, a presença das fontes de tensão contínua com amplitudes variando aleatoriamente a cada semiciclo e do resistor não linear permitem reproduzir algumas características dinâmicas e de aleatoriedade de uma FAI sobre diferentes superfícies de contato, como asfalto, areia ou grama.

O trabalho de (ZAMANAN; SYKULSKI, 2006) propõe um modelo de diodos em antiparalelo, no qual cada ramo paralelo é composto por uma resistência, uma indutância e uma fonte de tensão contínua, como mostra a Figura 7(d). Além das características típicas de FAI já verificadas em trabalhos anteriores, a análise apresentada no trabalho de (ZAMANAN; SYKULSKI, 2006) mostra que a presença de indutâncias em ramos distintos do circuito em antiparalelo permite um maior controle da assimetria e do deslocamento de fase de harmônicas ímpares da corrente de falta.

Figura 7 - Extensões do modelo de diodos em antiparalelo proposto por Emanuel *et al.* (1990): (a) Sharaf, Snider e Debnath (1993); (b) Wai e Yibin (1998); (c) Sheng e Rovnyak (2004); (d) Zamanan e Sykulski (2006).



Fontes: (SHARAF; SINDER; DEBNATH, 1993), (WAI; YIBIN, 1998), (SHENG; ROVNYAK, 2004) e (ZAMANAN; SYKULSKI, 2006).

2.3.2 Modelos Baseados na Característica Tensão versus Corrente

Os modelos fundamentados no comportamento da curva característica $v-i$ são modelos do tipo "caixa preta", uma vez que buscam reproduzir as principais características de FAI através de componentes cuja a estrutura interna, muitas vezes, é desconhecida. Em geral, tratam-se de componentes criados especificamente para modelagem dessas faltas,

implementados com o auxílio de dispositivos de controle, através de linguagens de programação ou mediante uma combinação dos dois primeiros casos.

As subseções a seguir apresentam alguns dos principais trabalhos que envolvem modelos baseados na característica $v-i$, bem como, os procedimentos experimentais usados na obtenção desses modelos.

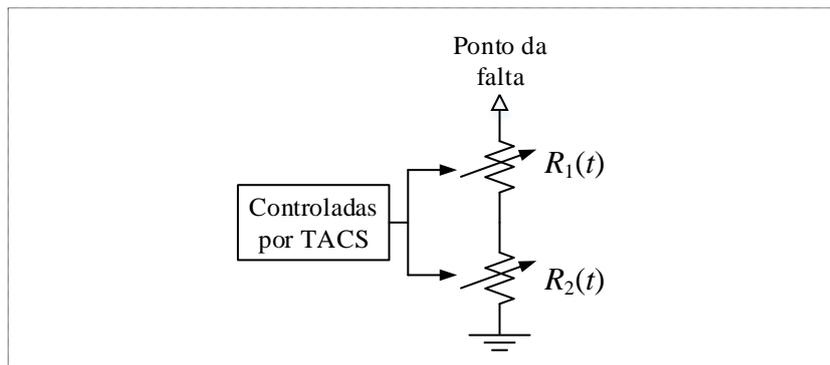
2.3.2.1 Proposta de Nam *et al.* (2001)

O trabalho de (NAM et al., 2001) apresenta um modelo baseado no comportamento da curva característica $v-i$. Tal modelo consiste de dois resistores variáveis no tempo conectados em série e controlados por um dispositivo TACS, como mostra a Figura 8. Nesse modelo, $R_1(t)$ controla a não linearidade e a assimetria, enquanto $R_2(t)$ é responsável pelo controle de *buildup* e de *shoulder*. A resistência total em função do tempo é descrita por:

$$R(t) = R_1(t) + R_2(t), \quad (1)$$

em que $R_1(t)$ tem uma característica periódica, ou seja, essa resistência é igual a $R_1(t+T)$, sendo T o período; e $R_2(t)$ tem um valor muito elevado no início e, após a incidência de falta seu valor é monotonamente diminuído durante o estado transitório tornando-se zero na condição de regime permanente.

Figura 8 - Modelo de FAI proposto por Nam *et al.* (2001).



Fonte: (NAM et al., 2001).

O resistor $R_1(t)$ é modelado a partir de valores instantâneos de tensão e de corrente, obtidos de dados experimentais, num intervalo de um ciclo e considerando uma condição estável da falta. Contudo, em vez de utilizar todos os pontos da curva característica $v-i$, foi utilizada uma curva linearizada desses pontos, a partir da qual define-se que:

$$R_1(t) = \frac{v(t)}{i(t)}, \quad (2)$$

cujas corrente $i(t)$, em função da derivada da tensão, é calculada através de:

$$i(t) = i_n + \frac{i_{n+1} - i_n}{v_{n+1} - v_n} (v(t) - v_n), \quad (3)$$

caso a tensão no ramo faltoso se encontre na seguinte faixa:

$$v_n < v(t) < v_{n+1}. \quad (4)$$

O resistor $R_2(t)$ é modelado posteriormente a determinação de $R_1(t)$, através da subtração da resistência $R(t)$ da resistência $R_1(t)$, para cada ponto da curva.

2.3.2.2 Proposta de Nakagomi (2006)

Em (NAKAGOMI, 2006) é apresentado o mesmo modelo de (NAM et al., 2001), fundamentado na curva característica $v-i$, representado por dois resistores variáveis conectados em série. Entretanto, o controle de $R_1(t)$ e $R_2(t)$ é realizado de maneira mais simples e flexível usando a linguagem MODELS⁴. Os dados experimentais para a construção da curva característica $v-i$ foram obtidos de ensaios de FAI em um solo de baixa resistividade, num SDEE de 13,8 kV de tensão nominal. O modelo computacional foi desenvolvido mediante a normalização da característica $v-i$ obtida desses ensaios, conforme a seguinte expressão:

$$I_{\text{base}} = \frac{V_{\text{base}}}{R_{\text{F}}}, \quad (5)$$

em que V_{base} é igual a tensão nominal de fase do sistema e R_{F} é a resistência de falta definida pela relação entre a tensão de base e a corrente de pico, da característica $v-i$.

Conforme o autor, a utilização dessas duas bases possibilita que sejam simulados diferentes valores de resistência de falta, bastando apenas, que seja informada a tensão nominal de fase do alimentador e a resistência de falta desejada na simulação. Uma vez que se conhece a característica $v-i$ em valores por unidade, basta multiplicar os seus eixos de tensão e de corrente pelas bases para se obter característica $v-i$ em volt-ampere a ser utilizada na simulação.

O algoritmo proposto por (NAKAGOMI, 2006) para modelagem de uma FAI é apresentado nos seguintes passos:

- a) Dada a tensão no ponto da falta, $v(t)$, o algoritmo determina em que faixa da curva característica $v-i$ essa tensão se encontra conforme a equação (4);
- b) Verifica-se o sinal da derivada da tensão na equação (3); se for positiva (crescente),

⁴ MODELS é uma linguagem de programação associada a ferramenta de simulação ATP, focada para a modelagem do comportamento dinâmico de sistemas físicos complexos.

seleciona-se o semiciclo de subida da curva $v-i$; se for negativa (decrecente), seleciona-se o semiciclo de descida da mesma curva;

- c) Estima-se a corrente $i(t)$ por meio de interpolação conforme a equação (3).
- d) Conhecidos $v(t)$ e $i(t)$, calcula-se $R_1(t)$ através da equação (2).

Uma vez conhecido $R_1(t)$, $R_2(t)$ pode ser obtido ao subtrair $R(t)$ de $R_1(t)$ para cada ponto da curva (NAM et al., 2001). Entretanto, (NAKAGOMI, 2006) propõe uma equação de envoltória baseada no cálculo do valor da impedância para os instantes em que a tensão e a corrente atingem o valor de pico. Dessa forma, $R_2(t)$ é obtida a cada instante de tempo de simulação.

2.3.2.3 Proposta de Santos *et al.* (2013)

O trabalho de (SANTOS et al., 2013) apresenta um modelo idêntico ao de (NAM et al., 2001), representado por dois resistores variáveis controlados por TACS, fundamentado no comportamento da característica $v-i$. Entretanto, as principais contribuições dessa proposta foram: a inclusão de uma chave a jusante da falta para simular a queda do condutor e o consequente desequilíbrio de tensões no circuito a jusante da falta; e a modelagem de $R_2(t)$ através de um polinômio de regressão que permite a representação de diversos tipos de superfícies de contato. A Figura 9 apresenta o modelo proposto por (SANTOS et al., 2013).

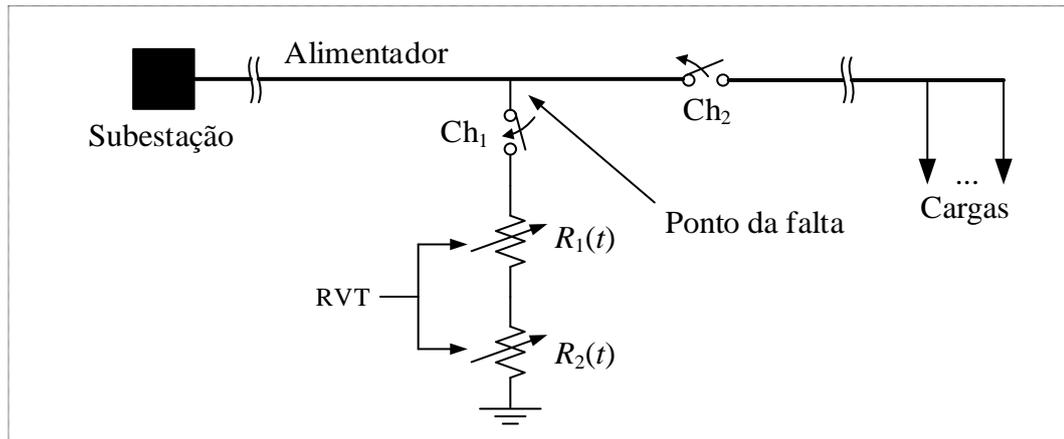
Nesse trabalho, a determinação de $R_1(t)$ segue a mesma abordagem proposta no trabalho de (NAM et al., 2001), descrita com base nas equações (2)-(4). A resistência $R_2(t)$, por sua vez, foi aproximada por um polinômio de regressão de acordo com a seguinte equação:

$$R_2(t) = \begin{cases} a_n t^n + a_{n-1} t_{n-1} + \dots + a_1 t + a_0, & \text{se } t < \Delta t \\ 10^{-5}, & \text{se } t \geq \Delta t \end{cases}, \quad (6)$$

em que: n é o grau do polinômio; a_k é o coeficiente do polinômio de grau k ; e Δt é o intervalo de crescimento da corrente.

A determinação dos coeficientes do polinômio descrito na equação (6) é baseada no método dos mínimos quadrados. O conjunto de dados foi obtido através de ensaios de FAI em um SDEE de 13,8 kV de tensão nominal, considerando as seguintes superfícies de contato: areia, asfalto, cascalho, paralelepípedo, grama e solo local.

Figura 9 - Modelo de FAI proposto por Santos *et al.* (2013).



Fonte: (SANTOS et al., 2013).

2.3.3 Modelos Baseados nas Equações de Arco Elétrico

Esses modelos são baseados em equações diferenciais que descrevem a relação existente entre a tensão e a corrente do arco elétrico, sem levar em conta os fenômenos dielétricos envolvidos. O objetivo desses modelos é representar o arco elétrico de forma mais realista possível, considerando a interação dinâmica entre o arco da falta e a rede elétrica. A maioria dos modelos desse tipo deriva dos trabalhos apresentados por Cassie (em 1932) e Mayr (em 1943) (ZANETTA, 2003), inicialmente desenvolvidos para representar a extinção de arco elétrico em disjuntores de alta tensão.

2.3.3.1 Equações Dinâmicas de Arco Elétrico

Ao longo dos anos, os modelos estáticos de arco elétrico inicialmente propostos por Cassie (em 1932) e Mayr (em 1943) (ZANETTA, 2003) sofreram modificações, dando origem aos chamados modelos dinâmicos de arco elétrico. Enquanto os modelos estáticos tradicionais apresentam parâmetros constantes, os modelos dinâmicos assumem parâmetros dependentes da tensão e da corrente a fim de representar a interação dinâmica entre o arco da falta e a rede elétrica. Dentre os modelos dinâmicos propostos na literatura destaca-se o trabalho de Hochrainer (em 1971) (ZANETTA, 2003). Esse modelo fundamenta-se na teoria de sistemas de controle e no balanço de potência do canal de arco, sendo expresso por:

$$\frac{dg(t)}{dt} = \frac{1}{\tau}(G - g), \quad (7)$$

em que: g é a condutância de arco variável no tempo; G é a condutância de arco estática; e τ é a constante de tempo do arco elétrico.

A condutância instantânea (g) e a condutância estática (G) são expressas respectivamente por:

$$g = \frac{1}{R_{arc}}, \quad (8)$$

$$G = \frac{|i_F|}{V_{arc}}, \quad (9)$$

em que V_{arc} é a tensão de arco estática; R_{arc} é a resistência de arco variável no tempo; e i_F é o valor instantâneo da corrente de falta (arco).

De acordo com (KIZILCAY; PNIOK, 1991), a condutância de arco estacionária (G) pode ser fisicamente interpretada como o valor da condutância do arco a ser atingido se a corrente de arco fosse mantida constante por um intervalo de tempo suficientemente longo, sob condições externas constantes.

Segundo (ZANETTA, 2003), não podem ser feitas interpretações do arco elétrico utilizando constantes de tempo, uma vez que tal fenômeno é de natureza não linear e dependente de diversos fatores aleatórios. Ainda assim, o conceito de constante de tempo é utilizado na tentativa de associá-lo a um tempo de acomodação das condições térmicas do arco.

Na literatura, são encontrados diversos modelos baseados nas equações dinâmicas, originalmente propostas por Hochrainer (em 1971), para a representação de arcos elétricos longos (KIZILCAY; KOCH, 1994) e (ZANETTA, 2003). Entretanto, essas equações dinâmicas devem ser adaptadas para o caso do arco elétrico proveniente da FAI, que tem características bem específicas, dentre elas, o pequeno comprimento do arco e a baixa magnitude da corrente de falta. Deste modo, nas subseções a seguir são apresentados modelos baseados em equações dinâmicas de arco elétrico desenvolvidos especificamente para condição de FAI em SDEE.

2.3.3.2 Proposta de Elkalashy *et al.* (2007)

O trabalho de (ELKALASHY *et al.*, 2007) parte do modelo dinâmico universal de arco elétrico, descrito nas equações (7)-(9), e adapta o referido modelo para o caso de FAI resultante de contato entre linhas aéreas de média tensão e árvores. No modelo descrito nessas equações, dois parâmetros são desconhecidos: V_{arc} e τ . O parâmetro V_{arc} descreve o nível de corte da tensão de arco, que pode ser determinada quando $dg(t)/dt = 0$, sincronizado com o instante em que a corrente é máxima. Esse parâmetro é estimado a partir da característica $v-i$,

gerada através de experimentos de laboratório, descritos no artigo. Uma vez conhecido o parâmetro V_{arc} , é possível obter-se τ através da discretização da equação (7):

$$\frac{g(k+1) - g(k)}{\Delta t} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{|i_F(k)|}{V_{arc}} - g(k) \right), \quad k = 1, 2, \dots \quad (10)$$

Como $g(k)$ é conhecida devido as medidas de tensão e de corrente de arco, obtidas de dados experimentais, a constante de tempo τ pode ser isolada na equação (10). Esse procedimento resulta numa série de pontos de τ em função de g , os quais podem ser ajustados de acordo com a seguinte função exponencial:

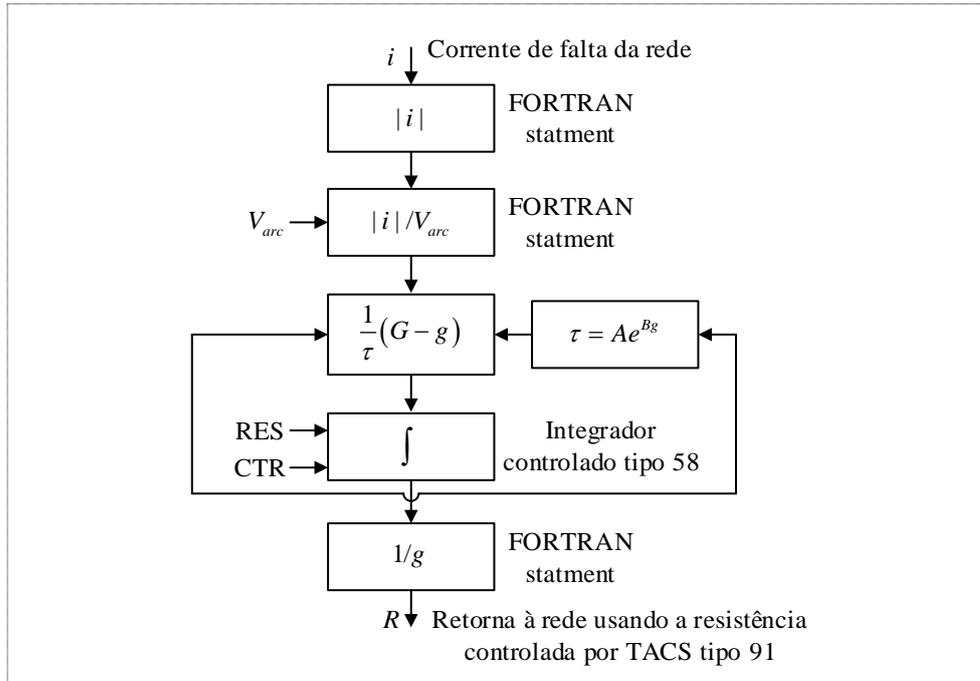
$$\tau = Ae^{Bg}, \quad (11)$$

em que A e B são constantes de ajuste da função. Foi observado através de análises experimentais que os parâmetros A , B e V_{arc} são diferentes para os semiciclos positivo e negativo. Contudo, constatou-se que os parâmetros $R_{tree} = 140,5 \text{ k}\Omega$ (resistência da árvore), $V_{arc} = 2520 \text{ V}$, $A = 5,6 \times 10^{-7}$ e $B = 395917$ são adequados para o caso de falta nas folhagens, onde os frequentes recomeços de arco são bastante evidentes. Por outro lado, valores como $R_{tree} = 130,0 \text{ k}\Omega$, $V_{arc} = 2050 \text{ V}$, $A = 8,5 \times 10^{-5}$ e $B = 99987$ são mais adequados para o caso de falta diretamente no tronco da árvore, onde os recomeços de arco são reduzidos.

O procedimento usado para solução da equação dinâmica de arco elétrico, descrita na equação (7), é apresentado no algoritmo da Figura 10. Como pode ser visualizado na figura, i_F é inserida na ferramenta TACS do ATP. Seu valor absoluto é dividido pelo parâmetro V_{arc} , resultando em $G = |i_F|/V_{arc}$. Em seguida, o resultado é subtraído da condutância de arco, calculada na etapa anterior, e dividido por τ , descrito na equação (11). O resultado é inserido no integrador controlado "tipo 58" para resolver a equação (7). Desse modo, g é atualizada em cada passo de tempo. Seu valor inverso retorna ao SEP usando um resistor controlado por TACS "tipo 91", e assim por diante. Assim, é realizada a interação do arco com a rede de energia elétrica.

No entanto, a saída do integrador é igual ao sinal de *reset* "RES" quando o sinal de controle "CTR" é 0. Tal opção é valiosa para representar eventos de recomeço do arco após o cruzamento da corrente por zero. Quando o sinal CTR é 1, a equação do arco dinâmico é resolvida conforme descrito anteriormente. Porém, quando CTR é 0, o nível lógico de RES domina na formação do suporte dielétrico contra tensões de recomeço do arco. Após cada cruzamento da corrente por zero, o dielétrico do meio é representado por uma resistência variável através de uma função de rampa de $0,5 \text{ M}\Omega/\text{ms}$ durante um período de 1 ms após a extinção do arco, e mantida em $4 \text{ M}\Omega/\text{ms}$ até o instante do recomeço do arco elétrico.

Figura 10 - Algoritmo para a solução da equação de arco universal no ATP.



Fonte: (ELKALASHY et al., 2007).

2.3.3.3 Proposta de Torres *et al.* (2014)

No trabalho de (TORRES et al., 2014) foram analisadas FAI resultantes de condutores caídos em um SDEE de 13,8 kV de tensão e 12,8 km de comprimento, de uma concessionária de energia elétrica do México. Foram ensaiadas vinte faltas no final do alimentador mediante o contato de condutores energizados com uma superfície de solo coberta por grama seca. Conforme o artigo, as medições foram realizadas em um dia seco e ensolarado, utilizando uma frequência de amostragem de 20 kHz. Com base nos dados experimentais obtidos dos ensaios, os autores propuseram extensões no modelo dinâmico de arco universal descrito pelas equações (7)-(9). No modelo proposto no artigo, a condutância estacionária em função da corrente de falta foi descrita por:

$$G = \frac{i_F^2}{P_0 + V_{arc} |i_F|}, \quad (12)$$

em que P_0 é uma constante da potência de resfriamento.

Para calcular G , no artigo foi considerado que a corrente de falta em (12) tem uma forma sinusoidal (ou quase sinusoidal) com frequência angular $\omega = 2\pi/T$. Assim, a condutância estacionária descrita na equação (12) pode ser considerada como uma função periódica com frequência 2ω , resultando em séries de Fourier com os harmônicos pares, descrita por:

$$G = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n e^{j2n\omega t}. \quad (13)$$

Assumindo que o período da equação (13) ($T/2$) é muito inferior a constante τ , então a condutância estacionária é a superposição de uma componente constante G_0 com a componente de oscilação rápida $\delta G(t)$, ou seja:

$$G = G_0 + \delta G, \quad (14)$$

em que a componente de oscilação rápida pode ser filtrada por:

$$\bar{G} = \frac{1}{T} \int_0^T G dt = G_0. \quad (15)$$

Fazendo a substituição de (14) em (7), a condutância de arco g pode ser representada como a soma da "componente lenta" \hat{g} , que não varia significativamente durante o período T , e da componente de oscilação rápida δg :

$$g = \hat{g} + \delta g. \quad (16)$$

A equação representativa para a parte lenta da condutância de arco pode ser obtida aplicando a equação (15) em ambos os lados na equação (7), resultando em:

$$\frac{d\hat{g}}{dt} = \frac{1}{\tau} (G_0 - \hat{g}), \quad (17)$$

cujas solução, no domínio do tempo, é obtida por:

$$\hat{g} = G_0 (1 - e^{-t/\tau}). \quad (18)$$

A partir da equação (18), a resistência média do arco elétrico pode ser calculada como o inverso de \hat{g} .

No trabalho de (TORRES et al., 2014), os parâmetros G_0 e τ , descritos na equação (18), são calculados a partir das medidas de tensão e de corrente obtidas de ensaios para condutores nus e cobertos, usando o método dos mínimos quadrados.

Considerando as medições de condutância, de tensão e de corrente de falta para cada instante de tempo t_1, t_2, \dots, t_N , denotadas respectivamente por $\hat{g}_F(t_k)$, $i_F(t_k)$ e $v_F(t_k)$, a condutância do arco média (lenta) pode ser calculada da seguinte forma:

$$\hat{g}_F(t_k) = \sqrt{\frac{\sum_{i=-n}^n i_F^2(t_{k+i})}{\sum_{i=-n}^n v_F^2(t_{k+i})}}, \quad (19)$$

em que o número de amostras n é considerado grande o suficiente para suavizar o curva de condutância. A condutância $\hat{g}(t_k)$ consiste no valor teórico da condutância de falta no tempo

discreto t_k descrito na equação (18). Logo, a soma dos desvios quadrados dos valores teóricos obtidos de dados experimentais para um determinado τ é:

$$S(G_0, \tau) = \sum_{k=1}^N (\hat{g}(t_k) - \hat{g}_F(t_k))^2. \quad (20)$$

O valor mínimo da soma dos quadrados é obtido através da solução do seguinte sistema de equações:

$$\frac{\partial(S(G_0, \tau))}{\partial G_0} = 0 \quad ; \quad \frac{\partial(S(G_0, \tau))}{\partial \tau} = 0. \quad (21)$$

O sistema de equações descrito na equação (21) pode ser resolvido numericamente por qualquer método existente, a exemplo, o gradiente de descida. Conforme o artigo, os resultados para uma FAI considerando condutor nu, resultam em $G_0 = 0,000932 \Omega^{-1}$ e $\tau = 0,0298$ s, enquanto que o mesmo procedimento aplicado para uma FAI considerando condutor coberto, resultam em $G_0 = 0,000065 \Omega^{-1}$ e $\tau = 0,051$ s.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, as principais características de FAI foram apresentadas, iniciando a descrição a partir do comportamento físico, associado aos fenômenos envolvidos na formação do arco elétrico, até a descrição comportamento elétrico, vinculado às características dos sinais de tensão e de corrente típicos desse tipo de falta. Posteriormente, foi apresentada uma revisão bibliográfica dos principais modelos de FAI documentados na literatura. A descrição desses modelos foi subdividida em três grupos: os modelos baseados em diodos em antiparalelo, os modelos fundamentados nas características da tensão e da corrente de FAI e os modelos baseados nas equações dinâmicas de arco elétrico.

O capítulo seguinte apresentará uma revisão bibliográfica dos principais métodos para LFAI em SDEE, com um enfoque nas metodologias fundamentadas na medição da impedância aparente.

3 LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica das principais técnicas relacionadas à LFAI fundamentadas no método da impedância aparente, considerando medições em um terminal de dados. Essa revisão tem por objetivo abordar aspectos gerais do problema de LFAI, além de apresentar uma descrição detalhada de uma seleção de trabalhos disponíveis na literatura.

3.1 ASPECTOS GERAIS

A localização automática de faltas é fundamental para a redução no tempo de duração das interrupções ocasionadas por faltas no sistema elétrico. As metodologias clássicas usadas com esse propósito assumem que a impedância de falta é puramente resistiva, linear e constante (SRINIVASAN; ST-JACQUES, 1989), (ZHU; LUBKEMAN; GIRGIS, 1997), (CHOI et al., 2004), (LEE et al., 2004), (CHOI et al., 2007), (SALIM et al., 2009), (SALIM; SALIM; BRETAS, 2011) e (GAZZANA et al., 2014). Contudo, faltas envolvendo a formação de arco elétrico apresentam uma característica $v-i$ não linear, que não é considerada nessas metodologias. Essa característica é encontrada tanto nas FAI quanto nas faltas de arco.

As FAI são geralmente ocasionadas pelo contato indesejado de um condutor energizado com uma superfície de alta resistividade, restringindo o fluxo de corrente de falta para um nível abaixo do detectável por dispositivos de sobrecorrente convencionais (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996). As causas mais comuns dessas faltas em SDEE são o rompimento e queda de condutores e o contato acidental entre condutor e árvores ou objetos.

As faltas de arco, por sua vez, apresentam níveis de corrente facilmente detectáveis através da proteção de sobrecorrente convencional. Essas faltas são geralmente associadas a faltas temporárias e, portanto, tendem a ser eliminadas pela ação da religação automática (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999), (RADOJEVIĆ; TERZIJA; DJURIĆ, 2000), (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006) e (RADOJEVIĆ, 2007). Nesse caso, a operação correta de dispositivos de religação exige a detecção da presença do arco elétrico em uma pequena janela de tempo.

Diversos trabalhos foram desenvolvidos para a detecção de FAI (AUCOIN; RUSSELL, 1987), (SHENG; ROVNYAK, 2004), (ELKALASHY et al., 2008) e (TORRES et al., 2014) e para a detecção e localização de faltas de arco (DJURIĆ; TERZIJA, 1995), (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999), (RADOJEVIĆ; TERZIJA; DJURIĆ, 2000),

(FUNABASHI et al., 2001), (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006), (RADOJEVIĆ, 2007), (ZHANG et al., 2017) e (HERRERA-OROZCO et al., 2017). Entretanto, na literatura são encontrados poucos trabalhos sobre LFAI (IURINIC et al., 2016) e (RAMOS et al., 2017). Considerando que ambos tipos de falta possuem em comum a característica $v-i$ não linear, algumas das soluções apresentadas para a localização de faltas de arco podem ser tomadas como base teórica para a solução do mesmo problema envolvendo FAI.

3.2 PRINCIPAIS TÉCNICAS: ESTADO DA ARTE

Conforme descrito anteriormente, existem poucos trabalhos desenvolvidos para LFAI, fundamentados no método da impedância aparente e considerando medições a um terminal. Assim, a revisão bibliográfica deste capítulo apresenta algumas das principais técnicas de localização de faltas de arco elétrico, que compõe a fundamentação teórica para o desenvolvimento de localizadores de FAI, além da descrição das técnicas recentemente propostas para LFAI em SDEE.

3.2.1 Proposta de Djuric, Radojevic e Terzija (1999)

O artigo de (DJURIC; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999) apresenta uma metodologia para a detecção de faltas com formação de arco elétrico e estimação da sua distância, ainda que a localização da falta não seja o foco desse trabalho.

Para entendimento dessa metodologia, considere o diagrama de uma linha de transmissão sob falta fase-terra com formação de arco elétrico, mostrado na Figura 11. No diagrama, v_A , v_B e v_C são as tensões de fase no terminal esquerdo da linha; i_A , i_B e i_C são as correntes no terminal esquerdo da linha; v_a é a tensão de arco; i_a é a corrente de falta (arco); R_a é a resistência de falta; v_F é a tensão no ponto da falta.

Para a linha de transmissão da Figura 11, considere o circuito equivalente de sequência positiva (negativa), mostrado na Figura 12(a), e de sequência zero, mostrado na Figura 12(b). Com base nesses circuitos, são descritas as seguintes equações diferenciais:

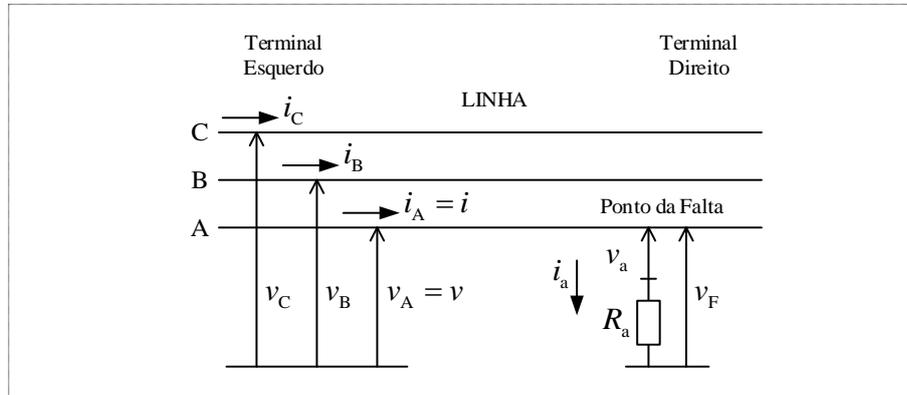
$$v_p = R i_p + L \frac{di_p}{dt} + v_{Fp}, \quad (22)$$

$$v_n = R i_n + L \frac{di_n}{dt} + v_{Fn}, \quad (23)$$

$$v_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + v_{F0}, \quad (24)$$

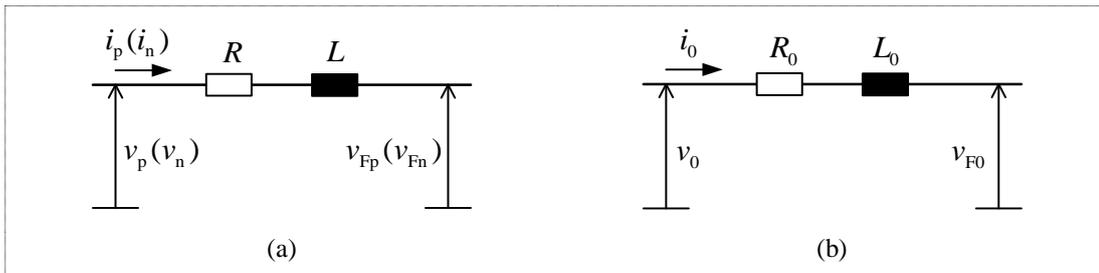
em que v_p , v_n , v_0 são respectivamente as tensões de sequência positiva, negativa e zero, no terminal esquerdo da linha; i_p , i_n , i_0 são respectivamente as correntes de sequência positiva, negativa e zero, no terminal esquerdo da linha; R , R_0 são as resistências de sequência positiva e zero da linha de transmissão respectivamente; L , L_0 são as indutâncias de sequência positiva e zero da linha de transmissão respectivamente.

Figura 11 - Linha de transmissão sob falta com arco elétrico fase-terra.



Fonte: (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999).

Figura 12 - Circuitos equivalentes de sequência para a linha de transmissão da Figura 11: (a) Circuito de sequência positiva (negativa); (b) Circuito de sequência zero.



Fonte: (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999).

O somatório das equações (22), (23) e (24) resulta em:

$$v = Ri + (R_0 - R)i_0 + L \left(\frac{di}{dt} + K_L \frac{di_0}{dt} \right) + v_F, \quad (25)$$

sendo que $K_L = (L_0 - L)/L$ é um coeficiente de proporcionalidade, que pode ser previamente calculado.

Com base na Figura 11, a tensão no ponto da falta é calculada por:

$$v_F = v_a + R_a i_a. \quad (26)$$

Na equação (26), a tensão de arco pode ser representada por uma onda quadrada, corrompida por um ruído aleatório ξ :

$$v_a = V_a \operatorname{sgn}(i_a) + \xi(t), \quad (27)$$

em que: V_a é a amplitude da onda quadrada, obtida a partir do produto do gradiente da tensão de arco⁵ pelo comprimento de arco, que pode ser definido como o comprimento do *flashover*⁶ de uma cadeia de isoladores ou entre condutores de fase; sgn é uma função definida como: $\operatorname{sgn}(x) = 1$, se $x \geq 0$ e $\operatorname{sgn}(x) = -1$, se $x < 0$; $\xi(t)$ é um ruído gaussiano de média zero.

A substituição da equação (27) na equação (26) resulta na seguinte expressão:

$$v_F = V_a \operatorname{sgn}(i_0) + R_a k_a i_0 + \xi(t), \quad (28)$$

na qual, por simplicidade, considera-se $i_a = k_a i_0$, sendo que k_a é um coeficiente de proporcionalidade.

A substituição da equação (28) na equação (25) resulta na seguinte expressão:

$$v = Ri + L \left(\frac{di}{dt} + K_L \frac{di_0}{dt} \right) + V_a \operatorname{sgn}(i_0) + R_e i_0 + \varepsilon, \quad (29)$$

em que $R_e = (R_0 - R + k_a R_a)$ e ε é o termo que contém os erros de medição e os erros de modelagem da linha, além do ruído gaussiano do modelo de arco elétrico.

No terminal esquerdo da linha mostrada na Figura 11, as tensões e as correntes de linha podem ser uniformemente amostradas com a frequência de amostragem $f_s = 1/T$, sendo que T é o período de amostragem. Um conjunto de N tensões e de $N + 2$ correntes podem ser obtidas e descritas conforme:

$$\begin{array}{lll} v_1 = v(t_0 + T) & i_0 = i(t_0) & i_{00} = i_0(t_0) \\ v_2 = v(t_0 + 2T) & i_1 = i(t_0 + T) & i_{01} = i_0(t_0 + T) \\ \dots & i_2 = i(t_0 + 2T) & i_{02} = i_0(t_0 + 2T) \\ v_N = v(t_0 + NT) & \dots & \dots \\ & i_N = i(t_0 + NT) & i_{0N} = i_0(t_0 + NT) \\ & i_{N+1} = i(t_0 + (N+1)T) & i_{0(N+1)} = i_0(t_0 + (N+1)T) \end{array} \quad (30)$$

sendo que t_0 é uma referência arbitrária de tempo.

A equação (29) exige o cálculo numérico da derivada da corrente (di/dt), que pode ser aproximada pela expressão a seguir:

$$\frac{di(t)}{dt} \approx \frac{i_{n+1} - i_{n-1}}{2T}. \quad (31)$$

⁵ Segundo a análise apresentada por (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999) o gradiente da tensão de arco está entre 12 V/cm e 15 V/cm para correntes de falta variando numa faixa de 100 A à 20 kA.

⁶ Descarga elétrica que ocorre sobre ou ao redor de uma superfície isolante.

Assim, a equação (29) para a k -ésima amostra ($k = 1, \dots, N$) é expressa por:

$$v_k = Ri_k + \frac{L}{2T} \left[i_{k+1} - i_{k-1} + K_L (i_{0(k+1)} - i_{0(k-1)}) \right] + V_a \operatorname{sgn}(i_{0k}) + R_e i_{0k} + \varepsilon_k. \quad (32)$$

A equação (32) pode ser reescrita na seguinte forma:

$$v_k = [a_{k1} \quad a_{k2} \quad a_{k3} \quad a_{k4}] \mathbf{x} + \varepsilon_k, \quad (33)$$

em que:

$$a_{k1} = i_k, \quad (34)$$

$$a_{k2} = \frac{1}{2T} \left[i_{k+1} - i_{k-1} + K_L (i_{0(k+1)} - i_{0(k-1)}) \right], \quad (35)$$

$$a_{k3} = \operatorname{sgn}(i_{0k}), \quad (36)$$

$$a_{k4} = i_{0k}, \quad (37)$$

são as variáveis dependentes do tempo, e

$$\mathbf{x}^T = [R \quad L \quad V_a \quad R_e], \quad (38)$$

é o vetor de parâmetros desconhecidos do modelo.

Escrevendo a equação (33) para todas as amostras analisadas, obtém-se equação matricial a seguir:

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (39)$$

em que:

$$\mathbf{v} = [v_1 \quad v_2 \quad \dots \quad v_N]^T, \quad (40)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \dots \quad \varepsilon_N]^T, \quad (41)$$

representam o vetor das tensões e o vetor de erros respectivamente, e \mathbf{A} é a matriz de coeficientes do modelo, de dimensão $N \times 4$.

O vetor de parâmetros desconhecidos pode ser obtido mediante a técnica de mínimos quadrados, através da seguinte equação:

$$\mathbf{x} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{v}, \quad (42)$$

cuja ordem da matriz $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})$, a ser invertida, é $n = 4$.

O trabalho de (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999) apresenta uma técnica cujo objetivo principal é comandar de forma automática a operação de dispositivos religadores em linhas de transmissão. Esse comando é baseado na seguinte lógica: se $V_a = 0$, a falta é permanente (sem arco elétrico), resultando na decisão de bloqueio do religador da linha; por

outro lado, se $V_a \neq 0$, a falta é temporária (com arco elétrico), o que resulta na decisão de desbloqueio do religador.

Embora esse trabalho tenha maior enfoque na proteção de sistemas, a formulação analítica introduzida para a estimação dos parâmetros considerando faltas não lineares representa uma base teórica para o desenvolvimento de localizadores de FAI.

3.2.2 Proposta de Radojevic, Terzija e Djuric (2000)

A metodologia de (RADOJEVIĆ; TERZIJA; DJURIĆ, 2000) representa uma extensão do trabalho de (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999), apresentando como principais contribuições em relação ao mesmo: (a) a consideração da distância de falta como um parâmetro desconhecido do modelo; (b) a eliminação da resistência de sequência zero da linha como dado de entrada, visto que esta apresenta incertezas associadas a resistividade do solo, entre outros fatores.

A proposta de (RADOJEVIĆ; TERZIJA; DJURIĆ, 2000) pode ser entendida com base na análise da Figura 11 e da Figura 12 e na análise dos desenvolvimentos matemáticos para a obtenção da equação (29), a partir das quais, é possível obter a seguinte expressão:

$$v = \left[Ri + \frac{X}{\omega_0} \frac{d}{dt} (i + K_L i_0) \right] l + V_a \operatorname{sgn}(i_0) + R_e i_0 + \varepsilon, \quad (43)$$

em que: $K_L = (X_0 - X)/X$ é um coeficiente de proporcionalidade; $R_e = (R_0 - R)l + k_a R_F$ é um parâmetro de resistências de linha; ω_0 é a frequência angular fundamental do sistema; l é a distância de falta; ε é o termo que contém os erros de medição de modelagem da linha e do arco; R, R_0 são respectivamente as resistências de sequência positiva e zero da linha, em ohms por unidade comprimento; X, X_0 são respectivamente as reatâncias indutivas de sequência positiva e zero da linha, em ohms por unidade comprimento; $i_a = k_a i_0$, sendo que k_a é um coeficiente de proporcionalidade, que não necessita ser previamente conhecido.

A equação (43) na forma discreta é expressa por:

$$v_k = \left\{ Ri_k + \frac{X}{2T\omega_0} \left[i_{k+1} - i_{k-1} + K_L (i_{0(k+1)} - i_{0(k-1)}) \right] \right\} l + V_a \operatorname{sgn}(i_{0k}) + R_e i_k + \varepsilon_k. \quad (44)$$

A equação (44) pode ser reescrita através de:

$$v_k = [a_{k1} \quad a_{k2} \quad a_{k3}] \mathbf{x} + \varepsilon_k, \quad (45)$$

em que:

$$a_{k1} = Ri_k + \frac{X}{2T\omega_0} \left[i_{k+1} - i_{k-1} + K_L (i_{0(k+1)} - i_{0(k-1)}) \right], \quad (46)$$

$$a_{k2} = \text{sgn}(i_{0k}), \quad (47)$$

$$a_{k3} = i_{0k}, \quad (48)$$

são as variáveis dependentes do tempo, e

$$\mathbf{x}^T = [l \quad V_a \quad R_c], \quad (49)$$

é o vetor de parâmetros desconhecidos do modelo.

O modelo matemático para k -ésima amostra, descrito na equação (44), pode ser aplicado a todas as amostras analisadas resultando na forma matricial expressa na equação (39) e resolvida segundo a expressão (42), sendo que neste caso, a ordem da matriz ($\mathbf{A}^T \mathbf{A}$), a ser invertida, é $n = 3$.

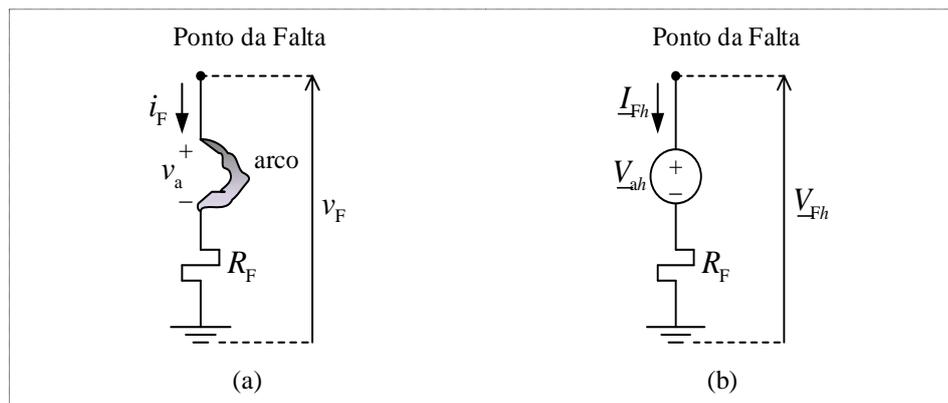
Na metodologia de (RADOJEVIĆ; TERZIJA; DJURIĆ, 2000) é aplicada a mesma lógica apresentada no trabalho de (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999), para determinar o tipo de falta (permanente ou temporária) e, com base no resultado, definir o modo de operação do religador de linha (bloqueio ou desbloqueio).

3.2.3 Proposta de Radojevic e Shin (2006)

Em (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006) é proposta uma formulação no domínio espectral dedicada ao reconhecimento de faltas de arco elétrico e à localização dessas faltas.

O modelo de falta apresentado nesse trabalho é composto por uma tensão de arco e uma resistência de falta, como mostra a Figura 13.

Figura 13 - Modelo da falta com formação de arco elétrico: (a) no domínio do tempo; (b) no domínio espectral.



Fonte: (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006).

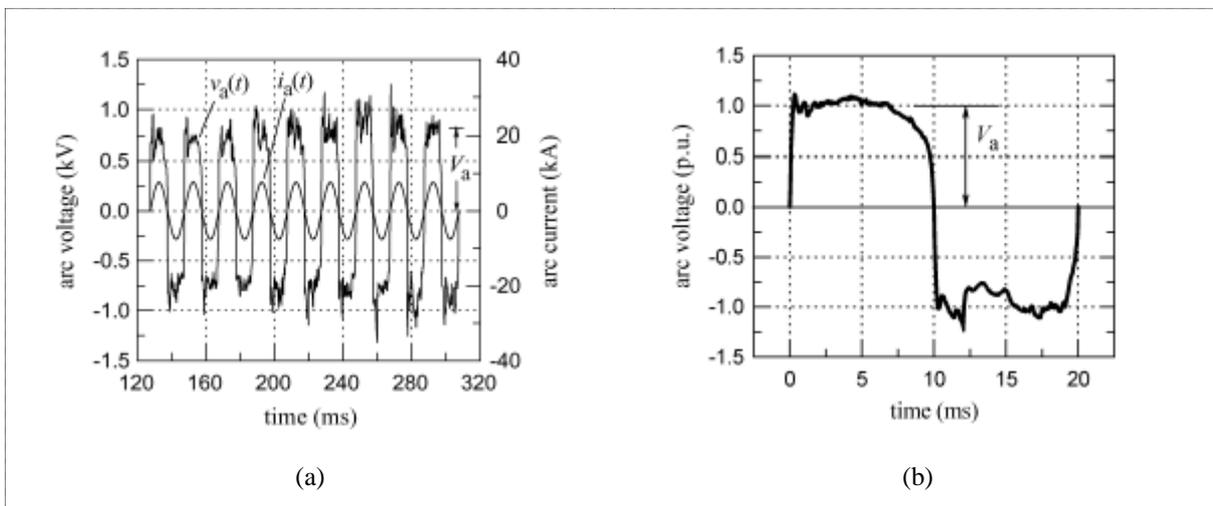
De acordo com a Figura 13(a), a tensão no ponto da falta no domínio do tempo é descrita por:

$$v_F = v_a + R_F i_F, \quad (50)$$

em que v_a é a tensão de arco, R_F é a resistência de falta, e i_F é a corrente de falta (arco).

A Figura 14 apresenta as formas de onda típicas de faltas com formação de arco elétrico. Na Figura 14(a) são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente de arco, enquanto a Figura 14(b) mostra forma de onda da tensão de arco típica normalizada, definida a partir de inúmeros registros de faltas.

Figura 14 - Formas de onda obtidas de ensaios de faltas de arco: (a) Formas de onda reais de tensão e de corrente de arco; (b) Forma de onda da tensão de arco típica normalizada.



Fonte: (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006).

Segundo a análise apresentada no artigo, a tensão de arco aproximadamente quadrada mostrada na Figura 14(b) pode ser representada por uma série de Fourier contendo somente componentes ímpares:

$$v_a = \sum_{h=1}^{\infty} v_{ah} = \sum_{h=1}^{\infty} k_h V_a \sin(h\omega_0 t), \quad (51)$$

em que $h = 1, 3, 5, 7, \dots$ é a ordem harmônica, v_{ah} é a tensão de arco em função do tempo para a h -ésima harmônica, ω_0 é a frequência angular fundamental, e k_h é um coeficiente para a h -ésima harmônica. Os valores desses coeficientes, obtidos através da aplicação de uma transformada de Fourier discreta ao ciclo da tensão de arco normalizada da Figura 14(b), são descritos na Tabela 1.

Tabela 1 - Coeficientes de h -ésimas harmônicas da tensão de arco.

h	1	3	5	7
k_h	1,23	0,393	0,213	0,135

Considerando a representação descrita na equação (51), a expressão (50) pode ser reescrita no domínio da frequência como:

$$\underline{V}_{Fh} = \underline{V}_{ah} + R_F \underline{I}_{Fh}, \quad (52)$$

em que \underline{V}_{Fh} é a tensão no ponto falta para a h -ésima harmônica, \underline{V}_{ah} é a tensão de arco para a h -ésima harmônica e \underline{I}_{Fh} é a corrente de falta (arco) para a h -ésima harmônica.

Segundo a análise apresentada por (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006), as componentes fundamentais da tensão de arco e da corrente de falta estão em fase. Logo, o ângulo de fase da 3ª harmônica da tensão de arco é o triplo do ângulo de fase da 1ª harmônica da corrente de falta. Com base nessa análise e considerando os coeficientes definidos na Tabela 1, as tensões de arco para a 1ª e 3ª harmônicas são respectivamente:

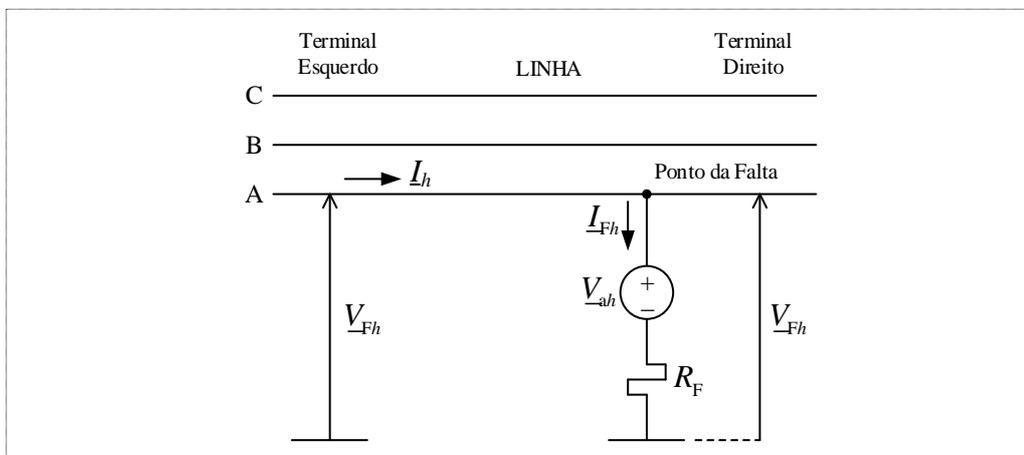
$$\underline{V}_{a1} = k_1 \underline{V}_a, \quad (53)$$

$$\underline{V}_{a3} = k_3 \underline{V}_a, \quad (54)$$

em que $k_1 = 1,230 \angle \varphi_1$ é o coeficiente da 1ª harmônica, $k_3 = 0,393 \angle 3\varphi_1$ é o coeficiente da 3ª harmônica e φ_1 é o ângulo de fase da 1ª harmônica da corrente de falta ($\underline{I}_{F1} = I_{F1} \angle \varphi_1$).

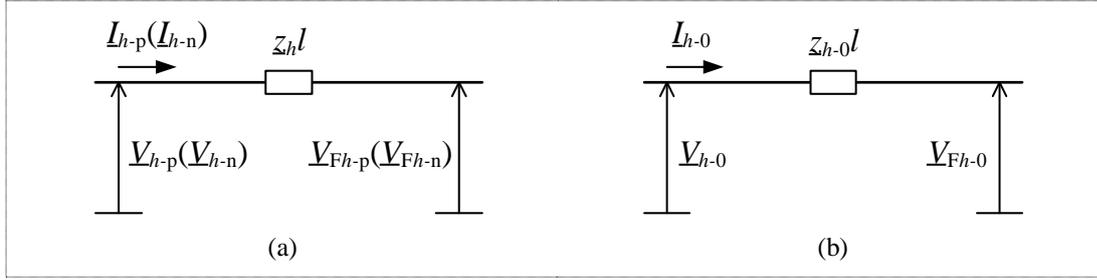
Considere uma falta fase-terra com formação de arco elétrico na linha de transmissão apresentada na Figura 15, cujo modelo de falta é o da Figura 13(b). Considere ainda, a rede equivalente de sequência positiva (negativa) apresentada na Figura 16(a) e a rede equivalente de sequência zero mostrada na Figura 16(b).

Figura 15 - Linha de transmissão sob falta sob falta fase-terra com arco elétrico.



Fonte: (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006).

Figura 16 - Redes equivalentes de seqüência para a linha de transmissão da Figura 15: (a) Rede de seqüência positiva (negativa); (b) Rede de seqüência zero.



Fonte: (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006).

Com base nas redes de seqüência mostradas na Figura 16 são descritas as equações a seguir:

$$\underline{V}_{h-p} = \underline{z}_h \underline{I}_{h-p} + \underline{V}_{Fh-p}, \quad (55)$$

$$\underline{V}_{h-n} = \underline{z}_h \underline{I}_{h-n} + \underline{V}_{Fh-n}, \quad (56)$$

$$\underline{V}_{h-0} = \underline{z}_h \underline{I}_{h-0} + \underline{V}_{Fh-0}. \quad (57)$$

As equações (55), (56) e (57) somadas resultam em:

$$\underline{V}_h = \underline{z}_h (\underline{I}_h + k_{zh} \underline{I}_{h0}) l + \underline{V}_{Fh}, \quad (58)$$

sendo que $k_{zh} = (\underline{z}_{0h} - \underline{z}_h) / \underline{z}_h$ é o fator de compensação de seqüência zero.

Substituindo a equação (52) na equação (58), e utilizando as relações das equações (53) e (54), é possível obter as expressões da tensão no terminal local (esquerdo) para a 1ª e 3ª harmônicas respectivamente, conforme:

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1 (\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1} \underline{I}_{10}) l + \underline{k}_1 \underline{V}_a + \underline{R}_F \underline{I}_{F1}, \quad (59)$$

$$\underline{V}_3 = \underline{z}_3 (\underline{I}_3 + \underline{k}_{z3} \underline{I}_{30}) l + \underline{k}_3 \underline{V}_a + \underline{R}_F \underline{I}_{F3}. \quad (60)$$

Assumindo que as correntes de seqüência zero dos terminais local (esquerdo) e remoto (direito) estão em fase, a corrente de falta para a 1ª harmônica e para a 3ª harmônica são expressas respectivamente por:

$$\underline{I}_{F1} = 3 \underline{I}_{F10} = 3 c_{F1} \underline{I}_{10}, \quad (61)$$

$$\underline{I}_{F3} = 3 \underline{I}_{F30} = 3 c_{F3} \underline{I}_{30}, \quad (62)$$

em que c_{F1} e c_{F3} são os coeficientes de proporcionalidade.

Usando considerações apresentadas nas equações (61) e (62), as equações (59) e (60) tomam a seguinte forma:

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})l + \underline{k}_1V_a + 3R_{Fe1}\underline{I}_{10}, \quad (63)$$

$$\underline{V}_3 = \underline{z}_3(\underline{I}_3 + \underline{k}_{z3}\underline{I}_{30})l + \underline{k}_3V_a + 3R_{Fe3}\underline{I}_{30}, \quad (64)$$

em que $R_{Fe1} = c_{F1}R_F$ e $R_{Fe3} = c_{F3}R_F$.

A divisão das equações (63) e (64) em componentes real e imaginária resulta em:

$$\Re\{\underline{V}_1\} = \Re\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\}l + \Re\{\underline{k}_1\}V_a + 3\Re\{\underline{I}_{10}\}R_{Fe1}, \quad (65)$$

$$\Im\{\underline{V}_1\} = \Im\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\}l + \Im\{\underline{k}_1\}V_a + 3\Im\{\underline{I}_{10}\}R_{Fe1}, \quad (66)$$

$$\Re\{\underline{V}_3\} = \Re\{\underline{z}_3(\underline{I}_3 + \underline{k}_{z3}\underline{I}_{30})\}l + \Re\{\underline{k}_3\}V_a + 3\Re\{\underline{I}_{30}\}R_{Fe3}, \quad (67)$$

$$\Im\{\underline{V}_3\} = \Im\{\underline{z}_3(\underline{I}_3 + \underline{k}_{z3}\underline{I}_{30})\}l + \Im\{\underline{k}_3\}V_a + 3\Im\{\underline{I}_{30}\}R_{Fe3}, \quad (68)$$

sendo que $\Re\{\cdot\}$ e $\Im\{\cdot\}$ denotam respectivamente as partes real e imaginária de um número complexo.

O conjunto de equações (65)-(68) compõe um sistema algébrico, cujos parâmetros desconhecidos são a distância de falta, l , a amplitude da tensão de arco, V_a , e as resistências, R_{Fe1} e R_{Fe3} . Novamente, a estimação de V_a é usada para determinar se a falta é temporária ou permanente. Contudo, nesse trabalho, V_a é comparado a uma constante, calculada através do produto do gradiente da tensão de arco pelo seu comprimento, definido como o comprimento do *flashover* de uma cadeia de isoladores. Se o valor de V_a for maior ou igual ao valor dessa constante, a falta é temporária. Caso contrário, a falta é considerada como permanente.

3.2.4 Proposta de Radojevic (2007)

O trabalho de (RADOJEVIĆ, 2007) apresenta uma metodologia de duas etapas para a estimação da distância de falta e reconhecimento de faltas de arco. Essa metodologia é uma extensão da proposta de (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006), que tem como principal contribuição a redução no número de equações usadas para a localização da falta.

Considere o mesmo modelo de falta de arco apresentado na Figura 13, os mesmos diagramas apresentados na Figura 15 e na Figura 16 e a mesma notação e desenvolvimentos matemáticos descritos na Subseção 3.2.3.

A substituição da equação (52) na equação (58), considerando a 1ª harmônica, resulta na tensão no terminal local (esquerdo) da linha, expressa por:

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})l + \underline{V}_{a1} + R_F \underline{I}_{F1}. \quad (69)$$

Como as componentes fundamentais da tensão de arco e da corrente de falta estão em fase, a 1ª harmônica da tensão de arco pode ser expressa através da seguinte equação:

$$\underline{V}_{a1} = \underline{k}_1 V_a = R_{a1} \underline{I}_{F1}, \quad (70)$$

em que R_{a1} é a resistência de arco para a 1ª harmônica.

A substituição da equação (70) na equação (69) resulta em:

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})l + (R_{a1} + R_F) \underline{I}_{F1}. \quad (71)$$

Ainda, usando a condição dada na equação (61), a equação (71) pode ser reescrita por:

$$\underline{V}_1 = \underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})l + R_{Fe1} \underline{I}_{10}, \quad (72)$$

em que $R_{Fe1} = 3c_{F1}(R_{a1} + R_F)$.

A divisão da equação (72) em suas parcelas real e imaginária resulta nas seguintes equações:

$$\Re\{\underline{V}_1\} = \Re\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\}l + R_{Fe1} \Re\{\underline{I}_{10}\}, \quad (73)$$

$$\Im\{\underline{V}_1\} = \Im\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\}l + R_{Fe1} \Im\{\underline{I}_{10}\}. \quad (74)$$

A solução do sistema do algébrico composto pelas equações (73) e (74) resulta na equação de estimação da distância de falta descrita por:

$$l = \frac{\Re\{\underline{V}_1\} \Im\{\underline{I}_{10}\} - \Im\{\underline{V}_1\} \Re\{\underline{I}_{10}\}}{\Re\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\} \Im\{\underline{I}_{10}\} - \Re\{\underline{I}_{10}\} \Im\{\underline{z}_1(\underline{I}_1 + \underline{k}_{z1}\underline{I}_{10})\}}. \quad (75)$$

A equação (75) é usada na primeira etapa da metodologia apresentada no trabalho de (RADOJEVIĆ, 2007). A segunda etapa dessa metodologia consiste no cálculo da amplitude da tensão de arco (V_a), a partir da distância da falta obtida na primeira etapa, e da 1ª e 3ª harmônicas de tensão e de corrente do terminal local da linha. O valor de V_a , mais uma vez, é usado como um importante parâmetro na decisão de bloqueio ou desbloqueio de dispositivos religadores de linha.

3.2.5 Proposta de Iurinic *et al.* (2016)

O trabalho de (IURINIC *et al.*, 2016) apresenta uma formulação fundamentada no método da impedância aparente para LFAI em SDEE, desenvolvida no domínio do tempo. Esse trabalho foi inspirado na proposta de (DJURIĆ; RADOJEVIĆ; TERZIJA, 1999), apresentando as seguintes contribuições em relação à mesma: (a) representação das linhas por componentes de fase e consideração das correntes capacitivas da linha mediante a sua

modelagem por um circuito π de parâmetros concentrados; (b) adoção de um modelo representativo de FAI, disponível na literatura.

Todas as metodologias envolvendo localização de faltas não lineares apresentadas até o presente momento haviam sido dedicadas a faltas com formação de arco temporárias. Nessas faltas, a corrente apresenta níveis detectáveis e os seus harmônicos de ordem ímpar são bem menores quando comparados aos de uma FAI. Em vista disso, as faltas de arco são mais fáceis de detectar e de localizar em comparação às FAI. Contudo, a sua localização deve ser feita em uma pequena janela de tempo, haja visto que essas faltas são temporárias. Sendo assim, o trabalho proposto por (IURINIC et al., 2016) destaca-se pelo avanço e pioneirismo, de certo modo, através da inclusão de um modelo representativo de FAI e da consideração do desbalanceamento das linhas e do efeito capacitivo em uma metodologia para localização de faltas em SDEE.

No trabalho de (IURINIC et al., 2016) foi adotado o modelo de FAI baseado em diodos em antiparalelo proposto por (EMANUEL et al., 1990), apresentado na Figura 6. Analisando o circuito dessa figura sob a lei das tensões Kirchhoff é possível escrever a seguinte relação matemática:

$$v_F = R_F i_F + L_F i'_F + V_P \text{sgp}(i_F) + V_N \text{sgn}(i_F), \quad (76)$$

em que: v_F , i_F indicam a tensão e a corrente de falta respectivamente; R_F , L_F , representam a resistência e a indutância de falta respectivamente; V_P , V_N , representam respectivamente a tensão de arco durante o semiciclo positivo e negativo, as quais, estão conectadas em série com diodos em antiparalelo.

Conforme mostrado na Figura 6, as fontes de tensão contínua operam através de diodos, que são representados pelas seguintes funções:

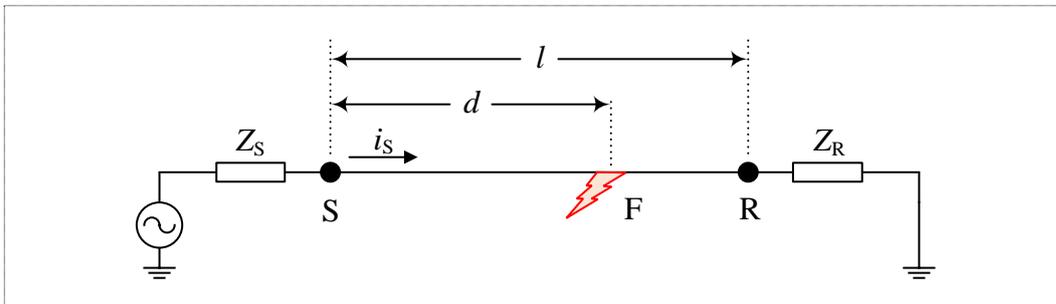
$$\text{sgp}(i_F) = \begin{cases} 1, & i_F > 0 \\ 0, & i_F \leq 0 \end{cases}, \quad (77)$$

$$\text{sgn}(i_F) = \begin{cases} 0, & i_F \geq 0 \\ -1, & i_F < 0 \end{cases}. \quad (78)$$

Considere o diagrama de um sistema monofásico radial sob uma FAI fase-terra, apresentado na Figura 17, em que o ponto F representa o ponto da falta, e os nós S e R representam os terminais local e remoto respectivamente. Nesse sistema, o circuito a montante do nó S é composto por uma fonte de tensão e uma impedância equivalente de Thévenin e o circuito a jusante do nó R consiste numa impedância equivalente de cargas.

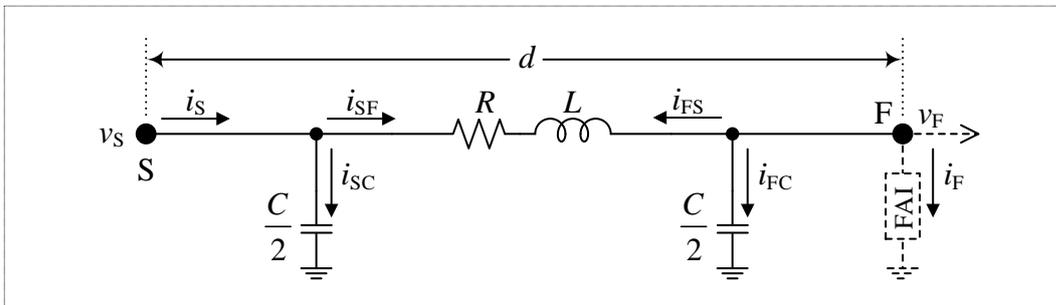
A linha que conecta o nó S até o ponto F do sistema monofásico da Figura 17 é representada no diagrama da Figura 18, mediante um modelo π de parâmetros concentrados. Nesse diagrama, os parâmetros R , L e C representam a resistência, a indutância e a capacitância *shunt* de linha respectivamente, todos expressos por unidade de comprimento.

Figura 17 - Diagrama unifilar do modelo de linha e uma falta no ponto F.



Fonte: (IURINIC et al., 2016).

Figura 18 - Modelo de linha de transmissão.



Fonte: (IURINIC et al., 2016).

A análise do circuito da Figura 18 sob a lei das tensões de Kirchhoff permite escrever a equação para a tensão no terminal S:

$$v_S = d(Ri_{SF} + Li'_{SF}) + v_F, \quad (79)$$

na qual, d é a distância de falta, i_{SF} é a corrente que flui para a falta do ramo série da linha e v_F é tensão de falta. Na equação (79) e nas demais equações a seguir, um apóstrofo é usado para indicar a derivada primeira do sinal em função do tempo e dois apóstrofos indicam a derivada segunda.

A corrente capacitiva de linha pode ser descrita conforme a seguinte equação:

$$i_{sc} = \frac{1}{2} dCv'_S, \quad (80)$$

em que a capacitância por unidade de comprimento foi multiplicada pela distância até a falta d para obter a capacitância total entre o terminal S e o ponto F.

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff ao nó S do diagrama apresentado na Figura 18 e considerando a equação (80) na análise, a corrente que flui do terminal S ao ponto F pode ser expressa por:

$$i_{SF} = i_S - \frac{1}{2} dCv'_S. \quad (81)$$

A substituição da equação (81) na equação (79) resulta na seguinte expressão:

$$v_S = dR \left(i_S - \frac{1}{2} dCv'_S \right) + dL \left(i'_S - \frac{1}{2} dCv''_S \right) + v_F. \quad (82)$$

Combinando as equações (76) e (82) é possível obter a expressão para a tensão no terminal S, conforme:

$$v_S = d(Ri_S + Li'_S) + R_F i_F + L_F i'_F + V_P \text{sgp}(i_F) + V_N \text{sgn}(i_F) - \frac{1}{2} d^2 (RCv'_S + LCv''_S). \quad (83)$$

A equação (83) descrita na forma matricial pode ser expressa por:

$$v_S = [v_{SF} \quad i_F \quad i'_F \quad \text{sgp}(i_F) \quad \text{sgn}(i_F) \quad v_{sh}] [d \quad R_F \quad L_F \quad V_P \quad V_N \quad d^2]^T, \quad (84)$$

em que:

$$v_{SF} = (Ri_S + Li'_S), \quad (85)$$

$$v_{sh} = \frac{1}{2} (-RCv'_S - LCv''_S). \quad (86)$$

Analisando a equação (84), é possível observar que ela possui cinco parâmetros desconhecidos, que são: d , R_F , L_F , V_P e V_N . Desta forma, a generalização dessa equação para um número de amostras $N > 5$ é descrita por:

$$\begin{bmatrix} v_{S,1} \\ v_{S,2} \\ \vdots \\ v_{S,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{SF,1} & i_{F,1} & i'_{F,1} & \text{sgp}(i_{F,1}) & \text{sgn}(i_{F,1}) & v_{sh,1} \\ v_{SF,2} & i_{F,2} & i'_{F,2} & \text{sgp}(i_{F,2}) & \text{sgn}(i_{F,2}) & v_{sh,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{SF,N} & i_{F,N} & i'_{F,N} & \text{sgp}(i_{F,N}) & \text{sgn}(i_{F,N}) & v_{sh,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ R_F \\ L_F \\ V_P \\ V_N \\ d^2 \end{bmatrix}, \quad (87)$$

em que o número subscrito após a vírgula indica o número ordinal da amostra considerada dentro do conjunto de N amostras previamente selecionadas.

Segundo a análise apresentada no artigo, a equação (87) apresenta dois problemas importantes a serem resolvidos: (a) a presença de um termo quadrático da distância da falta, resultante da consideração das capacitâncias concentradas de linha; (b) o desconhecimento da corrente de falta no modelo.

Para a solução do primeiro problema, os autores propuseram um algoritmo de duas etapas. Na primeira etapa, o efeito capacitivo das linhas é desprezado resultando no modelo linear no domínio do tempo descrito pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_{S,1} \\ v_{S,2} \\ \vdots \\ v_{S,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{SF,1} & i_{F,1} & i'_{F,1} & \text{sgp}(i_{F,1}) & \text{sgn}(i_{F,1}) \\ v_{SF,2} & i_{F,2} & i'_{F,2} & \text{sgp}(i_{F,2}) & \text{sgn}(i_{F,2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{SF,N} & i_{F,N} & i'_{F,N} & \text{sgp}(i_{F,N}) & \text{sgn}(i_{F,N}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ R_F \\ L_F \\ V_P \\ V_N \end{bmatrix}, \quad (88)$$

cuja solução pode ser obtida através de um estimador de mínimos quadrados. Na segunda etapa, a consideração do efeito capacitivo das linhas resulta no modelo não linear no domínio do tempo, descrito na equação (87), cuja solução pode ser obtida por meio de um algoritmo de descida associado a uma técnica de estimação dos parâmetros, tal como descrito no artigo.

O segundo problema é solucionado através de um processo de estimação da corrente de falta e de suas derivadas. Nesse caso, a corrente de falta é estimada através da subtração entre a corrente durante a falta e a corrente na condição pré-falta, medidas no terminal S, mediante um filtro digital de diferenças entre ciclos. As derivadas numéricas de primeira e segunda ordem, por sua vez, são estimadas através de um método de aproximação polinomial. Nesse método, é usada uma janela móvel de tempo curto baseada na estimação de mínimos quadrados (AGUIRRE, 2015).

A equação (88) pode ser reescrita contemplando a presença de erros aleatórios inerentes ao modelo de medição proposto, conforme:

$$\begin{bmatrix} v_{S,1} \\ v_{S,2} \\ \vdots \\ v_{S,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{SF,1} & i_{F,1} & i'_{F,1} & \text{sgp}(i_{F,1}) & \text{sgn}(i_{F,1}) \\ v_{SF,2} & i_{F,2} & i'_{F,2} & \text{sgp}(i_{F,2}) & \text{sgn}(i_{F,2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{SF,N} & i_{F,N} & i'_{F,N} & \text{sgp}(i_{F,N}) & \text{sgn}(i_{F,N}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ R_F \\ L_F \\ V_P \\ V_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \vdots \\ \xi_N \end{bmatrix}, \quad (89)$$

em que ξ_i , para $i = 1, 2, \dots, N$, representa as amostras do vetor de resíduos.

Visando simplificar e generalizar a notação, a relação (89) pode ser expressa na seguinte forma compacta:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\xi}, \quad (90)$$

a partir da qual, é possível verificar que:

$$\mathbf{y} = [v_{S,1} \quad v_{S,2} \quad \cdots \quad v_{S,N}]^T, \quad (91)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} v_{SF,1} & i_{F,1} & i'_{F,1} & \text{sgp}(i_{F,1}) & \text{sgn}(i_{F,1}) \\ v_{SF,2} & i_{F,2} & i'_{F,2} & \text{sgp}(i_{F,2}) & \text{sgn}(i_{F,2}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{SF,N} & i_{F,N} & i'_{F,N} & \text{sgp}(i_{F,N}) & \text{sgn}(i_{F,N}) \end{bmatrix}, \quad (92)$$

$$\boldsymbol{\theta} = [d \quad R_F \quad L_F \quad V_P \quad V_N]^T, \quad (93)$$

$$\boldsymbol{\xi} = [\xi_1 \quad \xi_2 \quad \cdots \quad \xi_N]^T. \quad (94)$$

A equação (90) pode ser resolvida mediante a aplicação de um estimador de mínimos quadrados, conforme descrito na seguinte equação:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}, \quad (95)$$

em que o "chapéu" sobre o vetor $\boldsymbol{\theta}$ na equação (95) indica que os parâmetros do modelo são estimados.

A extensão do modelo de LFAI descrito na equação (83), de uma linha monofásica para uma linha trifásica, pode ser descrita por:

$$\mathbf{v}_S = \mathbf{d}(\mathbf{R}\mathbf{i}_S + \mathbf{L}\mathbf{i}'_S) + \mathbf{R}_F \mathbf{i}_F + \mathbf{L}_F \mathbf{i}'_F + \mathbf{V}_P \text{sgp}(\mathbf{i}_F) + \mathbf{V}_N \text{sgn}(\mathbf{i}_F) - \frac{1}{2} \mathbf{d}^2 (\mathbf{R}\mathbf{C}\mathbf{v}'_S + \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{v}''_S), \quad (96)$$

em que os termos em negrito representam vetores ou matrizes contendo sinais ou parâmetros do modelo.

Na equação (96), os termos \mathbf{R} , \mathbf{L} e \mathbf{C} representam matrizes de dimensão 3×3 , cujos elementos diagonais representam resistências, indutâncias ou capacitâncias próprias por fase e os elementos fora da diagonal representam resistências, indutâncias ou capacitâncias mútuas entre fases. Ainda, nessa mesma equação, é possível verificar que os vetores \mathbf{v}_S , \mathbf{i}_S e \mathbf{i}_F são representados por:

$$\mathbf{v}_S = [v_{Sa} \quad v_{Sb} \quad v_{Sc}]^T, \quad (97)$$

$$\mathbf{i}_S = [i_{Sa} \quad i_{Sb} \quad i_{Sc}]^T, \quad (98)$$

$$\mathbf{i}_F = [i_{Fa} \quad i_{Fb} \quad i_{Fc}]^T, \quad (99)$$

e os termos \mathbf{R}_F , \mathbf{L}_F , \mathbf{V}_P e \mathbf{V}_N são matrizes diagonais⁷ que podem ser expressas conforme as seguintes equações:

$$\mathbf{R}_F = \text{diag} \left\{ [R_{Fa} \quad R_{Fb} \quad R_{Fc}]^T \right\}, \quad (100)$$

⁷ A notação $\text{diag}\{\cdot\}$ é usada para representar simbolicamente uma matriz diagonal, cuja diagonal principal é preenchida com os elementos indicados e os elementos fora da diagonal principal são considerados nulos.

$$\mathbf{L}_F = \text{diag} \left\{ [L_{Fa} \quad L_{Fb} \quad L_{Fc}]^T \right\}, \quad (101)$$

$$\mathbf{V}_P = \text{diag} \left\{ [V_{Pa} \quad V_{Pb} \quad V_{Pc}]^T \right\}, \quad (102)$$

$$\mathbf{V}_N = \text{diag} \left\{ [V_{Na} \quad V_{Nb} \quad V_{Nc}]^T \right\}. \quad (103)$$

A fim de manter a consistência da equação (96), a distância de falta deve tomar a seguinte forma matricial:

$$\mathbf{d} = \text{diag} \left\{ [d \quad d \quad d]^T \right\}. \quad (104)$$

Continuando um raciocínio análogo ao da linha monofásica, o equivalente da equação (84) para o sistema trifásico pode ser escrito como:

$$\mathbf{v}_S^T = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{SF}^T & \mathbf{i}_F^T & \mathbf{i}'_F^T & \text{sgp}(\mathbf{i}_F^T) & \text{sgn}(\mathbf{i}_F^T) & \mathbf{v}_{sh}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d} & \mathbf{R}_F & \mathbf{L}_F & \mathbf{V}_P & \mathbf{V}_N & \mathbf{d}^2 \end{bmatrix}^T, \quad (105)$$

em que:

$$\mathbf{v}_{SF} = [v_{SFa} \quad v_{SFb} \quad v_{SFc}]^T, \quad (106)$$

$$\mathbf{v}_{sh} = [v_{sha} \quad v_{shb} \quad v_{shc}]^T. \quad (107)$$

Finalmente, o análogo trifásico da equação (87) para um conjunto de N amostras pode ser escrito da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{S,1}^T \\ \mathbf{v}_{S,2}^T \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{S,N}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{SF,1}^T & \mathbf{i}_{F,1}^T & \mathbf{i}'_{F,1}^T & \text{sgp}(\mathbf{i}_{F,1}^T) & \text{sgn}(\mathbf{i}_{F,1}^T) & \mathbf{v}_{sh,1}^T \\ \mathbf{v}_{SF,2}^T & \mathbf{i}_{F,2}^T & \mathbf{i}'_{F,2}^T & \text{sgp}(\mathbf{i}_{F,2}^T) & \text{sgn}(\mathbf{i}_{F,2}^T) & \mathbf{v}_{sh,2}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{v}_{SF,N}^T & \mathbf{i}_{F,N}^T & \mathbf{i}'_{F,N}^T & \text{sgp}(\mathbf{i}_{F,N}^T) & \text{sgn}(\mathbf{i}_{F,N}^T) & \mathbf{v}_{sh,N}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{R}_F \\ \mathbf{L}_F \\ \mathbf{V}_P \\ \mathbf{V}_N \\ \mathbf{d}^2 \end{bmatrix}. \quad (108)$$

Conforme descrito no artigo, as equações (87) e (108) também são válidas para uma seção a jusante do nó R do circuito da Figura 17. Nesse caso, as tensões e correntes são atualizadas para nós a jusante sempre que a distância de falta for maior do que o comprimento da seção de linha analisada. Por outro lado, se a distância for menor do que o comprimento da seção em análise, a falta é considerada interna e a distância estimada é a solução final do problema.

3.2.6 Proposta de Ramos *et al.* (2017)

O trabalho de (RAMOS et al., 2017) propõe uma formulação no domínio da frequência baseada no método da impedância aparente para LFAI em SDEE. Esse trabalho

estende a proposta de (IURINIC et al., 2016) para análise no domínio da frequência. Como principal contribuição é destacada uma técnica de análise residual baseada em um estimador de MQP para seleção das melhores estimativas. De acordo com os autores, a técnica possibilita a seleção das estimativas durante a condição de ocorrência de uma FAI, eliminando a necessidade do uso de métodos matemáticos complexos para identificação de períodos de estabilidade da corrente de falta.

No trabalho de (RAMOS et al., 2017) foi apresentado um modelo de falta inspirado nas propostas de (IURINIC et al., 2016), para FAI, e de (RADOJEVIĆ, 2007), para faltas de arco.

Com base no modelo de FAI apresentado em (IURINIC et al., 2016), descrito na equação (76), a tensão no ponto da falta no domínio da frequência pode ser expressa por:

$$V_F = (R_F + jX_F)I_F + V_A, \quad (109)$$

em que R_F é a resistência de falta, X_F é a reatância de falta e V_A é a tensão de arco. A tensão V_A é um fasor que representa a forma de onda aproximadamente quadrada, modelada através do circuito de diodos em antiparalelo e fontes de tensão (V_P e V_N), proposto no trabalho de (EMANUEL et al., 1990). No trabalho de (RADOJEVIĆ, 2007), essa tensão foi representada por uma queda de tensão em uma resistência de arco, conforme descrito na equação (70). Deste modo, a combinação das equações (70) e (109) resulta na seguinte expressão para a tensão no ponto da falta:

$$V_F = (R_{Fa} + jX_{Fa})I_F, \quad (110)$$

na qual, $R_{Fa} = R_F + R_a$ é a soma das resistências de falta e de arco e $X_{Fa} = X_F$ é a própria reatância de falta, assumindo que a tensão de arco e a corrente de falta estão praticamente em fase.

Na proposta de (RAMOS et al., 2017), as linhas foram representadas por componentes de fase e modeladas por circuitos π de parâmetros concentrados, de modo a considerar as suas impedâncias em série e capacitâncias *shunt*. Nesse caso, as relações entre tensões e correntes dos terminais local e remoto de um segmento de linha podem ser descritas por equações de quadripolos, que podem ser representadas sob a forma matricial por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_S \\ \mathbf{I}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_l & \mathbf{B}_l \\ \mathbf{C}_l & \mathbf{D}_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_R \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix}, \quad (111)$$

sendo que,

$$\mathbf{A}_l = \mathbf{D}_l = \mathbf{U} + 0,5l^2\mathbf{Y}_l\mathbf{Z}_l, \quad (112)$$

$$\mathbf{B}_l = l\mathbf{Z}_l, \quad (113)$$

$$\mathbf{C}_l = l\mathbf{Y}_l + 0,25l^3\mathbf{Y}_l\mathbf{Z}_l\mathbf{Y}_l, \quad (114)$$

em que: \mathbf{V}_S , \mathbf{I}_S , são os vetores das tensões e das correntes trifásicas no terminal local (S); \mathbf{V}_R , \mathbf{I}_R , são os vetores das tensões e das correntes trifásicas no terminal remoto (R); \mathbf{U} é uma matriz identidade; l é o comprimento total da linha; \mathbf{Z}_l é a matriz impedância de linha por unidade de comprimento; \mathbf{Y}_l é a matriz admitância de linha por unidade de comprimento.

Com base nas equações (111)-(114), a tensão no terminal local considerando uma falta localizada a uma distância d a partir do referido terminal pode ser descrita por:

$$\mathbf{V}_S = \mathbf{A}_d \mathbf{V}_F + \mathbf{B}_d \mathbf{I}_F, \quad (115)$$

sendo \mathbf{A}_d e \mathbf{B}_d definidos respectivamente através das equações (112) e (113), substituindo a variável l por d , e a tensão \mathbf{V}_F e a corrente \mathbf{I}_F são representadas considerando a substituição do subscrito R por F, na equação (111).

Usando a equação (115) para o caso de uma FAI fase- k -terra, a tensão no terminal local na fase k pode ser expressa por:

$$V_{Shk} = V_{Fhk} + dM_{hk} - 0,5d^2N_{hk}, \quad (116)$$

em que: V_{Shk} é a tensão no terminal local na fase k para a h -ésima harmônica; V_{Fhk} é a tensão no ponto da falta na fase k para a h -ésima harmônica; e M_{hk} e N_{hk} são parâmetros de linha calculados por:

$$M_{hk} = \sum_{p=\{a,b,c\}} (Z_{hkp} I_{Shp}), \quad (117)$$

$$N_{hk} = \sum_{p=\{a,b,c\}} (Z_{hka} Y_{hap} + Z_{hkb} Y_{hbp} + Z_{hkc} Y_{hcp}) V_{Shp}, \quad (118)$$

sendo que: I_{Shk} é a corrente de linha no terminal local na fase k para a h -ésima harmônica; Z_{hkp} é a impedância entre as fases k e p para a h -ésima harmônica; Y_{hkp} é a admitância entre as fases k e p para a h -ésima harmônica; p e k representam genericamente as fases a , b e c .

Dividindo a equação (116) em suas partes real e imaginária e considerando a falta envolvendo a fase a e a terra, é possível obter o seguinte sistema de equações algébricas não lineares para a h -ésima harmônica:

$$\begin{bmatrix} V_{Sha}^r \\ V_{Sha}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Fha}^r & -I_{Fha}^i & M_{ha}^r & -0,5N_{ha}^r \\ I_{Fha}^i & I_{Fha}^r & M_{ha}^i & -0,5N_{ha}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{Fa} \\ X_{Fah} \\ d \\ d^2 \end{bmatrix}, \quad (119)$$

cujos sobrescritos r e i representam as componentes real e imaginária respectivamente.

O modelo de LFAI apresentado na equação (119) consiste em um sistema subdeterminado, cuja solução é possível somente para número de medidas maior que o de variáveis desconhecidas. A fim de obter um sistema sobredeterminado de equações, os autores propuseram um procedimento para estimação de fasores consecutivos através de execuções sucessivas de um filtro de Fourier a partir do deslocamento de uma janela móvel de dados. Usando esses fasores é possível compor o seguinte modelo matemático:

$$\begin{bmatrix} V_{Sha,1}^r \\ V_{Sha,1}^i \\ V_{Sha,2}^r \\ V_{Sha,2}^i \\ \vdots \\ V_{Sha,n}^r \\ V_{Sha,n}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Fha,1}^r & -I_{Fha,1}^i & M_{ha,1}^r & -0,5N_{ha,1}^r \\ I_{Fha,1}^i & I_{Fha,1}^r & M_{ha,1}^i & -0,5N_{ha,1}^i \\ I_{Fha,2}^r & -I_{Fha,2}^i & M_{ha,2}^r & -0,5N_{ha,2}^r \\ I_{Fha,2}^i & I_{Fha,2}^r & M_{ha,2}^i & -0,5N_{ha,2}^i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ I_{Fha,n}^r & -I_{Fha,n}^i & M_{ha,n}^r & -0,5N_{ha,n}^r \\ I_{Fha,n}^i & I_{Fha,n}^r & M_{ha,n}^i & -0,5N_{ha,n}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{Fa} \\ X_{Fah} \\ d \\ d^2 \end{bmatrix}, \quad (120)$$

em que os subscritos (1, 2, ..., n) representam o índice de cada fasor estimado.

Segundo os autores desse trabalho, o sistema sobredeterminado mostrado na equação (120) é resolvido através de um método de MQP associado a um algoritmo de descida para a minimização do problema.

A corrente de falta é estimada através de um procedimento iterativo baseado na estimação da corrente de carga equivalente do sistema.

O processo de seleção das estimativas desenvolvido nesse trabalho é baseado em uma análise residual das soluções obtidas para cada sistema de equações gerado. Nessa análise, para resíduos maiores do que três desvios-padrão, a solução (distância estimada) é desprezada. Sendo assim, no lugar da medida cujo valor residual ultrapassa o limite preestabelecido, outra medida pode ser adicionada no conjunto de fasores a fim de formar um novo sistema de equações sobredeterminado. Por outro lado, se o critério de verificação residual for atendido, a estimativa referente ao conjunto de fasores analisado é selecionada. Além disso, a matriz de ponderação usada no estimador de mínimos quadrados é obtida através do inverso da matriz de covariância, sendo que nessa matriz, as variâncias são definidas como 1% do valor da medida conforme sugerido no trabalho de (BRETAS; BRETAS, 2015).

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica das principais técnicas para a LFAI em SDEE. A escassez de técnicas relacionadas, apresentadas no capítulo, permite

dimensionar a relevância e a complexidade do assunto abordado. A partir das observações e ponderações das técnicas de LFAI existentes, é possível verificar a necessidade de modelos de medição mais representativos e, principalmente, de técnicas de solução orientadas para o processamento de erros inerentes a tais modelos.

No capítulo seguinte é apresentada uma revisão das principais técnicas de estimação de MQP associadas a estratégias de processamento dos erros.

4 ESTIMADORES DE MÍNIMOS QUADRADOS ASSOCIADOS AO PROCESSAMENTO DE ERROS

Este capítulo apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre estimação de estados em sistemas de potência. Nesta revisão, são descritas a abordagem clássica (MONTICELLI, 1999), (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009) e a abordagem geométrica (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013) para processamento de erros em estimação de estados, sendo a última, usada como base teórica para o desenvolvimento da metodologia proposta nesta tese.

4.1 ABORDAGEM CLÁSSICA

Estimadores de mínimos quadrados associados a técnicas de processamento de erros foram originalmente desenvolvidos para o problema de estimação de estados em sistemas de potência. Contudo, as formulações matemáticas desenvolvidas para esses casos podem ser aplicadas em diversas áreas da engenharia, incluindo o problema de LFAI.

Nas subseções a seguir serão apresentadas a fundamentação teórica bem como a descrição das etapas de processamento de erros em estimação de estados clássica.

4.1.1 Fundamentação Teórica

Considere o Sistema de Equações Lineares Algébricas (SELA) com m equações e n incógnitas descrito pela seguinte equação⁸:

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{e}, \quad (121)$$

em que: $\mathbf{z} \in R^m$ é vetor de medidas, de dimensão $m \times 1$; $\mathbf{x} \in R^n$ é vetor de variáveis desconhecidas, de dimensão $n \times 1$; \mathbf{H} é a matriz de parâmetros do modelo, de dimensão $m \times n$; $\mathbf{e} \in R^m$ é o vetor de erros das medidas com média igual a zero e distribuição Gaussiana, de dimensão $m \times 1$.

Seja $\hat{\mathbf{x}}$ o vetor de incógnitas estimado para o problema (121), o vetor de resíduos da medição é definido pela seguinte equação:

$$\mathbf{r} = \mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}}, \quad (122)$$

na qual, é possível verificar que o vetor de medidas estimadas é expresso por:

⁸ O modelo matemático descrito na equação (121) é usado em estimação de estados em sistemas de potência na forma linearizada (MONTICELLI, 1999). Contudo, num sentido mais amplo, a estimação de estados normalmente é tratada como um problema não linear, cujo modelo de medição é expresso através da seguinte função: $\mathbf{z} = h(\mathbf{x}) + \mathbf{e}$, em que a função $h(\cdot)$ é uma função não linear do vetor de estados \mathbf{x} (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013).

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}. \quad (123)$$

Nas equações (122) e (123), o acento circunflexo indica que as quantidades são estimadas, sendo essa a notação adotada ao longo da tese.

Na abordagem clássica de estimação de estados, as incógnitas do problema proposto em (121) são estimadas através da minimização da Soma Ponderada do Quadrado dos Resíduos (SPQR), expressa pela função a seguir:

$$J(\hat{\mathbf{x}}) = (\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{W}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}), \quad (124)$$

na qual \mathbf{W} é uma matriz real definida positiva e simétrica. Em estimação de estados em SEP a matriz de ponderação \mathbf{W} é usualmente escolhida como a inversa da matriz de covariância da medição (MONTICELLI, 1999), (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009), ou seja:

$$\mathbf{W} = \mathbf{\Omega}_z^{-1} = \text{diag} \left\{ \left[\sigma_1^{-2} \quad \sigma_2^{-2} \quad \cdots \quad \sigma_m^{-2} \right]^T \right\} = \begin{bmatrix} \sigma_1^{-2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2^{-2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_m^{-2} \end{bmatrix}, \quad (125)$$

sendo que σ_i corresponde ao desvio-padrão da i -ésima medida.

A função $J(\hat{\mathbf{x}})$ é uma norma no espaço do vetor de medidas R^m induzida pelo produto interno $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = \mathbf{u}^T \mathbf{W} \mathbf{v}$, a qual, é assim definida:

$$J(\hat{\mathbf{x}}) = \|\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|_{\mathbf{W}}^2 = \langle \mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} \rangle, \quad (126)$$

em que $\|\mathbf{z}\|_{\mathbf{W}}^2$ é o quadrado da norma de \mathbf{z} ponderada por \mathbf{W} .

Se o sistema descrito na equação (121) for observável, isto é, $\text{rank}(\mathbf{H}) = n$, então o espaço vetorial de medidas R^m pode ser decomposto em uma soma direta de dois subespaços vetoriais, isto é, $R^m = \mathfrak{R}(\mathbf{H}) \oplus (\mathfrak{R}(\mathbf{H}))^\perp$ nos quais a faixa espacial de \mathbf{H} é um subespaço n -dimensional de R^m e $(\mathfrak{R}(\mathbf{H}))^\perp$ é o seu complemento ortogonal, ou seja, se $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}(\mathbf{H})$ e $\mathbf{v} \in (\mathfrak{R}(\mathbf{H}))^\perp$, então $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = \mathbf{u}^T \mathbf{W} \mathbf{v} = \mathbf{0}$ (BRETAS et al., 2013) e (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013).

Na formulação linear de estimação de mínimos quadrados a solução do problema apresentado na equação (121) pode ser entendida como uma projeção do vetor \mathbf{z} em $\mathfrak{R}(\mathbf{H})$, sendo \mathbf{P} o operador que faz tal projeção. A projeção do operador \mathbf{P} que minimiza $J(\hat{\mathbf{x}})$ é aquela que se projeta ortogonalmente no sentido do produto interno, isto é, o vetor ortogonal ao vetor residual. Mais precisamente,

$$\langle \hat{\mathbf{z}}, \mathbf{r} \rangle = (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{W}(\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}) = \mathbf{0}. \quad (127)$$

A solução da equação (121), obtida a partir da condição ótima de primeira ordem que minimize a equação (124), pode ser expressa por:

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{z}. \quad (128)$$

A substituição da equação (128) na equação (123) resulta em:

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{P} \mathbf{z}, \quad (129)$$

sendo que \mathbf{P} é a matriz de projeção do vetor \mathbf{z} em $\mathfrak{R}(\mathbf{H})$, descrita por:

$$\mathbf{P} = \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W}. \quad (130)$$

O vetor de resíduos, definido em função da matriz de projeção \mathbf{P} , pode ser obtido através da substituição da equação (129) na equação (122), resultando na seguinte expressão:

$$\mathbf{r} = \mathbf{z} - \mathbf{P} \mathbf{z} = \mathbf{S} \mathbf{z}, \quad (131)$$

em que \mathbf{S} é comumente conhecida como a matriz de sensibilidade residual, que projeta o vetor \mathbf{z} em $\mathfrak{R}(\mathbf{H})^\perp$. Essa matriz pode ser expressa matematicamente por:

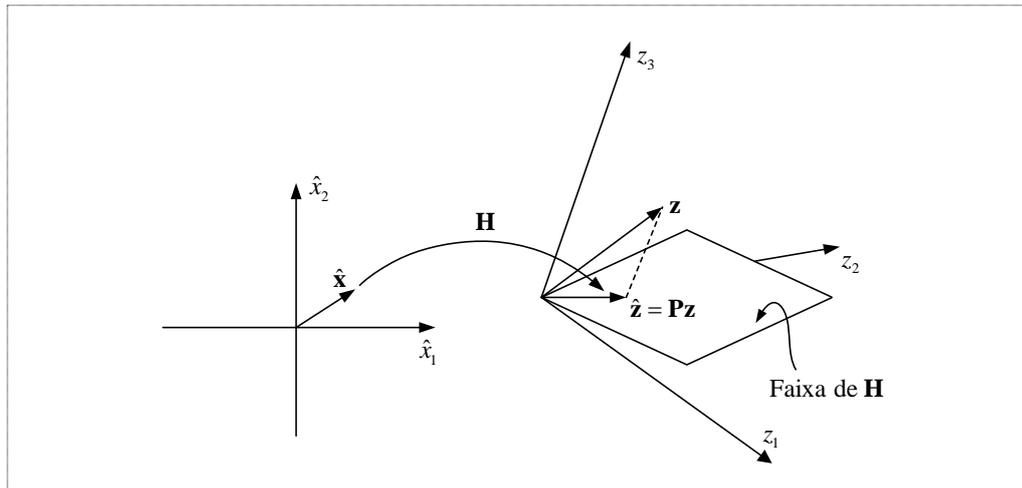
$$\mathbf{S} = (\mathbf{I} - \mathbf{P}) = \mathbf{I} - \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{W}. \quad (132)$$

Com relação as matrizes \mathbf{P} e \mathbf{S} são feitas as seguintes considerações:

- Se \mathbf{W} é uma matriz diagonal dada por $\mathbf{W} = c\mathbf{I}$, na qual $c > 0$ é um número real, e \mathbf{I} é a matriz identidade, então $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ e \mathbf{P} é definida como matriz de projeção ortogonal;
- \mathbf{P} e \mathbf{S} são matrizes idempotentes, ou seja, $\mathbf{P}\mathbf{P} = \mathbf{P}$ e $\mathbf{S}\mathbf{S} = \mathbf{S}$;

A Figura 19 ilustra o operador \mathbf{P} atuando no vetor \mathbf{z} , isto é, em qualquer passo de iteração da estimação, o operador \mathbf{P} está projetando um \mathbf{z} genérico, que é $\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}$ na faixa espacial da matriz \mathbf{H} , o espaço das medidas estimadas.

Figura 19 - Operador \mathbf{P} atuando no vetor \mathbf{z} . Visão geométrica.



O resíduo corresponde ao vetor diferença entre \mathbf{z} e $\hat{\mathbf{z}}$, sendo ortogonal a faixa espacial da matriz \mathbf{H} , como mostra a Figura 19. É possível constatar que \mathbf{z} e $\hat{\mathbf{z}}$ são quantidades em diferentes direções e podem variar de acordo com a medição.

4.1.2 Processamento de Erros

O processamento de erros em estimação de estados clássica consiste basicamente em três etapas: a detecção de erros, a identificação de erros e a correção ou a eliminação de medidas portadoras de erros.

4.1.2.1 Detecção de Erros

Nesta etapa é realizado um teste que seja capaz de distinguir claramente o comportamento dos resíduos na presença ou na ausência de erros. A função observável usada no teste é a função $J(\hat{\mathbf{x}})$, apresentada na equação (124). Essa função é usada em um Teste Estatístico de Hipóteses (TEH) para a detecção de erros, o qual pode ser aplicado de acordo com as seguintes suposições (MONTICELLI, 1999): os resíduos apresentam distribuição normal com média igual a zero e desvio-padrão igual a um, ou seja, $r_i \sim N(0,1)$; o modelo de medição é linearizado em um ponto próximo a solução.

Sob as condições supracitadas, a função $J(\hat{\mathbf{x}})$ apresenta a distribuição do qui-quadrado, denotada por χ^2 , com $(m - n)$ graus de liberdade⁹, valor esperado igual a $(m - n)$ e variância de $2(m - n)$, sendo m o número de medidas e n o número de incógnitas do problema. Por outro lado, na presença de erros, a função $J(\hat{\mathbf{x}})$ tende a assumir valores maiores do que na ausência de erros. Nesse caso, as suposições anteriores não se verificam e, portanto, a função $J(\hat{\mathbf{x}})$ não apresenta a distribuição do χ^2 .

Na Figura 20 é ilustrado o exemplo de uma Função Densidade de Probabilidade (FDP) do χ^2 com oito graus de liberdade. Observa-se que essa função só é definida para valores positivos, já que $J(\hat{\mathbf{x}}) > 0$, e que é assimétrica em relação a moda da distribuição.

O comportamento da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ sob a presença ou não de erros sugere que o TEH seja baseado nas seguintes hipóteses:

- Hipótese básica, H_0 : $J(\hat{\mathbf{x}})$ apresenta a distribuição do χ^2 , ou, $E\{J(\hat{\mathbf{x}})\} = m - n$;
- Hipótese alternativa, H_1 : a hipótese básica é falsa, ou, $E\{J(\hat{\mathbf{x}})\} > m - n$.

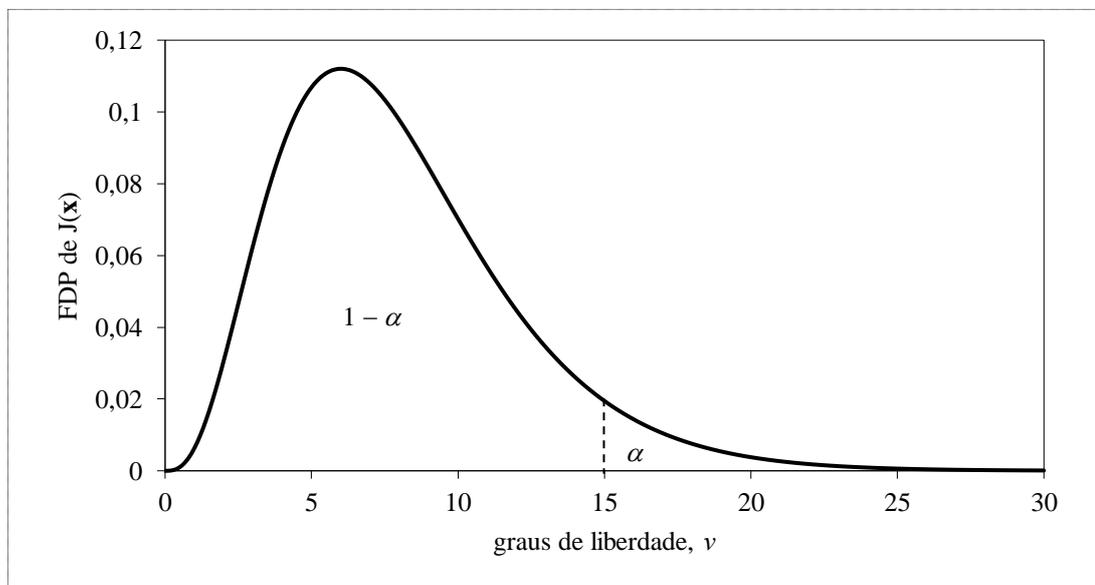
⁹ Para um sistema observável com $m = n$, o modelo de medição resulta num sistema de solução única no qual o valor da SPQR é igual a zero.

A fim de definir se a hipótese básica (principal), deve ser aceita ou rejeitada, são definidos dois tipos de erros:

- Erro do tipo I: rejeição da hipótese básica H_0 quando esta é verdadeira;
- Erro do tipo II: aceitação da hipótese básica H_0 quando esta é falsa.

Levando em conta os tipos de erro mencionados, define-se a *Probabilidade de Falso Alarme*, denotada por α , como a probabilidade de que ocorra um erro do tipo I, em que α é o nível de significância (tipicamente definido entre 0,01 e 0,1). As probabilidades α e seu complemento ($1 - \alpha$) podem ser representadas por áreas sob a curva da função densidade de probabilidade de $J(\hat{\mathbf{x}})$, como ilustrado na Figura 20.

Figura 20 - Função densidade de probabilidade para a distribuição do qui-quadrado com oito graus de liberdade.



Fonte: O autor (2018).

O TEH para a detecção de erros é baseado em um limiar K , determinado a partir da definição da probabilidade de falso alarme, supondo o seguinte:

- Se $J(\hat{\mathbf{x}}) > K$, rejeita-se a hipótese H_0 ;
- Se $J(\hat{\mathbf{x}}) \leq K$, aceita-se a hipótese H_0 .

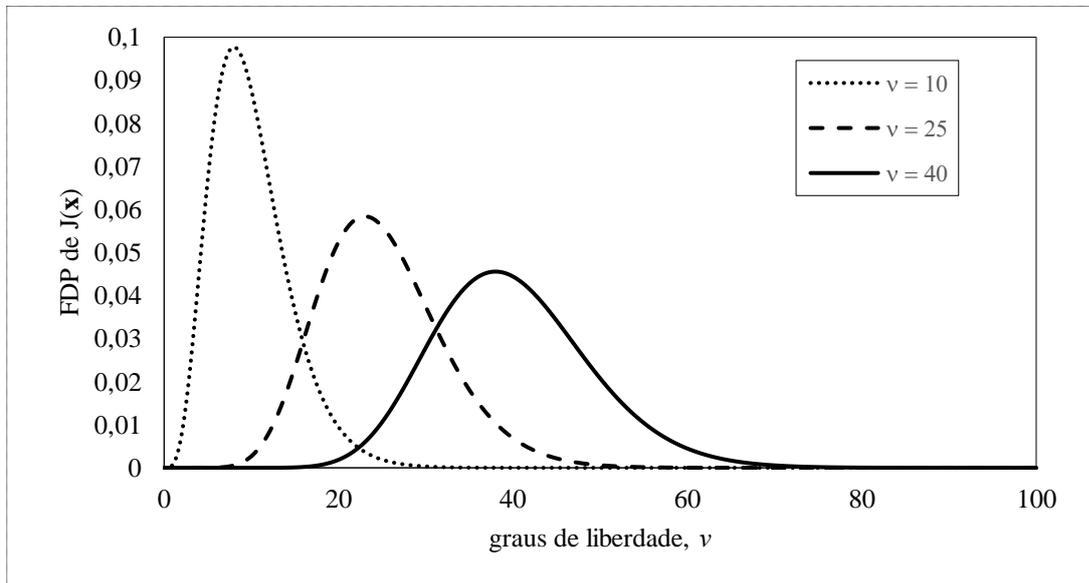
A constante K usada no teste é definida pela seguinte equação:

$$K = \chi_{m-n, 1-\alpha}^2, \quad (133)$$

em que $\chi_{m-n, 1-\alpha}^2$ representa o valor percentual ($1 - \alpha$) da distribuição do χ^2 com $(m - n)$ graus de liberdade. Esses percentuais podem ser obtidos a partir de uma tabela do χ^2 .

Quando o número de graus de liberdade se torna elevado (acima de 30), a distribuição do χ^2 tende a se comportar como uma distribuição Gaussiana com média $(m - n)$ e variância $2(m - n)$. Tal comportamento é ilustrado na Figura 21, na qual se verifica que na medida em que o número de graus de liberdade ν aumenta, a curva tende a simetria em relação à média.

Figura 21 - Função densidade de probabilidade para a distribuição do qui-quadrado, com $\nu = 10$, $\nu = 25$ e $\nu = 40$ graus de liberdade.



Fonte: O autor (2018).

Para casos em que $\nu > 30$, pode-se utilizar os percentuais da distribuição Gaussiana em substituição a do χ^2 na especificação da constante K .

4.1.2.2 Identificação de Erros

O processo de identificação de erros é decorrente da etapa de detecção. Se o teste de detecção indicar a suspeita de erros em medidas, essas devem ser identificadas através de uma análise residual. Supondo que para um dado conjunto de medidas apenas uma contenha erro, uma possível estratégia de identificação pode ser fundamentada na determinação do máximo resíduo, na esperança de que o erro esteja associado à essa medida. Na prática, entretanto, tal suposição não é verdadeira uma vez que:

- Medidores de diferentes tipos possuem variâncias diferentes, de modo que o valor do resíduo discrepante para uma dada medida pode ser perfeitamente aceitável para outra;
- Existe a possibilidade de que os resíduos sejam correlacionados entre si, de modo que o efeito de um erro associado a uma quantidade medida possa se espalhar sobre os resíduos de outras quantidades.

Esses inconvenientes poderão ser contornados com base nas seguintes estratégias: a normalização do resíduo; e o aumento da redundância no conjunto de medidas. No primeiro caso, a normalização dos resíduos coloca-os todos na mesma base, permitindo assim uma comparação justa dos seus valores absolutos. No segundo caso, o aumento da redundância no plano de medição faz com que os efeitos da medida com erro se reflitam predominantemente no resíduo correspondente, em comparação aos resíduos de correlação entre variáveis.

O procedimento de normalização descrito anteriormente é conhecido como teste do Máximo Resíduo Normalizado (MRN) (MONTICELLI, 1999), (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009) e (BRETAS et al., 2013). Essa técnica associada ao estimador de MQP compõe a abordagem clássica de estimação de estados em SEP. A fundamentação teórica do teste do MRN é descrita a seguir.

A relação entre a matriz de covariância dos resíduos e a matriz de covariância das medidas é definida pela seguinte equação:

$$\mathbf{\Omega}_r = \mathbf{S}\mathbf{\Omega}_z, \quad (134)$$

em que \mathbf{S} representa a matriz de sensibilidade dos resíduos, descrita na equação (132).

Com base nas equações (131) e (134), o desenvolvimento da expressão para o vetor de resíduos normalizado resulta em:

$$\mathbf{r}^N = [\text{diag}(\mathbf{\Omega}_r)]^{-1/2} \mathbf{r}. \quad (135)$$

Finalmente, o resíduo normalizado correspondente a i -ésima medida, obtido a partir da equação (135), é calculado por:

$$r_i^N = \frac{r_i}{\sqrt{\Omega_{r(ii)}}} = \frac{r_i}{\sqrt{S_{ii}\Omega_{z(ii)}}}, \quad (136)$$

em que $\Omega_{r(ii)}$ é o ii -ésimo elemento da matriz de covariância dos resíduos; $\Omega_{z(ii)}$ é o ii -ésimo elemento da matriz de covariância das medidas; e S_{ii} é o ii -ésimo elemento da matriz de sensibilidade.

4.1.2.3 Correção de Medidas Portadoras de Erros

Esta etapa consiste basicamente em estimar a amplitude do erro de medição e com base nessa informação gerar uma pseudo-medida que se aproxime do valor correto da quantidade medida (MONTICELLI, 1999). Para o entendimento da abordagem clássica de correção usada em estimação de estados considere a existência de erro em apenas uma

medida, de um conjunto de medidas. O valor dessa medida pode ser expresso pela equação a seguir:

$$z_j = z_j^{se} + e_j, \quad (137)$$

em que z_j é o valor da medida com erro, correspondente a j -ésima medição do conjunto de medidas; z_j^{se} é o valor da j -ésima medida sem a presença de erro; e_j é a amplitude do erro para a j -ésima medida.

A amplitude do erro pode ser expressa em função de seu desvio-padrão conforme:

$$e_j = b_j \sigma_j, \quad (138)$$

em que b_j é a amplitude do erro em valor por unidade.

O vetor de medidas que possui a j -ésima medida com erro é expresso por:

$$\mathbf{z}_j = \mathbf{z}_j^{se} + e_j \mathbf{u}_j, \quad (139)$$

no qual \mathbf{u}_j é um vetor de medidas com todos os elementos nulos exceto o j -ésimo elemento, que é unitário.

O produto da equação (139) por \mathbf{S} resulta no vetor de resíduos contendo o j -ésimo resíduo:

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{S} \mathbf{z}_j^{se} + e_j \mathbf{s}_j, \quad (140)$$

no qual \mathbf{s}_j é um vetor que armazena a j -ésima coluna da matriz de sensibilidade dos resíduos.

O processo de correção consiste em estimar a amplitude e_j tal que uma pseudo-medida seja gerada a partir da subtração dessa amplitude do valor da j -ésima medida. É possível determinar e_j através da estratégia descrita a seguir.

Considere a função objetivo que minimiza o erro da j -ésima medida expressa por:

$$J(e_j) = (\mathbf{r}_j - e_j \mathbf{s}_j)^T \mathbf{W} (\mathbf{r}_j - e_j \mathbf{s}_j). \quad (141)$$

O vetor de resíduos é obtido através da aplicação da condição ótima de primeira ordem que minimize a equação (141), resultando em:

$$\mathbf{r}_j = e_j \mathbf{s}_j, \quad (142)$$

e conseqüentemente, o valor do j -ésimo resíduo expresso por:

$$r_j = e_j S_{jj}, \quad (143)$$

sendo S_{jj} o jj -ésimo elemento da matriz de sensibilidade, r_j o valor do j -ésimo resíduo do vetor de resíduos.

A combinação das equações (138) e (143) resulta na estimativa da amplitude do erro da j -ésima medida:

$$e_j = b_j \sigma_j = \frac{r_j}{S_{jj}}. \quad (144)$$

A amplitude do erro da j -ésima medida dada na equação (144), expressa em valor por unidade, é descrita por:

$$b_j = \frac{r_j}{\sigma_j S_{jj}}. \quad (145)$$

A medida corrigida, ou pseudo-medida, é obtida através da substituição da equação (144) na equação (137), resultando na seguinte expressão:

$$z_j^{corr} = z_j - \frac{r_j}{S_{jj}}. \quad (146)$$

Em última análise, a geração de uma pseudo-medida, através da subtração do erro da medida originalmente incorreta elimina dessa quantidade a sua parcela de erro, ocasionando a redução do valor da soma do quadrado dos resíduos do conjunto de medição.

4.1.3 Visão Geral da Abordagem Clássica

As etapas de detecção, identificação e correção são executadas de uma forma sistemática até que todos os erros identificados sejam eliminados ou corrigidos. Uma visão geral do estimador de MQP associado ao teste do MRN (abordagem clássica) pode ser apresentada através de um algoritmo iterativo descrito conforme os passos a seguir:

- 1) O algoritmo recebe um vetor de medidas \mathbf{z} , de dimensão $m \times 1$, e uma matriz de parâmetros \mathbf{H} , de dimensão $m \times n$;
- 2) Determina-se \mathbf{W} através da matriz de covariâncias das medidas, usando a equação (125);
- 3) Calcula-se o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ usando a equação (124);
- 4) Aplica-se um TEH comparando o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ (equação (124)) com a distribuição do χ^2 com $(m - n)$ graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha)$ (equação (133)). Se não for detectada a presença de erro, o algoritmo é finalizado. Caso contrário, segue para o próximo passo;
- 5) Aplica-se o teste do MRN que consiste em calcular os resíduos normalizados conforme a equação (136) e, com base nesses valores, identifica-se a medida com maior resíduo;

- 6) A medida identificada como contendo erro pode ser eliminada ou corrigida através da equação (146) e o algoritmo retorna para o passo 1 com o vetor \mathbf{z} atualizado.

O algoritmo anteriormente descrito apresenta uma estratégia básica usada para o processamento de erros em estimação de estados. Entretanto, na literatura especializada é apresentada uma infinidade de variações dessa técnica, desenvolvidas com intuito de melhorar principalmente o desempenho na detecção e na identificação de erros em medidas.

4.2 ABORDAGEM GEOMÉTRICA

Nos últimos anos foram propostas abordagens geométricas fundamentadas na composição do erro para estimação de estados em SEP (BRETAS; BRETAS; PIERETI, 2011), (BRETAS et al., 2013), (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013) e (BRETAS; BRETAS, 2015). Segundo (BRETAS; BRETAS, 2015), a seleção das medidas de maior qualidade com base em análise residual é inadequada uma vez que o resíduo não é uma variável aleatória, tal como descrito na literatura clássica. Um conjunto de m resíduos de um estimador pertence a um subespaço de menor dimensão, ou seja, $(m - n)$, logo, a premissa de aleatoriedade do resíduo estaria incorreta. Ainda, segundo os mesmos autores, um resíduo de pequeno valor não corresponde a um pequeno erro e vice-versa. Deste modo, é desejável para o processo de estimação de estados que as medidas sejam selecionadas em função de seus erros em vez de serem selecionadas com base em seus resíduos.

Tendo em vista as limitações da abordagem clássica anteriormente descritas, os trabalhos apresentados em (BRETAS; BRETAS; PIERETI, 2011), (BRETAS et al., 2013), (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013) e (BRETAS; BRETAS, 2015) propõe uma abordagem geométrica para o processamento de erros em estimação de estados em SEP. Essa proposta consiste em estimar o resíduo para, em seguida, compor o erro de medição. Neste caso, a função objetivo a ser minimizada é a Soma Ponderada do Quadrados dos Erros (SPQE) em vez da SPQR descrita anteriormente.

Nas subseções a seguir serão apresentadas a fundamentação teórica e a descrição das etapas da abordagem geométrica para o processamento de erros em estimação de estados.

4.2.1 Fundamentação Teórica

A formulação linear descrita na equação (121) pode ser usada para decompor o espaço de medições em uma soma direta $\mathfrak{R}(\mathbf{H})$ e $(\mathfrak{R}(\mathbf{H}))^\perp$, ou seja, decompor o vetor de erro de

medição \mathbf{e} em duas partes: as componentes detectáveis e as componentes indetectáveis. O vetor de erros de medição é expresso de acordo com a seguinte equação:

$$\mathbf{e} = \mathbf{z} - \mathbf{z}^{se}, \quad (147)$$

na qual \mathbf{z} é o vetor de medições com suspeita de erro; e \mathbf{z}^{se} é o vetor de medições sem a presença de erros.

É fácil verificar que a equação (147) também pode ser expressa por:

$$\mathbf{e} = \mathbf{P}\mathbf{e} - (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{e}, \quad (148)$$

sendo que o primeiro termo corresponde a parcela de erro indetectável, \mathbf{e}_U , e o segundo termo corresponde a parcela de erro detectável, \mathbf{e}_D , ou seja:

$$\mathbf{e}_U = \mathbf{P}\mathbf{e}, \quad (149)$$

$$\mathbf{e}_D = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{e}, \quad (150)$$

em que \mathbf{I} é a matriz identidade e \mathbf{P} é a matriz de projeção, descrita na equação (130).

Como o vetor $\mathbf{e}_U \in \mathfrak{R}(\mathbf{H})$ e $\mathbf{e}_D \in (\mathfrak{R}(\mathbf{H}))^\perp$, eles são ortogonais entre si, de modo que a relação entre os mesmos pode ser expressa por:

$$\|\mathbf{e}\|_w^2 = \|\mathbf{e}_D\|_w^2 + \|\mathbf{e}_U\|_w^2. \quad (151)$$

Com relação aos desenvolvimentos apresentados nas equações (147)-(151) são feitas as seguintes considerações:

- A parcela detectável do erro de medição corresponde ao resíduo;
- O conceito ortogonal, em um espaço n -dimensional, é um conceito generalizado da relação ortogonal entre dois vetores em um espaço bidimensional.

Fazendo a substituição das equações (149) e (150) na equação (151) e realizando algumas manipulações algébricas é possível obter o Erro de Medição Composto (CME)¹⁰, expresso de acordo com a equação a seguir:

$$CME_i = \left(1 + \frac{1}{H_i^2}\right)^{1/2} r_i, \quad (152)$$

a partir da qual, se verifica que (BRETAS et al., 2013):

$$H_i = \frac{\|\mathbf{e}_D\|_w}{\|\mathbf{e}_U\|_w} = \left(\frac{1 - P_{ii}}{P_{ii}}\right)^{1/2}, \quad (153)$$

¹⁰ Do inglês, *Composed Measurement Error (CME)*.

sendo que H_i é definido como índice de inovação para i -ésima medida; e P_{ii} é o ii -ésimo elemento da matriz de projeção \mathbf{P} . O índice de inovação representa o grau de inovação contido em uma medida correspondente a nova informação que ela possui.

A normalização do erro de medição na equação (152) usando o desvio-padrão da medida, σ_i , resulta no Erro de Medição Composto Normalizado (CME^N)¹¹:

$$CME_i^N = \left(1 + \frac{1}{H_i^2} \right)^{1/2} \frac{r_i}{\sigma_i}. \quad (154)$$

Por outro lado, a substituição da equação (136) na equação (152) consiste em normalizar o resíduo para em seguida compor o erro, resultando no Erro Normalizado Composto (CNE)¹²:

$$CNE_i = \left(1 + \frac{1}{H_i^2} \right)^{1/2} r_i^N. \quad (155)$$

As quantidades r^N (equação (136)) e CME^N (equação (154)) apresentam o mesmo valor, porém, pertencem a subespaços diferentes, com propriedades diferentes. Os resíduos pertencem ao subespaço residual, com $(m - n)$ graus de liberdade, enquanto os erros de medição compostos pertencem ao subespaço de medição, com m graus de liberdade.

4.2.2 Processamento de Erros

A abordagem geométrica estende a formulação do estimador de MQP associada ao método do MRN (abordagem clássica) para uma metodologia de estimação de MQP associada ao método do Máximo Erro Normalizado (MEN). Num sentido mais amplo, a abordagem geométrica permite a seleção das melhores medidas com base no erro estimado, em vez da análise residual utilizada na abordagem clássica. Tal estratégia de correção é feita através do CME^N e do CNE , anteriormente descritos. Esses erros compostos são quantidades diferentes, com diferentes propriedades. Enquanto o primeiro pertence ao subespaço de medição, com m graus de liberdade, o segundo, pertence ao subespaço residual, com $(m - n)$ graus de liberdade.

Com base nas observações aqui descritas é proposta a detecção e a identificação de erros através do CME^N , enquanto as correções de amplitude do erro são feitas através do CNE . O motivo para correção ser feita através do CNE , em vez do CME^N , é que no processo de estimação de estados, as medidas (de dimensão m) são usadas para estimar as incógnitas (de

¹¹ Do inglês, *Composed Measurement Error in the Normalized form* (CME^N).

¹² Do inglês, *Composed Normalized Error* (CNE).

dimensão n) e, em seguida, os resíduos das medidas são estimados (de dimensão $(m - n)$), em um subespaço de dimensão menor. Consequentemente, o cálculo do CNE é mais preciso do que o cálculo do CME^N , visto que o primeiro é calculado em um subespaço residual, enquanto o segundo é convertido do subespaço residual para o subespaço de medição e, portanto, é calculado em um subespaço maior (BRETAS et al., 2013).

Na abordagem geométrica (BRETAS et al., 2013), as incógnitas são estimadas através da minimização da Soma Ponderada do Quadrado dos Erros (SPQE), expressa pela seguinte função:

$$J(\hat{\mathbf{x}}) = \sum_{i=1}^m (CME_i^N)^2, \quad (156)$$

em que m é o número de medidas.

A constante K usada no TEH é definida pela seguinte equação:

$$K = \chi_{m,1-\alpha}^2, \quad (157)$$

em que $\chi_{m,1-\alpha}^2$ representa o valor percentual $(1 - \alpha)$ da distribuição do χ^2 com m graus de liberdade.

A equação usada para as correções de amplitude do erro, através do CNE , é descrita por:

$$z_i^{corr} = z_i - \text{sg}_i |CNE_i \sigma_i|, \quad (158)$$

em que: z_i^{corr} é o valor da i -ésima medida corrigida; z_i é o valor da i -ésima medida (sem correção); sg_i é a função que define o sinal de correção (positivo ou negativo) para a i -ésima medida; e σ_i é o desvio-padrão da i -ésima medida.

A função sg_i é definida de acordo com as condições a seguir:

$$\text{se } |\hat{z}_i| > |z_i|, \text{ então: } \text{sg}_i = \begin{cases} +1, & \hat{z}_i \leq 0 \\ -1, & \hat{z}_i > 0 \end{cases}, \quad (159)$$

por outro lado,

$$\text{se } |\hat{z}_i| \leq |z_i|, \text{ então: } \text{sg}_i = \begin{cases} +1, & \hat{z}_i > 0 \\ -1, & \hat{z}_i \leq 0 \end{cases}. \quad (160)$$

Em (BRETAS; BRETAS, 2015) é apresentada uma variação da abordagem geométrica proposta pelos mesmos autores, a qual, propõe um algoritmo de dois passos para a estimação de estados em SEP. Nesse trabalho, o primeiro passo consiste no teste de detecção de erros, o qual, assume que todas as medidas podem ter erros. Tal suposição é feita

atribuindo pesos na matriz de ponderação como o inverso de um valor percentual das medidas. Para esse propósito é usada a função objetivo descrita na seguinte equação:

$$J(\hat{\mathbf{x}}) = \sum_{i=1}^m (z_i - \hat{z}_i)^2 \left(1 + \frac{1}{II_i^2} \right) W_{ii}^2, \quad (161)$$

na qual II_i é o índice de inovação para a i -ésima medida, descrito na equação (153); e W_{ii} é o ii -ésimo elemento da matriz de ponderação, e definido como $100/z_i$. A identificação da medida com erro é feita através da minimização da função objetivo dada em (161). O segundo passo consiste na correção das medidas com erros. Uma vez que um erro foi detectado e as medidas com erros identificadas, elas devem ter as suas magnitudes corrigidas utilizando o *CNE* da medição, conforme descrito nas equações (155), (158)-(160). As razões para o uso do *CME^N* na detecção e na identificação de erros e para o uso do *CNE* na correção são as mesmas anteriormente descritas.

4.2.3 Visão Geral da Abordagem Geométrica

Em (BRETAS et al., 2013), a metodologia para estimação de estados baseada em uma abordagem geométrica segue as mesmas etapas do estimador de MQP associado ao método do MRN (abordagem clássica). Contudo, uma variação dessa metodologia é apresentada em (BRETAS; BRETAS, 2015), no qual um procedimento de dois passos é usado para o processamento de erros em estimação de estados. Uma visão geral da referida metodologia pode ser apresentada em forma de um algoritmo iterativo, descrito conforme os seguintes passos:

- 1) O algoritmo recebe um vetor de medidas \mathbf{z} , de dimensão $m \times 1$, e uma matriz de parâmetros \mathbf{H} , de dimensão $m \times n$;
- 2) Determina-se \mathbf{W} através da matriz de covariâncias das medidas (equação (125)), considerando cada peso da matriz de ponderação como $100/z_i$;
- 3) Calcula-se o índice de inovação através da equação (153) e, em seguida, calcula-se o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ usando a equação (161);
- 4) Aplica-se o TEH a fim comparar o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ calculado no passo anterior com a distribuição do χ^2 com m graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha)$ (equação (157)). Se não for detectado erro, o algoritmo vai para o passo 7. Caso contrário, segue para o próximo passo;

- 5) Aplica-se o teste do MEN, que consiste em calcular os erros de medição compostos normalizados, CME^N , conforme a equação (154) e, com base nesses valores, identifica-se a medida com maior erro;
- 6) A medida identificada com erro deve ser corrigida através das equações (155), (158)-(160) e o algoritmo deve retornar para o passo 1;
- 7) Com o conjunto de medidas livre de erros, realiza-se a estimação de MQP, porém, agora com os pesos na matriz de ponderação definidos conforme proposto em estimação de estados clássica, ou seja, a qualidade da medição é agora considerada. Nessa etapa, o algoritmo é finalizado.

Em síntese, o algoritmo aqui descrito apresenta uma estratégia de detecção de erros que considera inicialmente todas as medidas com suspeita de erro. Nessas condições, as medidas com erros devem ser identificadas e corrigidas até que nenhum erro seja mais detectado. Por fim, executa-se o estimador de estados considerando os pesos das medidas avaliadas de acordo com a qualidade do medidor, tal como propõe a abordagem clássica.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas a abordagem clássica e a abordagem geométrica utilizada para estimação de estados em SEP. A abordagem geométrica compõe o estado da arte em estimação de estados, apresentando um método mais exato para o processamento de erros em medidas através do erro de medição composto, em vez da análise residual utilizada na abordagem clássica. Tendo em vista que os conceitos aqui apresentados são válidos para qualquer problema de estimação de mínimos quadrados, a aplicação desses conceitos para o tratamento de erros na formulação de LFAI proposta nesta tese é descrita no capítulo seguinte.

5 MÉTODO PROPOSTO PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

Os capítulos anteriores apresentaram uma revisão dos modelos de FAI, das metodologias para LFAI e dos principais métodos de estimação de MQP, incluindo técnicas comumente usadas para o processamento de erros. Esses tópicos compõem a base teórica para novos desenvolvimentos em LFAI, objeto de estudo desta tese.

Este capítulo apresenta um modelo matemático fundamentado na impedância aparente, desenvolvido no domínio espectral para LFAI. O modelo considera medições em um único terminal de dados e incorpora as características específicas de FAI (EMANUEL et al., 1990). Para a solução do modelo proposto é apresentada uma metodologia de estimação de MQP associada a uma técnica de processamento de erros, ambas desenvolvidas neste trabalho.

No início deste capítulo é apresentada uma formulação no domínio espectral para LFAI em SDEE radiais, na qual todos os elementos são representados por componentes de fase. Em seguida, são descritos os detalhes do algoritmo usado para a estimação da corrente de falta, o qual leva em consideração a compensação da corrente capacitiva de linha. Por fim, são apresentadas as técnicas de estimação de MQP e de processamento de erros usadas para a solução do modelo matemático proposto para LFAI.

5.1 FORMULAÇÃO NO DOMÍNIO ESPECTRAL PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

As distorções harmônicas na corrente de falta introduzem uma pequena reatância indutiva no modelo de FAI. Essa reatância representa mais um parâmetro desconhecido em formulações de LFAI no domínio da frequência, além da distância e da resistência de falta. Conseqüentemente, essas formulações resultam em SELA subdeterminados quando são consideradas apenas componentes fundamentais de tensão e de corrente, obtidas de medições em um único terminal de dados. Sendo assim, a principal limitação dessa abordagem é a sua necessidade de um número maior de equações para a solução do problema de LFAI. Em modelos de medição a um terminal, essas equações podem ser produzidas artificialmente pela estimativa de fasores consecutivos usando janelas de dados móveis sob os sinais de tensão e corrente amostrados no ponto de medição. Tal procedimento resulta em um modelo matemático sobredeterminado com alto grau de dependência linear, cuja matriz de parâmetros é muito próxima da singularidade. Conseqüentemente, as soluções matemáticas obtidas a

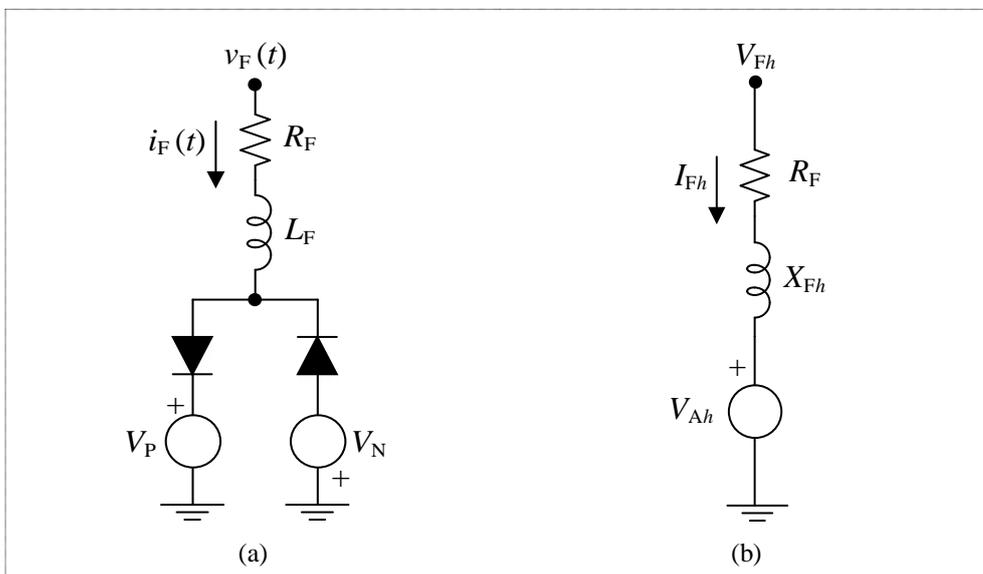
partir desse modelo podem apresentar grandes erros de estimação, em alguns casos, resultando em soluções puramente matemáticas sem significado prático.

Em razão da limitação de formulações no domínio da frequência para LFAI a um terminal, aqui descrita, o presente trabalho propõe um modelo matemático no domínio espectral consistindo de SELA linearmente independentes. A técnica proposta é inspirada nos trabalhos de (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006) e (RADOJEVIĆ, 2007) e fundamentada nas características de regime permanente de FAI documentadas na literatura (EMANUEL et al., 1990), (NAM et al., 2001) e (SANTOS et al., 2013).

5.1.1 Modelo de Falta de Alta Impedância

Em regime permanente, as FAI caracterizam-se principalmente por correntes de baixa magnitude e de alta distorção harmônica. A distorção da corrente de falta resulta no surgimento de componentes harmônicas na rede, predominantemente as componentes de ordem ímpar. A fim de representar essas características, diversos modelos matemáticos de FAI foram propostos, conforme descrito no Capítulo 3. Neste trabalho, o desenvolvimento de um modelo matemático de FAI no domínio espectral é fundamentado no trabalho proposto por (EMANUEL et al., 1990), que consiste de uma resistência e uma indutância de falta incluindo um circuito com fontes de tensão contínua e diodos em antiparalelo. A Figura 22 ilustra de forma comparativa o modelo proposto por (EMANUEL et al., 1990) no domínio do tempo e a sua representação no domínio espectral.

Figura 22 - Modelo de FAI proposto por Emanuel *et al.* (1990): (a) representação no domínio do tempo; (b) representação no domínio espectral.



Com base no modelo da Figura 22(a), a tensão no ponto da falta no domínio do tempo pode ser expressa por:

$$v_F(t) = R_F i_F(t) + L_F \frac{di_F(t)}{dt} + V_P \text{sgp}(i_F(t)) + V_N \text{sgn}(i_F(t)), \quad (162)$$

em que R_F e L_F representam a resistência e a indutância de falta respectivamente; V_P e V_N representam as tensões positiva e negativa respectivamente; $i_F(t)$ é a corrente de falta no domínio do tempo; e $\text{sgp}(\cdot)$ e $\text{sgn}(\cdot)$ são as funções que representam os semiciclos positivo e negativo da tensão de arco respectivamente. Essas funções são descritas matematicamente por:

$$\text{sgp}(i_F(t)) = \begin{cases} 1, & i_F(t) > 0 \\ 0, & i_F(t) \leq 0 \end{cases}, \quad (163)$$

$$\text{sgn}(i_F(t)) = \begin{cases} 0, & i_F(t) > 0 \\ -1, & i_F(t) \leq 0 \end{cases}. \quad (164)$$

Como o terceiro e o quarto termo da equação (162) representam a característica retangular da tensão de arco elétrico, $v_A(t)$, a mesma equação pode ser reescrita por:

$$v_F(t) = R_F i_F(t) + L_F \frac{di_F(t)}{dt} + v_A(t). \quad (165)$$

Na equação (165), a tensão de arco $v_A(t)$ pode ser representada matematicamente através do somatório infinito de ondas sinusoidais que compõe o seu espectro de frequências (RADOJEVIĆ; SHIN, 2006) através de:

$$v_A(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{ah} \sin(h\omega_0 t), \quad (166)$$

em que $h = 1, 2, \dots$ é a ordem da componente harmônica; V_{ah} é a amplitude da tensão de arco elétrico para h -ésima componente harmônica; e ω_0 é a frequência fundamental, em radianos por segundo.

Com base na Figura 22(b), a tensão no ponto da falta no domínio espectral pode ser descrita por:

$$V_{Fh} = Z_{Fh} I_{Fh} + V_{Ah}, \quad (167)$$

em que $Z_{Fh} = (R_F + jX_{Fh})$ é a impedância de falta para a h -ésima harmônica; I_{Fh} é a corrente de falta para a h -ésima harmônica; e V_{Ah} é a tensão de arco para a h -ésima harmônica.

A tensão de arco pode ser representada por uma queda de tensão na impedância de arco para a h -ésima harmônica, de modo que a equação (167) pode ser reescrita por:

$$V_{Fh} = Z_{Feh} I_{Fh}, \quad (168)$$

sendo:

$$Z_{Feh} = R_{Feh} + jX_{Feh}. \quad (169)$$

Na equação (169), a resistência de falta efetiva, R_{Feh} , e a reatância de falta efetiva, X_{Feh} , são expressas respectivamente por:

$$R_{Feh} = R_F + R_{Ah}, \quad (170)$$

$$X_{Feh} = X_{Fh} + jX_{Ah}, \quad (171)$$

em que R_{Ah} é a componente real da impedância de arco para a h -ésima harmônica e X_{Ah} é a componente imaginária da impedância de arco para a h -ésima harmônica.

As equações (168)-(171) descrevem o modelo de FAI no domínio espectral usado na formulação matemática para LFAI em SDEE desenvolvida nesta tese.

5.1.2 Formulação Matemática para Localização de Falhas de Alta Impedância

A formulação para LFAI em SDEE é baseada na impedância aparente com medição em um terminal de dados e desenvolvida no domínio espectral. O modelo matemático a ser apresentado a seguir é resultante dos seguintes desenvolvimentos:

- composição de um SELA sobredeterminado por fasores consecutivos de tensão e de corrente para as componentes harmônicas fundamental e de terceira ordem;
- modelagem das linhas aéreas através de um modelo π de parâmetros concentrados, cujos parâmetros série consistem de uma resistência e uma reatância, e os parâmetros em derivação (*shunt*) são compostos apenas pela componente capacitiva (KERSTING, 2002);
- modelagem da FAI no domínio espectral com base no modelo proposto por (EMANUEL et al., 1990), conforme descrito na subseção anterior.

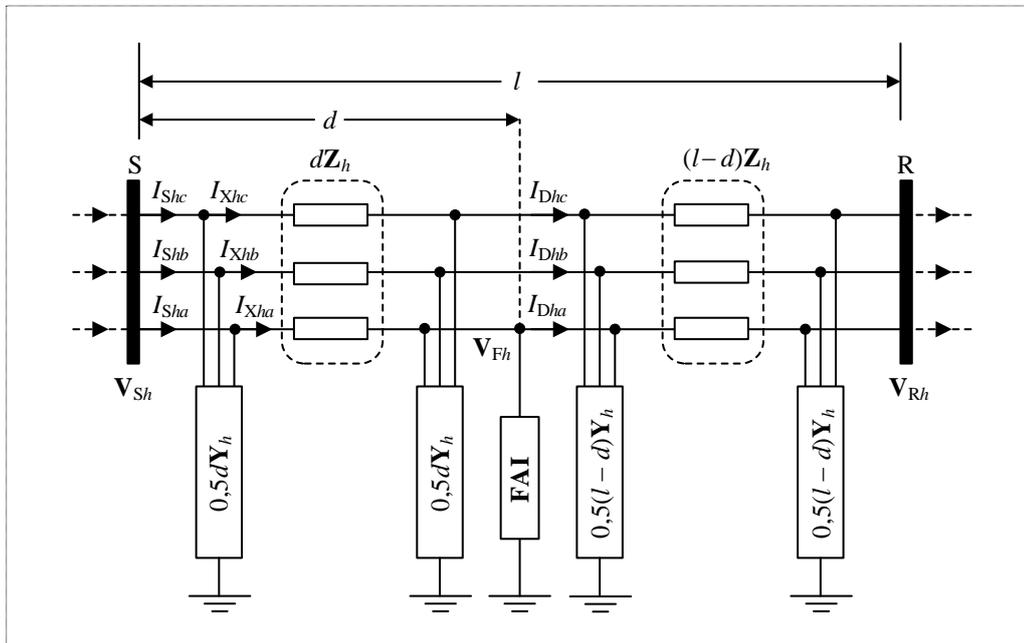
Para a descrição dos desenvolvimentos matemáticos propostos nesta subseção são definidas as seguintes notações:

$\mathbf{V}_{Sh} = [V_{Sha} \quad V_{Shb} \quad V_{Shc}]^T$	vetor das tensões de fase no terminal S durante a falta para a h -ésima harmônica;
$\mathbf{I}_{Sh} = [I_{Sha} \quad I_{Shb} \quad I_{Shc}]^T$	vetor das correntes de linha no terminal S durante a falta para a h -ésima harmônica;
$\mathbf{V}_{Fh} = [V_{Fha} \quad V_{Fhb} \quad V_{Fhc}]^T$	vetor das tensões no ponto da falta para a h -ésima harmônica;
$\mathbf{I}_{Fh} = [I_{Fha} \quad I_{Fhb} \quad I_{Fhc}]^T$	vetor das correntes de falta para a h -ésima harmônica;
$\mathbf{I}_{Xh} = [I_{Xha} \quad I_{Xhb} \quad I_{Xhc}]^T$	vetor das correntes na impedância de linha concentrada para a h -ésima harmônica;

$\mathbf{I}_{Dh} = [I_{Dha} \quad I_{Dhb} \quad I_{Dhc}]^T$	vetor das correntes de linha a jusante da falta para a h -ésima harmônica;
\mathbf{Z}_h	matriz de impedâncias de linha para a h -ésima harmônica (APÊNDICE A, Subseção A.1);
\mathbf{Y}_h	matriz de admitâncias de linha para a h -ésima harmônica (APÊNDICE A, Subseção A.2);
\mathbf{Z}_{Rh}	matriz de impedâncias equivalentes do terminal remoto da falta para a h -ésima harmônica;
l	comprimento da seção de linha (m);
d	distância de falta (m).

A Figura 23 apresenta o diagrama de uma linha de transmissão trifásica, representado por um modelo π de parâmetros concentrados, com ocorrência de uma FAI fase- a -terra.

Figura 23 - Modelo π de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão trifásica durante uma FAI fase- a -terra.



Fonte: O autor (2018).

Analisando o circuito da Figura 23 de acordo com a lei das tensões de Kirchhoff, a tensão no terminal local (S) na fase a para a h -ésima harmônica resulta em:

$$V_{Sha} = d(Z_{haa}I_{Xha} + Z_{hab}I_{Xbh} + Z_{hac}I_{Xhc}) + V_{Fha}, \quad (172)$$

em que:

$$\mathbf{I}_{Xh} = \mathbf{I}_{Sh} - 0,5d\mathbf{Y}_h\mathbf{V}_{Sh}. \quad (173)$$

A substituição da equação (168) na equação (172) resulta na seguinte expressão:

$$V_{Sha} = d(Z_{haa}I_{Xha} + Z_{hab}I_{Xhb} + Z_{hac}I_{Xhc}) + Z_{Feh}I_{Fha}, \quad (174)$$

em que:

$$\mathbf{I}_{Fh} = \mathbf{I}_{Xh} - 0,5d\mathbf{Y}_h\mathbf{V}_{Fh} - \mathbf{I}_{Dh}, \quad (175)$$

sendo que,

$$\mathbf{I}_{Dh} = \mathbf{Y}_{Dh}\mathbf{V}_{Fh}. \quad (176)$$

Com base no circuito da Figura 23, a admitância equivalente do terminal remoto (R) para a h -ésima harmônica levando em conta a capacitância *shunt* é expressa por:

$$\mathbf{Y}'_{Rh} = 0,5(l-d)\mathbf{Y}_h + \mathbf{Z}'_{Rh^{-1}}, \quad (177)$$

e a impedância equivalente para o mesmo terminal resulta em:

$$\mathbf{Z}'_{Rh} = [0,5(l-d)\mathbf{Y}_h + \mathbf{Z}'_{Rh^{-1}}]^{-1}. \quad (178)$$

A admitância equivalente a jusante do ponto da falta (F) para a h -ésima harmônica é expressa conforme a equação a seguir:

$$\mathbf{Y}_{Dh} = 0,5(l-d)\mathbf{Y}_h + [(l-d)\mathbf{Z}_h + \mathbf{Z}'_{Rh}]^{-1}. \quad (179)$$

Finalmente, substituindo a equação (178) na equação (179), a expressão para a admitância equivalente a jusante do ponto da falta pode ser reescrita como:

$$\mathbf{Y}_{Dh} = 0,5(l-d)\mathbf{Y}_h + \left\{ (l-d)\mathbf{Z}_h + [0,5(l-d)\mathbf{Y}_h + \mathbf{Z}'_{Rh}]^{-1} \right\}^{-1}. \quad (180)$$

A divisão de (174) em componentes real e imaginária resulta no seguinte conjunto de equações:

$$V_{Sha}^r = dM_{ha}^r + R_{Feh}I_{Fha}^r - X_{Feh}I_{Fha}^i, \quad (181)$$

$$V_{Sha}^i = dM_{ha}^i + R_{Feh}I_{Fha}^i + X_{Feh}I_{Fha}^r, \quad (182)$$

em que os subscritos r e i denotam respectivamente as partes real e imaginária de um número complexo. Os parâmetros de linha M_{ha}^r e M_{ha}^i , descritos em (181) e (182), para uma FAI fase- a -terra, são expressos respectivamente por:

$$M_{ha}^r = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak}I_{Xhk}^r - hX_{ak}I_{Xhk}^i), \quad (183)$$

$$M_{ha}^i = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak}I_{Xhk}^i + hX_{ak}I_{Xhk}^r), \quad (184)$$

em que R_{ak} e X_{ak} correspondem a resistência e a reatância da linha respectivamente, em ohms por unidade de comprimento.

Na forma matricial, as equações (181) e (182) resultam no SELA subdeterminado descrito a seguir:

$$\begin{bmatrix} V_{Sha}^r \\ V_{Sha}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{ha}^r & I_{Fha}^r & -I_{Fha}^i \\ M_{ha}^i & I_{Fha}^i & I_{Fha}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ R_{Fe^h} \\ X_{Fe^h} \end{bmatrix}. \quad (185)$$

A consideração das componentes fundamental e de terceira ordem ($h = 1$ e $h = 3$) na equação (185) resulta no SELA sobredeterminado expresso matematicamente por:

$$\begin{bmatrix} V_{S1a}^r \\ V_{S1a}^i \\ V_{S3a}^r \\ V_{S3a}^i \end{bmatrix}^f = \begin{bmatrix} M_{1a}^r & I_{F1a}^r & -I_{F1a}^i \\ M_{1a}^i & I_{F1a}^i & I_{F1a}^r \\ M_{3a}^r & c_R I_{F3a}^r & -c_X I_{F3a}^i \\ M_{3a}^i & c_R I_{F3a}^i & c_X I_{F3a}^r \end{bmatrix}^f \begin{bmatrix} d \\ R_{Fe} \\ X_{Fe} \end{bmatrix}, \quad (186)$$

em que a letra f representa uma amostra fasorial contendo quatro medidas: duas componentes fundamentais, partes real e imaginária, e duas componentes de terceira ordem, partes real e imaginária; e os parâmetros c_R e c_X são definidos como coeficientes de FAI. Os parâmetros de linha do modelo de LFAI proposto na equação (186) são calculados por:

$$M_{1a,f}^r = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak} I_{X1k,f}^r - X_{ak} I_{X1k,f}^i), \quad (187)$$

$$M_{1a,f}^i = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak} I_{X1k,f}^i + X_{ak} I_{X1k,f}^r), \quad (188)$$

$$M_{3a,f}^r = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak} I_{X3k,f}^r - 3X_{ak} I_{X3k,f}^i), \quad (189)$$

$$M_{3a,f}^i = \sum_{k=\{a,b,c\}} (R_{ak} I_{X3k,f}^i + 3X_{ak} I_{X3k,f}^r). \quad (190)$$

Com base na teoria de circuitos elétricos são assumidas as seguintes hipóteses acerca das equações (187)-(190) (SCOTT, 1960): (a) as resistências de linha são constantes para as frequências harmônicas utilizadas; (b) as reatâncias de linha para a harmônica de 3ª ordem são iguais a três vezes o valor de suas reatâncias de linha correspondentes (para a frequência fundamental).

Assumindo a presença de erros de estimação no modelo descrito pela equação (186), a referida equação pode ser reescrita por:

$$\begin{bmatrix} V_{S1a}^r \\ V_{S1a}^i \\ V_{S3a}^r \\ V_{S3a}^i \end{bmatrix}^f = \begin{bmatrix} M_{1a}^r & I_{F1a}^r & -I_{F1a}^i \\ M_{1a}^i & I_{F1a}^i & I_{F1a}^r \\ M_{3a}^r & c_R I_{F3a}^r & -c_X I_{F3a}^i \\ M_{3a}^i & c_R I_{F3a}^i & c_X I_{F3a}^r \end{bmatrix}^f \begin{bmatrix} d \\ R_{Fe} \\ X_{Fe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{S1a}^r \\ e_{S1a}^i \\ e_{S3a}^r \\ e_{S3a}^i \end{bmatrix}^f, \quad (191)$$

em que e_{S1a}^r , e_{S1a}^i , e_{S3a}^r e e_{S3a}^i são os erros de estimação da medição, referentes a uma amostra fasorial.

Na forma compacta, a equação (191) pode ser descrita por:

$$\mathbf{z}^f = \mathbf{H}^f \mathbf{x} + \mathbf{e}^f, \quad (192)$$

a partir da qual é possível verificar que:

$$\mathbf{z}^f = \begin{bmatrix} V_{S1a}^r & V_{S1a}^i & V_{S3a}^r & V_{S3a}^i \end{bmatrix}^T, \quad (193)$$

$$\mathbf{H}^f = \begin{bmatrix} M_{1a}^r & I_{F1a}^r & -I_{F1a}^i \\ M_{1a}^i & I_{F1a}^i & I_{F1a}^r \\ M_{3a}^r & c_R I_{F3a}^r & -c_X I_{F3a}^i \\ M_{3a}^i & c_R I_{F3a}^i & c_X I_{F3a}^r \end{bmatrix}^f, \quad (194)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} d & R_{Fe} & X_{Fe} \end{bmatrix}^T, \quad (195)$$

$$\mathbf{e}^f = \begin{bmatrix} e_{S1a}^r & e_{S1a}^i & e_{S3a}^r & e_{S3a}^i \end{bmatrix}^T. \quad (196)$$

A redundância do SELA representado na equação (192) pode ser ampliada com a adição da quantidade desejada de amostras, conforme descrito em:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}^{f_1} \\ \mathbf{z}^{f_2} \\ \vdots \\ \mathbf{z}^{f_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{f_1} \\ \mathbf{H}^{f_2} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{f_N} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}^{f_1} \\ \mathbf{e}^{f_2} \\ \vdots \\ \mathbf{e}^{f_N} \end{bmatrix}, \quad (197)$$

em que f_1, f_2, \dots, f_N correspondem as amostras fasoriais consecutivas de um conjunto de N amostras.

Por fim, o SELA sobredeterminado descrito na equação (197) pode ser representado na forma genérica a seguir:

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{e}, \quad (198)$$

em que:

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}^{f_1} & \mathbf{z}^{f_2} & \dots & \mathbf{z}^{f_N} \end{bmatrix}^T, \quad (199)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{f_1} & \mathbf{H}^{f_2} & \dots & \mathbf{H}^{f_N} \end{bmatrix}^T, \quad (200)$$

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^{f_1} & \mathbf{e}^{f_2} & \dots & \mathbf{e}^{f_N} \end{bmatrix}^T, \quad (201)$$

sendo \mathbf{z} o vetor de medidas, de dimensão $m \times 1$; \mathbf{H} a matriz de parâmetros do modelo, de dimensão $m \times n$; \mathbf{x} o vetor de parâmetros de falta (desconhecidos), de dimensão $n \times 1$; \mathbf{e} o vetor de erros, de dimensão $m \times 1$; m o número total de medidas e n o número de incógnitas do problema.

Analisando (199)-(201) é possível verificar que os vetores \mathbf{z} e \mathbf{e} são constituídos por sub-vetores, enquanto a matriz \mathbf{H} é formada por sub-matrizes, sendo cada um desses sub-vetores ou sub-matrizes, correspondente a uma amostra fasorial selecionada.

Para a determinação dos sistemas equivalentes é utilizado um método baseado na análise pré-falta desenvolvido para sistemas radiais proposto por (SALIM et al., 2009). Esse método calcula impedâncias equivalentes \mathbf{Z}_{Rh} para cada nó do sistema considerando cada caminho possível de fluxo de potência. As impedâncias equivalentes são obtidas a partir da transformação de linhas e de cargas que não pertençam ao caminho que está sendo analisado em impedâncias constantes ao longo do alimentador radial. O algoritmo de LFAI, a ser descrito mais adiante, analisa cada um dos trajetos possíveis individualmente, enquanto os demais são tratados como cargas intermediárias ao longo do alimentador.

5.1.3 Modelagem dos Coeficientes de Falta

O modelo de LFAI descrito na equação (191) depende dos coeficientes c_R e c_X . Esses coeficientes são parâmetros do modelo que permitem uma relação entre os circuitos nas frequências harmônicas fundamental (linhas 1 e 2 da equação (191)) e de terceira ordem (linhas 3 e 4 da equação (191)), através das seguintes equações:

$$c_R = \Re \left\{ \frac{V_{F3a} I_{F1a}}{V_{F1a} I_{F3a}} \right\}, \quad (202)$$

$$c_X = \Im \left\{ \frac{V_{F3a} I_{F1a}}{V_{F1a} I_{F3a}} \right\}, \quad (203)$$

em que as notações $\Re\{\cdot\}$ e $\Im\{\cdot\}$ denotam respectivamente as partes real e imaginária de um número complexo.

Como pode ser observado no modelo de LFAI expresso na equação (191), o conhecimento dos coeficientes c_R e c_X é fundamental para a solução do problema. Infelizmente, as equações (202) e (203) mostram que esses coeficientes dependem da tensão e da corrente no local da falta, que são variáveis desconhecidas do modelo. Essa é uma situação prática na qual não se tem conhecimento suficiente para o desenvolvimento de modelos matemáticos para esses coeficientes com base no comportamento de FAI.

Tendo em vista que é inviável desenvolver modelos para c_R e c_X baseados nas leis que regem o fenômeno da FAI, este trabalho propõe uma Abordagem Baseada na Identificação de Sistemas (ABIS) para a estimação desses parâmetros. A ABIS se propõe a obter um modelo

matemático que explique, de forma aproximada, a relação causa e efeito presente nos dados (AGUIRRE, 2015).

A abordagem de identificação de sistemas adotada neste trabalho consiste em quatro etapas, a saber:

- Coleta de dados;
- Representação matemática e estimação de parâmetros;
- Validação do modelo.

A sequência de implementação supracitada é descrita nas subseções a seguir.

5.1.3.1 Coleta de Dados

Uma vez que a identificação se propõe a obter modelos a partir de dados, é necessário gerar tais dados (AGUIRRE, 2015). Dados reais de FAI são difíceis de serem obtidos e, mesmo que estivessem disponíveis, seria difícil obter uma quantidade de dados suficiente para gerar um modelo matemático. A fim de contornar essas dificuldades, este trabalho propõe a geração de dados de FAI com o auxílio do ATP.

O sistema elétrico é modelado no ATP a partir dos dados da subestação, dos parâmetros de linha e dos dados das cargas do sistema referentes uma dada condição de operação.

Os parâmetros de falta do modelo proposto por (EMANUEL et al., 1990) são ajustados para reproduzir FAI cuja a componente de terceira ordem da corrente de falta varie entre 5% e 15% da componente fundamental da corrente de falta, conforme observado em estudos experimentais disponíveis publicamente (EMANUEL et al., 1990), (NAM et al., 2001) e (SANTOS et al., 2013).

Uma vez implementada a modelagem do circuito no ATP, são simuladas FAI a fim de obter as seguintes características:

- Corrente de linha na subestação para harmônicas de 1ª e 3ª ordem (I_{S1} e I_{S3});
- Corrente de falta para harmônicas de 1ª e 3ª ordem (I_{F1} e I_{F3});
- Tensão no ponto da falta para harmônicas de 1ª e 3ª ordem (V_{F1} e V_{F3}).

Com as correntes I_{S1} e I_{S3} , correspondentes a cada simulação de FAI, é possível calcular a componente de terceira ordem da corrente no terminal da subestação em valor por unidade de sua componente fundamental através da equação a seguir:

$$I_{S3}^{pu} = \frac{|I_{S3}|}{|I_{S1}|}. \quad (204)$$

Analisando a equação (204) é possível observar que o subscrito que representa a fase envolvida na falta foi omitido. Deste modo, fica implícito que as equações apresentadas são válidas para qualquer fase envolvida na falta fase-terra.

Com as medições de tensão no ponto da falta (V_{F1} e V_{F3}) e com as medições de corrente de falta (I_{F1} e I_{F3}), correspondentes a cada simulação de FAI, é possível calcular os coeficientes de falta c_R e c_X através das equações (202) e (203) respectivamente.

A distribuição amostral para o coeficiente c_R pode ser analisada relacionando os dados de c_R , no eixo das ordenadas, em função dos dados de I_{S3}^{pu} , no eixo das abcissas. O mesmo procedimento é aplicado ao coeficiente c_X . Em vista disso, é possível definir um comportamento característico para os coeficientes de falta, c_R e c_X , em função da harmônica de terceira ordem da corrente mensurada na subestação.

5.1.3.2 Representação Matemática e Estimação de Parâmetros

A massa de dados observada para cada coeficiente de falta pode ser aproximada por uma reta, expressa matematicamente por:

$$c_{R,X} = a + b \cdot I_{S3}^{pu}, \quad (205)$$

sendo que: $c_{R,X}$ é o valor do coeficiente de falta, c_R ou c_X ; a é coeficiente linear de uma reta; e b é o coeficiente angular de uma reta.

Dividindo a distribuição amostral de cada coeficiente de falta em N segmentos iguais de I_{S3}^{pu} , a aproximação linear dada em (205) pode ser reescrita por:

$$c_{(R,X),s} = \begin{bmatrix} 1 & I_{S3}^{pu} \end{bmatrix}^s \begin{bmatrix} a_s & b_s \end{bmatrix}^T, \quad (206)$$

em que a letra s representa um segmento de I_{S3}^{pu} .

Generalizando a equação (206) para m observações de $c_{R,X}$ é obtida a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} c_{(R,X),1} \\ c_{(R,X),2} \\ \vdots \\ c_{(R,X),m} \end{bmatrix}^s = \begin{bmatrix} 1 & I_{S3,1}^{pu} \\ 1 & I_{S3,2}^{pu} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & I_{S3,m}^{pu} \end{bmatrix}^s \begin{bmatrix} a_s \\ b_s \end{bmatrix}, \quad (207)$$

sendo que o número subscrito após a vírgula indica o número ordinal da amostra considerada dentro do conjunto de m amostras previamente selecionadas.

Os coeficientes linear e angular, a_s e b_s , são estimados através de um estimador de MQP cuja matriz de ponderação é expressa como o inverso da matriz de covariância das medidas (MONTICELLI, 1999) e (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009).

5.1.3.3 Validação do Modelo

O modelo linear por segmento, descrito na equação (207), é validado através de um TEH do χ^2 com $(m - n)$ graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha)$, aplicado à soma ponderada do quadrado dos resíduos calculada para o referido modelo. Esse procedimento estatístico é executado tal como sugere a abordagem clássica de estimação de estados em SEP (MONTICELLI, 1999) e (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009).

5.1.4 Algoritmo Iterativo para Localização de Falta

Analisando o modelo de LFAI descrito na equação (191) é possível observar que o mesmo depende das correntes \mathbf{I}_{Fh} e \mathbf{I}_{Xh} . Como essas variáveis são desconhecidas no modelo, neste trabalho propõe-se a estimação dessas e de outras incógnitas usando o procedimento iterativo resumido descrito a seguir:

- 1) Inicialmente, a corrente a jusante da falta e a corrente na impedância de linha concentrada são estimadas respectivamente por:

$$\mathbf{I}_{Dh} = \mathbf{I}_{Sh}^{pf}, \quad (208)$$

$$\mathbf{I}_{Xh} = \mathbf{I}_{Sh}^{pf}, \quad (209)$$

em que $\mathbf{I}_{Sh}^{pf} = [I_{Sha}^{pf} \quad I_{Shb}^{pf} \quad I_{Shc}^{pf}]^T$ é o vetor das correntes de linha no terminal S no período pré-falta.

- 2) Estima-se inicialmente a corrente de falta através de:

$$\mathbf{I}_{Fh} = \mathbf{I}_{Sh} - \mathbf{I}_{Dh}. \quad (210)$$

- 3) Determina-se o vetor \mathbf{z} e a matriz \mathbf{H} .
 - a. Calcula-se os parâmetros de linha usando (187)-(190).
 - b. Compõe-se o vetor \mathbf{z} usando primeiramente a equação (193) e, em seguida, a equação (199).
 - c. Compõe-se a matriz \mathbf{H} usando primeiramente a equação (194) e, na sequência, a equação (200).
- 4) Com o vetor \mathbf{z} e a matriz \mathbf{H} determinados anteriormente, estima-se os parâmetros de falta d , R_{Fe} e X_{Fe} através do estimador de MQP descrito na equação (128), em que a

matriz \mathbf{W} é definida como o inverso da matriz de covariância das medidas, cujos desvios-padrão são definidos como 1% do valor da medida correspondente.

- 5) Atualiza-se as correntes na impedância de linha concentrada (\mathbf{I}_{Xh}) através de (173).
- 6) Calcula-se a tensão no ponto da falta por:

$$\mathbf{V}_{Fh} = \mathbf{V}_{Sh} - d\mathbf{Z}_h\mathbf{I}_{Xh}. \quad (211)$$

- 7) Calcula-se a admitância equivalente a jusante da falta (\mathbf{Y}_{Dh}) usando (180).
- 8) Com \mathbf{V}_{Fh} e \mathbf{Y}_{Dh} calculados anteriormente, calcula-se a corrente a jusante da falta (\mathbf{I}_{Dh}) através da equação (176).
- 9) Calcula-se a corrente de falta (\mathbf{I}_{Fh}) considerando a compensação da corrente capacitiva, conforme a equação (175).
- 10) Verifica-se o critério de convergência:

$$|d(n) - d(n-1)| < \varepsilon, \quad (212)$$

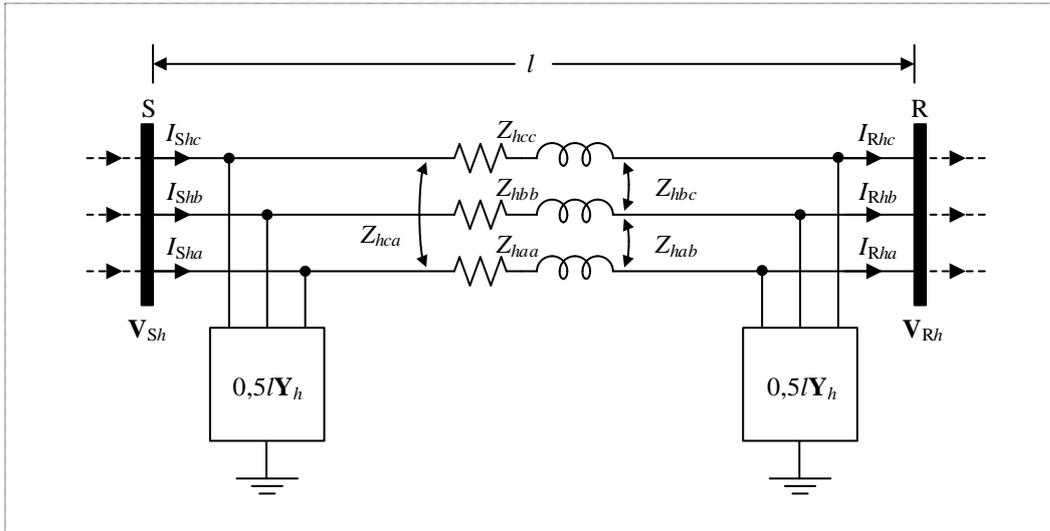
no qual n representa o número da iteração; e ε é uma tolerância (geralmente considerada igual a 1×10^{-4}). Analisando a equação (212) é possível observar que tal critério deve ser aplicado somente para $n > 1$. Se a condição dada nessa equação for satisfeita o algoritmo é finalizado retornando a distância de falta (d). Caso contrário, com a corrente de falta estimada, retorna-se para o passo 3.

5.1.5 Procedimento de Atualização dos Fasores de Tensão e Corrente

A formulação para LFAI anteriormente apresentada pressupõe que a falta ocorre na primeira seção de linha do alimentador principal de um SDEE e que as tensões e correntes são obtidas de medições apenas na subestação do sistema. Entretanto, os SDEE normalmente são radiais e constituídos por cargas intermediárias e ramificações laterais ao longo de seu alimentador principal. Deste modo, a metodologia de LFAI deve ser executada através de um processo de busca iterativa baseado na atualização dos fasores de tensão e corrente em cada barra do sistema. Caso a distância estimada seja superior ao comprimento do segmento de linha analisado, a falta é considerada como externa a esse segmento. Neste caso, a formulação para LFAI deve ser executada novamente, porém, considerando os fasores de tensão e de corrente atualizados para o próximo segmento de linha.

Para o entendimento do procedimento de atualização dos fasores de tensão e de corrente considere o segmento de linha representado por um modelo π de parâmetros concentrados, ilustrado na Figura 24, no qual a barra local (S) contém as medições.

Figura 24 - Modelo π de parâmetros concentrados de uma linha de transmissão trifásica.



Fonte: O autor (2018).

Com base no diagrama da Figura 24, a atualização dos fasores de tensão e de corrente para a barra remota (R) é expressa por (KERSTING, 2002):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{R_h} \\ \mathbf{I}_{R_h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_h & -\mathbf{B}_h \\ -\mathbf{C}_h & \mathbf{A}_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{S_h} \\ \mathbf{I}_{S_h} \end{bmatrix}, \quad (213)$$

em que:

$$\mathbf{A}_h = \mathbf{D}_h = \mathbf{U} + 0,5l^2\mathbf{Y}_h\mathbf{Z}_h, \quad (214)$$

$$\mathbf{B}_h = l\mathbf{Z}_h, \quad (215)$$

$$\mathbf{C}_h = l\mathbf{Y}_h + 0,25l^3\mathbf{Y}_h\mathbf{Z}_h\mathbf{Y}_h, \quad (216)$$

sendo \mathbf{U} uma matriz identidade.

O procedimento descrito nas equações (213)-(216) é executado até que a distância estimada seja interna a seção de linha analisada. Neste ponto, a estimativa da distância entre a subestação e o ponto da falta (d_{total}) é obtida conforme a seguinte equação:

$$d_{total} = d + d_{acum}, \quad (217)$$

na qual d representa a distância estimada entre a barra local e o ponto da falta; e d_{acum} representa distância acumulada entre a subestação e a barra local.

5.2 PROCESSAMENTO DE ERROS EM LOCALIZAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

O modelo de LFAI apresentado anteriormente consiste num SELA sobredeterminado cuja sensibilidade aos erros de estimação pode ser resultante de: (a) erros no conjunto de

medição (vetor \mathbf{z}); (b) erros na matriz de parâmetros do modelo (matriz \mathbf{H}); ou de erros no conjunto de medição e na matriz de parâmetros do modelo (vetor \mathbf{z} e matriz \mathbf{H}). Assumindo que o conjunto de medidas está livre de erros (ou seja, o medidor é ideal), os erros de estimação do localizador estão diretamente relacionados aos parâmetros do modelo, mais precisamente, aos coeficientes c_R e c_X .

A breve revisão bibliográfica sobre estimação de estados apresentada no Capítulo 4 mostra que as técnicas de processamento de erros foram desenvolvidas em sua essência para a correção das medidas (MONTICELLI, 1999), (GÓMEZ-EXPÓSITO; ABUR, 2009), (BRETAS; BRETAS; PIERETI, 2011), (BRETAS; BRETAS; MARTINS, 2013), (BRETAS et al., 2013) e (BRETAS et al., 2017). Contudo, na literatura também são encontradas técnicas para identificação de erros topológicos, nas quais, é assumido que há incertezas relacionadas aos dados do sistema (parâmetros série ou em derivação de linhas), além do conjunto de medição (CLEMENTS; COSTA, 1998), (LOURENÇO et al., 2006), (BRETAS et al., 2017) e (CARVALHO; BRETAS; BRETAS, 2018). Segundo (CARVALHO; BRETAS; BRETAS, 2018), os métodos tradicionais para o Processamento de Erros Paramétricos (PEP) em estimação de estados podem ser divididos em dois grupos principais: (a) os métodos baseados na análise de sensibilidade residual; e (b) os métodos baseados no aumento do vetor de estados. Recentemente, essas duas formas de PEP em estimação de estados foram estendidas para a consideração da abordagem geométrica no tratamento dos erros (BRETAS et al., 2017) e (CARVALHO; BRETAS; BRETAS, 2018). Em (BRETAS et al., 2017) é apresentada uma metodologia para segurança cibernética de redes inteligentes (*smart grids*) sujeitas a ataques maliciosos, cuja correção de parâmetros identificados com erro é realizada através do *CNE* da medida. No trabalho de (CARVALHO; BRETAS; BRETAS, 2018) é proposta uma metodologia para correção de parâmetros da rede, em que a correção de parâmetros identificados com erro é realizada através do vetor de estados aumentado. Entretanto, os referidos métodos têm limitações quando aplicados ao problema de LFAI proposto. A correção através do vetor de incógnitas \mathbf{z} aumentado gera erros de singularidade¹³ na matriz \mathbf{H} aumentada do modelo de LFAI formulado na equação (191), dificultando a solução do problema. Por outro lado, a correção deste modelo através do *CNE* da medida é inviável, uma vez que não se sabe ao certo o percentual de *CNE* da medida correspondente ao erro do coeficiente c_R e ao erro do coeficiente c_X . Além disso, o modelo de LFAI formulado na

¹³ Uma matriz é singular quando seu determinante é nulo, de modo que o problema ou não possui solução ou possui infinitas soluções.

equação (191) apresenta problemas de mau condicionamento numérico¹⁴ em função de seus coeficientes c_R e c_X .

Tendo em vista os inconvenientes da aplicação das técnicas supracitadas ao modelo de LFAI proposto neste trabalho e considerando os problemas de mau condicionamento numérico inerentes ao referido modelo, nesta seção, é apresentada uma metodologia específica para a correção de erros de parâmetros. Uma vez que a sensibilidade do modelo de LFAI descrito na equação (191) aos coeficientes c_R e c_X é conhecida, a etapa de identificação do erro é desnecessária. Assim, a metodologia de PEP proposta apresenta apenas duas etapas: a detecção e a correção de erros, as quais, são descritas nas seguintes subseções.

5.2.1 Detecção de Erros

A detecção de erros paramétricos no modelo de LFAI proposto é baseado no CME^N (equação (154)) e no índice de inovação (equação (153)). A função de SPQE, expressa na equação (156) com base no CME^N , é usada em um TEH do χ^2 com m graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha)$, tal como descrito no Capítulo 4.

Se o resultado do teste indica a presença de erro, a etapa de correção de parâmetros é iniciada. Caso contrário, o algoritmo de PEP é finalizado, retornado a distância de falta estimada.

5.2.2 Correção de Parâmetros do Modelo

Os coeficientes c_R e c_X são corrigidos através da seguinte equação:

$$c_{(R,X)p,q}^{v+1} = c_{(R,X)p,q}^v + D_{(R,X)p,q}^v \Delta c_{(R,X)p,q}^v, \quad (218)$$

na qual p e q indicam as linhas da matriz de parâmetros \mathbf{H} , sendo inicializados em 3 e 4, respectivamente, e atualizados por: $p \leftarrow p + 4$ e $q \leftarrow q + 4$; v é o número da iteração do processo de correção; D é direção de correção de c_R ou c_X , que pode ser igual a 1 ou igual a -1 ; e Δc é o passo de correção de c_R ou c_X .

O passo de correção Δc_R é definido como um percentual do desvio-padrão da distribuição amostral de c_R , obtida através da ABIS anteriormente descrita. Neste caso, é adotado um passo $\Delta c_R = 5\%$ do desvio-padrão para a distribuição amostral desse coeficiente.

¹⁴ O condicionamento numérico mede a sensibilidade de um modelo matemático face a pequenas variações nos seus parâmetros.

O passo de correção Δc_X , definido através de expansões da matriz de parâmetros \mathbf{H} em séries de Taylor¹⁵, é obtido através das equações (219)-(222):

$$\Delta \mathbf{x}^\nu = [\Delta x_1^\nu \quad \Delta x_2^\nu \quad \Delta x_3^\nu]^\top = \begin{cases} \mathbf{0}, & \nu = 1 \\ \mathbf{x}^\nu - \mathbf{x}^{\nu-1}, & \nu > 1 \end{cases}, \quad (219)$$

$$\delta z_{p,q}^\nu = z_{p,q}^\nu - \left(\hat{z}_{p,q}^\nu + H_{p,q1}^\nu \Delta x_1^\nu + H_{p,q2}^\nu \Delta x_2^\nu + H_{p,q3}^\nu \Delta x_3^\nu \right), \quad (220)$$

$$\Delta c_{Xp,q}^\nu = \frac{\delta z_{p,q}^\nu}{\hat{x}_3^\nu h_{p,q3}^\nu}, \quad (221)$$

$$\Delta c_X^\nu = \sqrt{\left(\Delta c_{Xp}^\nu \right)^2 + \left(\Delta c_{Xq}^\nu \right)^2}, \quad (222)$$

em que $H_{p,q}$ e $h_{p,q} = H_{p,q}/c_{Xp,q}$ representam parâmetros da matriz \mathbf{H} , expressa na equação (194); z é o valor real da medida; e \hat{z} é a estimativa da medida.

A direção D_X , na equação (218), é definida com base no comportamento da SPQE apresentado na Figura 25. Mantendo c_R constante e variando c_X de acordo com as equações de correção apresentadas anteriormente, obtém-se um conjunto de soluções para o problema de localização de FAI. Esse conjunto de soluções pode resultar em uma função estritamente convexa, como mostrado na Figura 25(a) ou, resultar em uma função estritamente crescente, como mostrado na Figura 25(b). Quando a função de SPQE é estritamente convexa, resulta em $D_X = +1$, ou seja, um valor mínimo para essa função foi encontrado, então D_X deve ser reinicializado. No entanto, se a função de SPQE for estritamente crescente, a correção c_X deve ser testada na direção oposta, ou seja, $D_X = -1$.

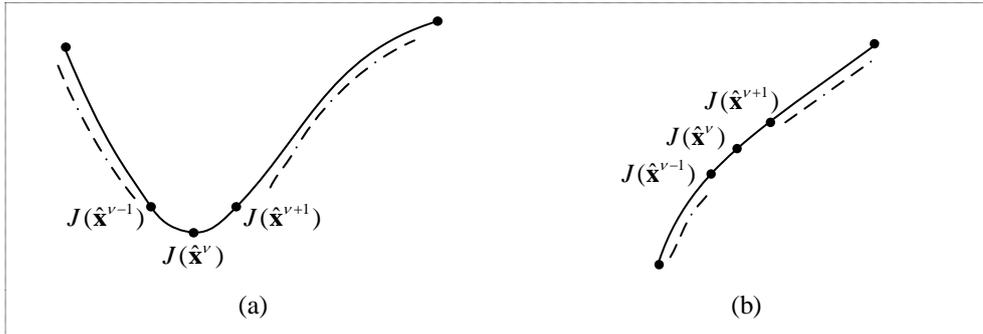
O algoritmo para correção de c_R e c_X , apresentado no Quadro 1, possui três laços iterativos: o primeiro laço corrige c_R ; o segundo laço direciona o coeficiente c_X , usando o procedimento descrito anteriormente; e o terceiro laço corrige o c_X . Quando o pseudo-código indica que a função de SPQE é estritamente convexa, é obtida a melhor solução para essa direção, representada pelo asterisco (*) no algoritmo. Essa solução é armazenada juntamente com as outras soluções obtidas. Em seguida, uma análise de sensibilidade de erro é aplicada para definir a melhor solução global para o problema, representada pelo sobrescrito "cor".

A direção D_R na equação (218) é obtida mantendo constante o valor de c_X e variando o valor de c_R em ambas as direções. Se a função de SPQE na direção positiva for menor que na direção negativa, então $D_R = +1$. Caso contrário, $D_R = -1$.

Após o procedimento de correção, o algoritmo é concluído retornando os coeficientes de falta, c_R e c_X , bem como os parâmetros de falta, d , R_{Fe} e X_{Fe} .

¹⁵ Desenvolvimentos matemáticos demonstrados no APÊNDICE C.

Figura 25 - Função de SPQE: (a) função estritamente convexa; (b) função estritamente crescente.



Fonte: O autor (2018).

Quadro 1 - Algoritmo de correção de parâmetros do modelo de LFAI.

Pseudo-código: Correção paramétrica aplicada a c_R e c_X .

```

1: enquanto solução não é a melhor faça
2:   se este laço já foi executado no mínimo uma vez faça
3:     estima-se  $c_{Rp,q}^{v+1}$  conforme descrito em (218)
4:   fim se
5:    $c_{(R,X)p,q}^v \leftarrow c_{(R0,X0)p,q}^*$ 
6:   enquanto direção de  $c_X$  não foi encontrada faça
7:     se este laço já foi executado no mínimo uma vez faça
8:        $c_{(R,X)p,q}^v \leftarrow c_{(R,X)p,q}^*$ 
9:     fim se
10:    enquanto regra de parada não for atendida faça
11:      execução de algoritmo de localização de FAI (Subseção 5.1.4)
12:      estima-se  $c_{(R,X)p,q}^{v+1}$  conforme descrito em (218)
13:      se ( $v = 1$ ) ou ( $v > 1$  e  $J(\hat{x}^v) < J(\hat{x}^*)$ ) faça
14:         $c_{(R,X)p,q}^* \leftarrow c_{(R,X)p,q}^{v+1}$ 
15:      fim se
16:    fim enquanto
17:    atualiza direção de correção de  $c_X$ 
18:  fim enquanto
19:  atualiza direção de correção de  $c_R$ 
20:  se a melhor solução foi encontrada faça
21:     $c_{(R,X)p,q}^{cor} \leftarrow c_{(R,X)p,q}^*$ 
22:  fim se
23: fim enquanto
Retorna:  $c_{(R,X)p,q}^{cor}$ 

```

Fonte: O autor (2018).

5.2.3 Visão Geral da Metodologia Proposta

A metodologia de PEP proposta neste trabalho consiste em duas etapas: a detecção de erros e a correção dos coeficientes c_R e c_X (parâmetros do modelo). Na etapa de detecção, um TEH do χ^2 é aplicado ao CME^N da medida. Para a correção dos coeficientes c_R e c_X é apresentada uma técnica iterativa baseada na análise de sensibilidade aos erros baseada no

CME^N . Uma visão geral dessa metodologia pode ser descrita de forma simplificada conforme os passos a seguir:

- 1) O algoritmo recebe um vetor de medidas \mathbf{z} , de dimensão $m \times 1$, e uma matriz de parâmetros \mathbf{H} , de dimensão $m \times n$;
- 2) Executa-se o algoritmo de LFAI descrito na Subseção 5.1.4, retornando o vetor de parâmetros de falta $\hat{\mathbf{x}}$ e o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$ correspondente;
- 3) Aplica-se o TEH, o qual consiste em comparar o valor da função $J(\hat{\mathbf{x}})$, obtido do passo anterior, com o valor da distribuição do χ^2 com m graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha)$ (equação (157)). Se não for detectada a presença de erro o algoritmo é finalizado. Caso contrário, segue para o próximo passo;
- 4) Executa-se o procedimento de correção de parâmetros do modelo de LFAI proposto descrito no pseudo-código apresentado no Quadro 1. Nesta etapa, o algoritmo é finalizado.

O algoritmo aqui descrito apresenta resumidamente os passos da metodologia proposta para PEP no modelo de LFAI apresentado. Os pesos da matriz de ponderação do estimador MQP são ajustados para 1% do valor da medida, tanto na etapa de detecção quanto na análise de sensibilidade usada na de correção de parâmetros. Tal estratégia assume que todas as medidas são suspeitas de erro (BRETAS; BRETAS, 2015). Uma vez que o erro seja detectado através do CME^N os parâmetros devem ser corrigidos e o modelo avaliado através de uma análise de erros, retornando assim, a melhor solução para o problema.

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada uma técnica para LFAI em SDEE fundamentada na impedância aparente e na estimação de MQP associada ao PEP do modelo. A formulação analítica foi desenvolvida com base na aplicação das leis de Kirchhoff no domínio espectral e na consideração de um modelo de FAI representado por fontes de tensão contínua e diodos em antiparalelo (EMANUEL et al., 1990). Os coeficientes de falta do modelo são inicialmente estimados através de uma ABIS. A corrente de falta é atualizada mediante um algoritmo iterativo baseado na estimação da corrente de carga e na compensação da corrente capacitiva de linha.

O modelo de LFAI consiste de um SELA sobredeterminado composto por conjuntos de fasores consecutivos de tensão e de corrente obtidos de uma barra a montante da falta. Esse sistema é solucionado através de um estimador de MQP associado a uma técnica de PEP do

modelo, cujo principal objetivo é encontrar a melhor estimativa para a distância de falta. A técnica apresenta as etapas de detecção de erros e de correção de parâmetros do modelo. Uma vez detectado o erro através de um TEH, os coeficientes de falta são corrigidos através de um método de análise de sensibilidade do modelo aos erros, baseado no CME^N . Caso nenhum erro seja detectado, o algoritmo iterativo de LFAI é executado considerando os coeficientes de falta inicialmente estimados através da ABIS desenvolvida neste trabalho.

O processo de atualização dos fasores de tensão e de corrente é realizado através de um procedimento de busca iterativo para a detecção da seção faltosa. Tal procedimento é executado mediante equações de quadripolos que consideram as impedâncias e admitâncias de linha, em ohms por unidade de comprimento, como conhecidas. O processo de busca é finalizado quando a distância de falta estimada em valor por unidade do comprimento da seção de linha analisada for inferior a um, indicando que a falta ocorre na referida seção.

O capítulo seguinte mostra os estudos de caso e os resultados obtidos a partir a aplicação da técnica de LFAI proposta.

6 ESTUDOS DE CASO E RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os estudos de caso realizados e resultados obtidos na estimativa da distância de falta usando a metodologia de LFAI descrita no Capítulo 5.

6.1 ESTUDOS DE CASO

A validação do método proposto é feita a partir de simulações de FAI em um SDEE utilizando o *Alternative Transient Program* (ATP). Com base nessas simulações foram gerados estudos de caso a fim de comparar o desempenho da técnica de LFAI proposta neste trabalho com o desempenho da técnica desenvolvida por (RAMOS et al., 2017), ambas implementadas em ambiente MATLAB (MATHWORKS, 2009).

O desempenho na estimativa da distância da falta é avaliado através do erro percentual da distância em função do comprimento total do alimentador, expresso conforme a seguinte equação:

$$e_d [\%] = \frac{\hat{d} [\text{m}] - d [\text{m}]}{L [\text{m}]} \cdot 100, \quad (223)$$

na qual \hat{d} é a distância da falta estimada, d é a distância da falta real e L é o comprimento total do alimentador.

Na equação (223), é possível observar que um erro negativo significa a subestimação, enquanto que um erro positivo, indica a superestimação da distância estimada.

Além do cálculo do erro de estimação da distância da falta, é avaliado o erro cometido ao estimar a corrente de falta através da seguinte equação:

$$e_{I_F} [\%] = \frac{\hat{I}_F [\text{A}] - I_F [\text{A}]}{I_F [\text{A}]} \cdot 100, \quad (224)$$

em que \hat{I}_F é a corrente de falta estimada e I_F é a corrente de falta verdadeira.

Na equação (224), o erro na estimação da corrente de falta possui duas componentes, uma real e outra imaginária.

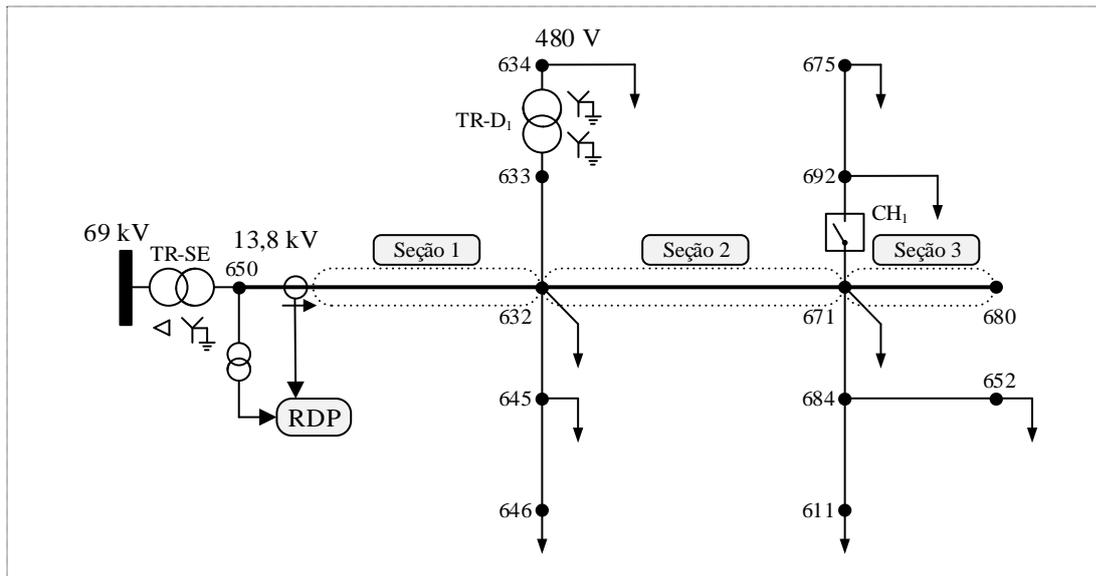
6.1.1 Descrição do Sistema de Distribuição Simulado

Os estudos de caso são baseados nos dados obtidos do alimentador de 13 barras definido pelo IEEE (KERSTING, 2001). No entanto, o referido sistema sofreu algumas modificações em suas características resultando no sistema teste usado para os estudos de caso (APÊNDICE D).

A Figura 26 apresenta o diagrama unifilar do alimentador de 13 barras do IEEE modificado, cujos nós indicam pontos de conexão do sistema e as setas indicam a presença de cargas conectadas a esses nós. A tensão nominal desse sistema, de 13,8 kV, é obtida de um barramento infinito¹⁶ com tensão de 69 kV mediante um transformador de 5 MVA conectado ao terminal da subestação do sistema (barra 650).

No APÊNDICE D, são apresentados em detalhe os parâmetros utilizados na modelagem numérica do sistema apresentado na Figura 26.

Figura 26 - Diagrama unifilar do sistema de 13 barras do IEEE modificado.



Fonte: O autor (2018).

O sistema teste apresentado na Figura 26 possui um ramal principal, que parte do terminal da subestação (barra 650), passando pelos nós 632 e 671, e chega até o nó 680. Conforme ilustrado no diagrama, o ramal principal é dividido em três seções, denotadas por seção 1, seção 2 e seção 3, as quais, somam um comprimento total de 1524 m. Os estudos de caso foram obtidos a partir de FAI fase-terra simuladas nessas três seções e a validação da metodologia proposta realizada com base em medições dos sinais de tensão e de corrente no terminal da subestação (barra 650).

A Tabela 2 apresenta as segmentações do ramal principal do sistema, bem como as suas distâncias correspondentes, nas quais, são simuladas FAI para os estudos de caso.

Tabela 2 - Segmentação do sistema para execução de faltas no ATP.

Seção	1	1	1	1	2	2	2	2	3	3
d [m]	152,4	304,8	457,2	609,6	762	914,4	1066,8	1219,2	1371,6	1524

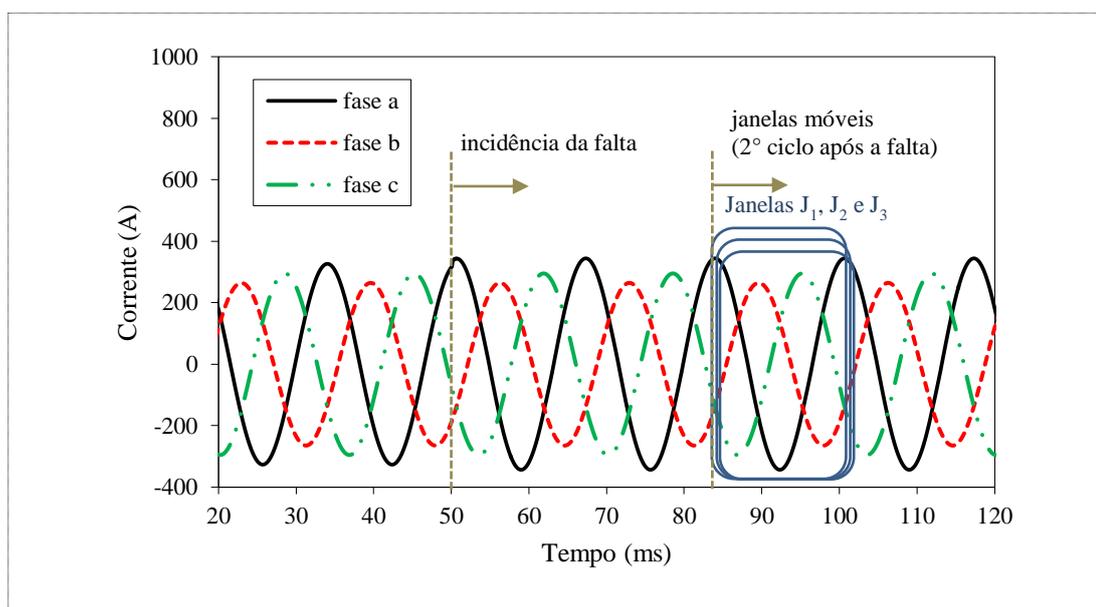
¹⁶ O barramento infinito é uma barra hipotética capaz de manter tensão e frequência constantes independentemente da potência que o sistema gera ou absorve ou das perturbações aplicadas.

6.1.2 Procedimento de Estimação Fasorial

Os sinais de tensão e de corrente são medidos na subestação do SDEE mostrado na Figura 26, através de um Registrador Digital de Faltas (RDF), com uma frequência de amostragem $f_s = 11520$ Hz e com a frequência fundamental $f_0 = 60$ Hz, a frequência nominal do sistema. A aplicação da Transformada de Fourier Discreta (TFD) recursiva (SAHA; IZYKOWSKI; ROSOLOWSKI, 2010) a esses sinais, através de execuções simultâneas de M janelas de dados, resulta em M amostras fasoriais de tensão e de corrente. Cada uma dessas amostras possui quatro medidas, que são usadas para compor as equações (193) e (194). O modelo resultante apresentará uma quantidade total de $m = 4M$ medidas, resultando nas equações (199) e (200).

Para o entendimento do procedimento de estimação fasorial, considere os sinais de corrente medidos na subestação na ocorrência de uma FAI fase-*a*-terra no sistema teste, mostrados na Figura 27.

Figura 27 - Procedimento para estimação de fasores consecutivos.



Fonte: O autor (2018).

A Figura 27 mostra o processo de estimação de fasores usando $M = 3$ janelas de dados móveis (J_1 , J_2 e J_3), distanciadas entre si por uma amostra (em tempo discreto), gerando $M = 3$ amostras fasoriais (f_1 , f_2 e f_3). Deste modo, tal procedimento resulta em um conjunto de fasores contendo $m = 12$ medidas e $n = 3$ parâmetros desconhecidos, que são a distância (d), a resistência de falta efetiva (R_{Fe}) e a reatância de falta efetiva (X_{Fe}). Essas três janelas (J_1 , J_2 e J_3) se movem simultaneamente com um passo de uma amostra em tempo discreto, a partir do segundo ciclo após a incidência da falta até a eliminação da mesma, conforme mostrado na

Figura 27. Para cada deslocamento, um novo conjunto de $m = 12$ medidas é gerado resultando em uma nova estimativa da distância da falta.

Para a detecção de erros, é usado o valor do qui-quadrado para $m = 12$ graus de liberdade e nível de confiança $(1 - \alpha) = 0,95$.

6.1.3 Descrição da Modelagem dos Coeficientes de Falta

Os coeficientes de falta da formulação de LFAI proposta são fundamentais no processo de estimação da distância de falta. Como esses coeficientes são desconhecidos e difíceis de estimar com base no comportamento da FAI, este trabalho propõe modelos matemáticos usando a ABIS, descrita em detalhe na Subseção 5.1.3. A sequência de implementação dessa técnica é descrita nas seguintes subseções.

6.1.3.1 Coleta de Dados

Com a finalidade de executar a ABIS, mencionada anteriormente, são utilizados os dados do SDEE teste descritos no Quadro 2 e os parâmetros do modelo de FAI apresentados no Quadro 3.

As linhas do SDEE teste usado na ABIS foram representadas por modelos π de parâmetros concentrados (APÊNDICE A), a partir das informações dos parâmetros de linha apresentados no Quadro 2.

As cargas do SDEE teste usado na ABIS foram representadas por modelos de impedância constante (APÊNDICE B), a partir das informações dos dados das cargas apresentados no Quadro 2.

Os parâmetros de falta do modelo de diodos apresentados no Quadro 3 foram selecionados de modo a reproduzir as características de regime permanente de uma FAI, que são: a não linearidade e a assimetria. A distorção na forma de onda da corrente de falta é ajustada através das amplitudes de V_P e V_N , enquanto a assimetria, é obtida através da diferença entre essas amplitudes: $\Delta V = V_N - V_P$, se $V_N > V_P$. Assim, quanto maior for o valor de V_P e o valor de V_N , maior será a distorção harmônica na corrente de falta e, quanto maior for a diferença ΔV , maior será a assimetria observada na corrente de falta. Deste modo, as variações nas características de regime permanente de uma FAI são obtidas através do controle dos parâmetros V_P e V_N do modelo de diodos, enquanto a magnitude da corrente de falta é obtida através do controle da R_F do referido modelo.

Quadro 2 - Dados do sistema de 13 barras do IEEE modificado usado na ABIS.

Dados da Subestação
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Barra infinita: tensão de 69 kV ▪ Transformador da SE: Tabela 18, Tabela 19 – APÊNDICE D
Parâmetros de Linha
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Impedâncias de linha: Tabela 11, Tabela 12, Tabela 13 – APÊNDICE D ▪ Admitâncias <i>shunt</i>: Tabela 11, Tabela 12, Tabela 13 – APÊNDICE D
Dados das Cargas
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Potências ativa e reativa: carga média definida na Tabela 16 – APÊNDICE D ▪ Tensões de operação: conforme definido na Tabela 16 – APÊNDICE D

Fonte: O autor (2018).

Quadro 3 - Condições de falta adotadas para a ABIS.

Modelo de FAI baseado em diodos (Emanuel <i>et al.</i>, 1990)
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Cinco (5) resistências de falta, R_F [Ω]: 50; 100; 150; 200; 250 ▪ Cinco (5) tensões de arco assimétricas, $V_a = \{V_P, V_N\}$ [V]: <ul style="list-style-type: none"> ✓ $V_{a-1} = \{1040 ; 1300\}$ ✓ $V_{a-2} = \{1440 ; 1800\}$ ✓ $V_{a-3} = \{1920 ; 2400\}$ ✓ $V_{a-4} = \{2240 ; 2800\}$ ✓ $V_{a-5} = \{2640 ; 3300\}$
Distâncias de falta simuladas:
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Dez (10) posições de falta, d [m], conforme mostra a Tabela 2

Fonte: O autor (2018).

A Tabela 3 mostra a relação entre a tensão de arco e o conteúdo harmônico gerado na corrente de falta, a partir de simulações de falta no SDEE teste com 13,8 kV de tensão nominal. Os dados apresentados nessa tabela mostram que o controle da tensão de arco permite variar as componentes de ordem ímpar da corrente de falta. Neste caso, os parâmetros foram ajustados de modo que a componente de 3ª ordem da corrente de falta se encontre numa faixa entre 5% e 15% de sua componente fundamental, a fim de reproduzir as características de distorção harmônica obtidas de estudos experimentais conduzidos no trabalho de (EMANUEL *et al.*, 1990). Contudo, é importante ressaltar que a relação entre a tensão de arco, representada por V_P e V_N , e as componentes de ordem ímpar mostradas na Tabela 3, são válidas para o SDEE teste, que apresenta 13,8 kV de tensão nominal. Se os conjuntos de tensão formados por V_P e V_N , mostrados na Tabela 3, fossem usados nas simulações de um sistema com classe de tensão inferior à analisada, a corrente de falta apresentaria um conteúdo harmônico superior àquele mostrado na mesma tabela. Por outro lado, se esses parâmetros fossem usados em simulações de um sistema com nível de tensão superior à analisada, resultariam em harmônicas de ordem ímpar inferiores àquelas

apresentadas na Tabela 3. Com base nessa análise, é possível verificar que há uma relação entre os parâmetros V_P e V_N e a componente de 3ª ordem da corrente de FAI, para uma dada tensão de operação do sistema.

Tabela 3 - Componentes de ordem ímpar da corrente de falta.

Descrição	Tensão de arco		Componentes de I_F	
	V_P [V]	V_N [V]	I_{F3} [%]	I_{F5} [%]
V_{a-1}	1040	1300	5,03	2,95
V_{a-2}	1440	1800	7,34	4,23
V_{a-3}	1920	2400	10,23	5,55
V_{a-4}	2240	2800	12,33	6,42
V_{a-5}	2640	3300	15,12	7,38

Notas:

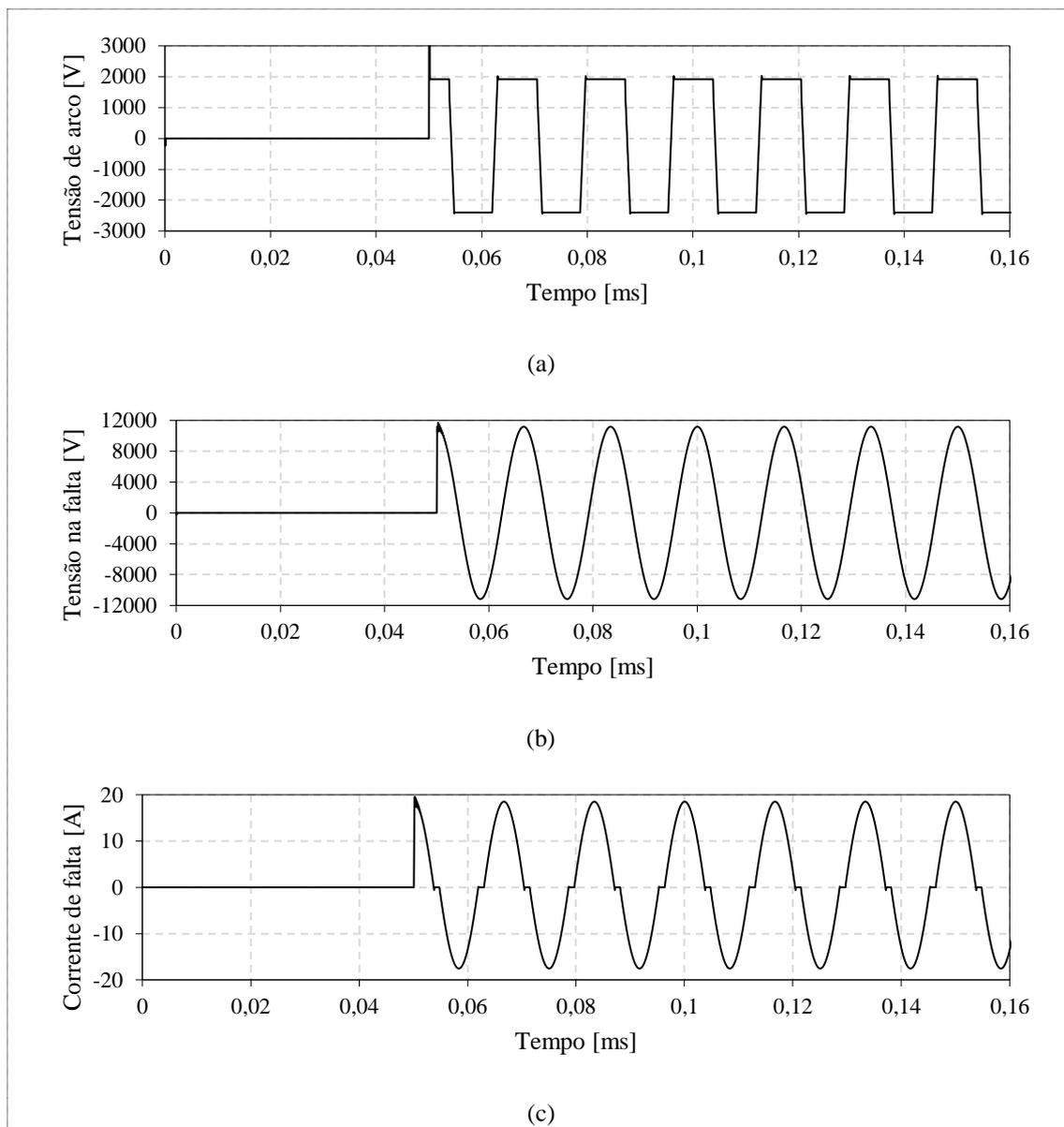
- As componentes de I_F estão em percentual de I_{F1} :
 - ✓ I_{F3} [%] = $100 \times (|I_{F3}| \text{ [A]} / |I_{F1}| \text{ [A]})$
 - ✓ I_{F5} [%] = $100 \times (|I_{F5}| \text{ [A]} / |I_{F1}| \text{ [A]})$
- Os dados apresentados foram gerados a partir de simulações no SDEE teste de 13,8 kV.

A Figura 28 mostra a tensão de arco usada no ajuste do modelo de diodos, a tensão no local da falta e a corrente de falta, obtidas de simulação no SDEE teste. Na Figura 28(a), a tensão de arco com $V_P = 1920$ V e $V_N = 2400$ V (tensão V_{a-3} , da Tabela 3) reproduz uma corrente de falta com a característica de distorção mostrada na Figura 28(c). A tensão no local da falta, mostrada na Figura 28(b), apresenta um comportamento senoidal, sendo pouco afetada pelo ajuste de V_P e V_N .

A relação entre um ciclo de tensão na falta (Figura 28(b)) e um ciclo de corrente de falta (Figura 28(c)), resulta na característica $v-i$ mostrada no gráfico da Figura 29. Através dessa figura é possível observar as características de não linearidade e de assimetria de uma FAI, anteriormente descritas.

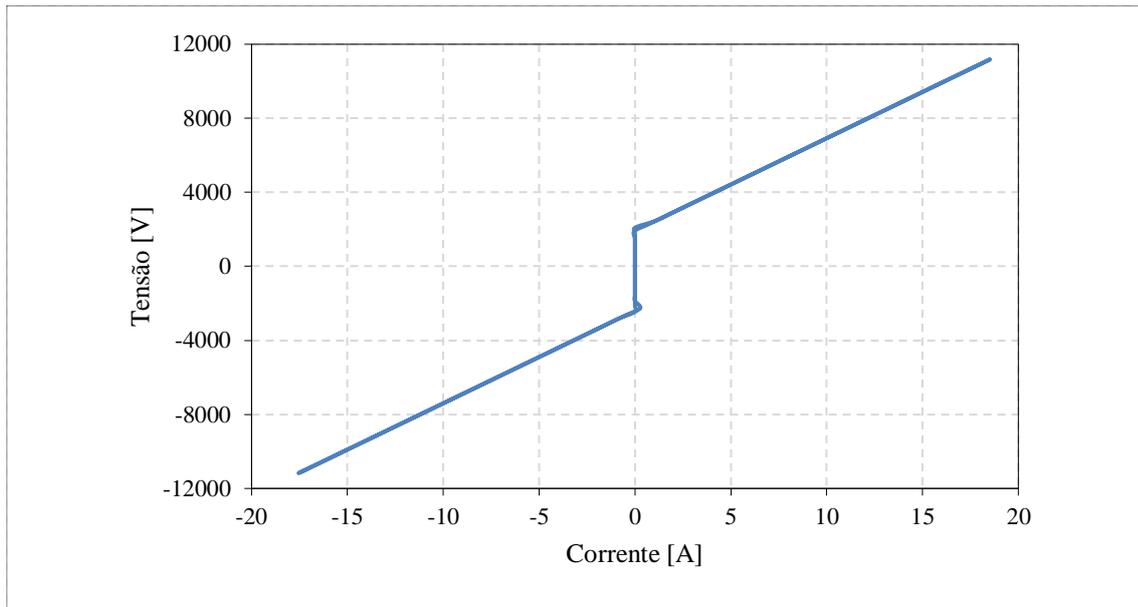
Em última análise, conclui-se que as condições de falta definidas no Quadro 3, aplicadas ao sistema teste, representam as características de regime permanente de FAI descritas no trabalho de (EMANUEL et al., 1990). Deste modo, simulações de FAI com tensões V_P e V_N dentro da faixa de valores definida nesse quadro podem ser usadas em uma ABIS a fim de gerar uma distribuição amostral para cada um dos coeficientes de falta do modelo de LFAI proposto.

Figura 28 - Características elétricas de simulação de uma FAI: (a) tensão de arco do modelo de diodos; (b) tensão no ponto da falta; (c) corrente de falta.



Fonte: O autor (2018).

Figura 29 - Característica $v-i$ de uma FAI simulada no SDEE teste de 13,8 kV.



Fonte: O autor (2018).

6.1.3.2 Representação Matemática e Estimação de Parâmetros

As condições de falta descritas no Quadro 3, aplicadas ao SDEE teste com a configuração dada no Quadro 2, resultam em 250 simulações de FAI. A partir dessas simulações podem ser obtidos os seguintes dados:

- 250 coeficientes c_R , calculados através da equação (202);
- 250 coeficientes c_X , calculados através da equação (203);
- 250 componentes I_{S3} , calculados através da equação (204).

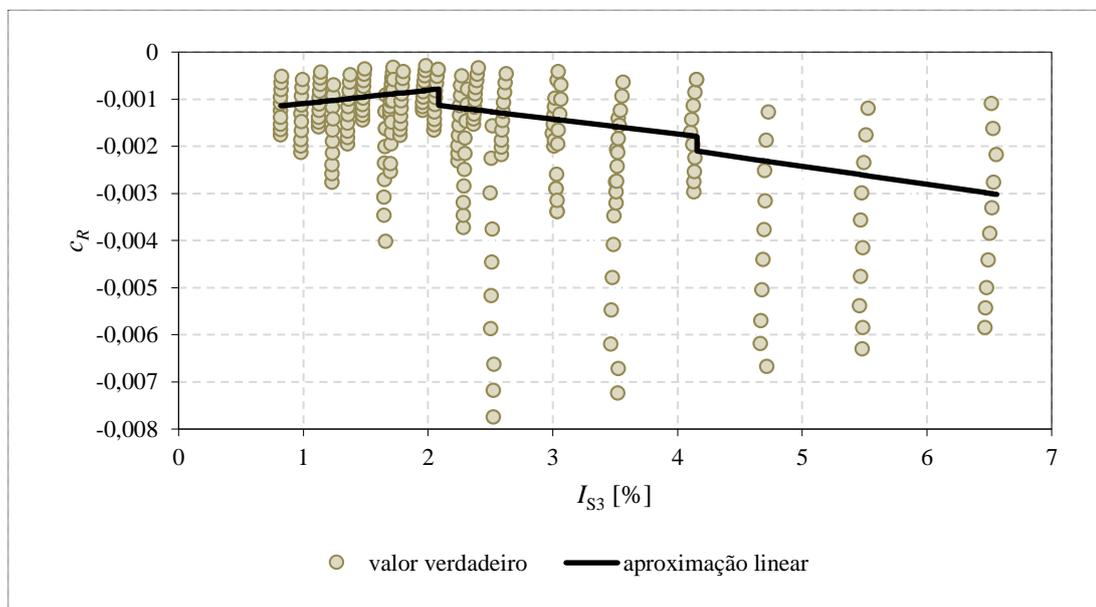
Uma vez que foram gerados esses dados, é possível apresentar a distribuição amostral de cada um dos coeficientes em função do valor percentual da corrente de falta de 3ª ordem, observada no terminal da subestação.

A fim de obter modelos matemáticos para c_R e c_X , é aplicada aproximação linear por partes com três (3) segmentos de reta, usando o procedimento descrito na Subseção 5.1.3. Cada segmento, expresso matematicamente pela equação (207), é solucionado através do estimador de MQP descrito na equação (128). A matriz de ponderação desse estimador é definida como o inverso da matriz de covariância das medidas, conforme a equação (125).

A distribuição amostral de c_R em função do valor percentual de I_{S3} e seu respectivo modelo de aproximação linear, obtido através de aplicações da equação (207), é apresentado no gráfico da Figura 30.

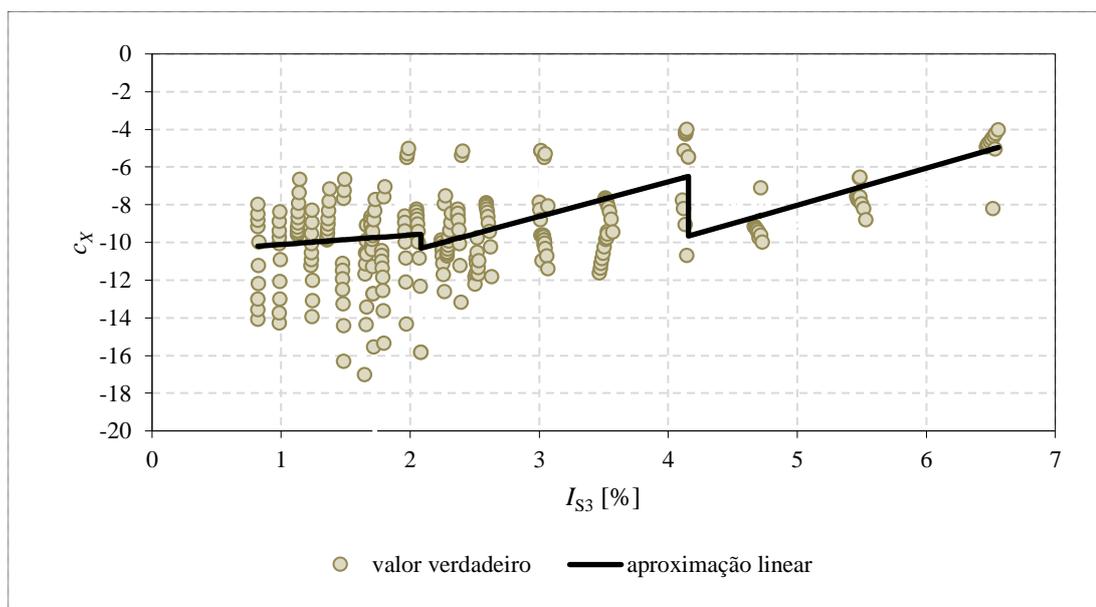
De forma similar, a distribuição amostral de c_X em termos do valor percentual de I_{S3} e seu respectivo modelo de aproximação linear, obtido através de aplicações da equação (207), é apresentado no gráfico da Figura 31.

Figura 30 - Modelo de aproximação linear para a distribuição amostral de c_R .



Fonte: O autor (2018).

Figura 31 - Modelo de aproximação linear para a distribuição amostral de c_X .



Fonte: O autor (2018).

6.1.3.3 Validação do Modelo de Aproximação Linear Proposto

Como os modelos de aproximação linear desenvolvidos para c_R e c_X são compostos por três (3) equações de reta cada um, a validação desses modelos deve ser feita para cada

função de aproximação linear. Assim, para cada segmento (de c_R ou de c_X) é aplicado um TEH do χ^2 à função de SPQR correspondente, calculada através da equação (124). A matriz de ponderação nessa função é novamente definida como o inverso da matriz de covariância das medidas, como descrito na equação (125).

A Tabela 4 e a Tabela 5 apresentam os resultados dos testes de validação para os modelos matemáticos de c_R e de c_X , respectivamente. Nas colunas dessas tabelas, s é o segmento analisado, I_{S3} representa a corrente de linha no terminal local (S), em p.u., a é coeficiente linear de uma reta, b é o coeficiente angular de uma reta, $J(\hat{\mathbf{x}})$ é a função de SPQR, K é o valor do χ^2 de tabela, com $(m - n)$ graus de liberdade e nível de confiança de 98%, H_0 é a hipótese básica, na qual, o modelo proposto se ajusta a distribuição amostral observada, N_{as} é o número de amostras por segmento. Neste caso, o número de medidas do modelo proposto para cada segmento é igual ao número de amostras por segmento (ou seja, $m = N_{as}$) e o número de incógnitas é igual ao número de coeficientes de reta (ou seja, $n = 2$).

Tabela 4 - Teste do χ^2 aplicado ao modelo de linear de c_R .

s	I_{S3} [p.u.]	Coeficientes da reta		Teste do χ^2			N_{as}
		a	b	$J(\hat{\mathbf{x}})$	K	H_0	
1	0 — 0,0219	-0,0014	0,0286	1,78	155,93	V	120
2	0,0219 — 0,0439	-0,0005	-0,0317	4,30	133,92	V	100
3	0,0437 — 0,0656	-0,0005	-0,0381	1,69	48,81	V	30

Notas:

- A representação A |— B indica que A está incluído e B excluído do intervalo.
- Se $\chi^2 < K$, aceita-se a hipótese H_0 como verdadeira (V).
- Se $\chi^2 > K$, rejeita-se a hipótese H_0 , considerando-a como falsa (F).

Tabela 5 - Teste do χ^2 aplicado ao modelo linear de c_X .

s	I_{S3} [p.u.]	Coeficientes da reta		Teste do χ^2			N_{as}
		a	b	$J(\hat{\mathbf{x}})$	K	H_0	
1	0 — 0,0219	-10,61	50,37	3483	155,93	F	120
2	0,0219 — 0,0439	-14,14	-183,69	2367	133,92	F	100
3	0,0437 — 0,0656	-17,83	-196,11	354	48,81	F	30

Notas:

- A representação A |— B indica que A está incluído e B excluído do intervalo.
- Se $\chi^2 < K$, aceita-se a hipótese H_0 como verdadeira (V).
- Se $\chi^2 > K$, rejeita-se a hipótese H_0 , considerando-a como falsa (F).

Analisando os resultados dos TEH apresentados na Tabela 4 é possível observar que todos os segmentos de reta propostos se ajustam a distribuição amostral de c_R . Por outro lado,

com base nos resultados dos TEH apresentados na Tabela 5, é possível observar que nenhum dos três segmentos propostos se ajusta a distribuição amostral de c_X .

Os testes de validação apresentados nesta subseção têm como principal objetivo comprovar a qualidade dos modelos de c_R e c_X . Os coeficientes, estimados com base nesses modelos, são apenas uma estimativa inicial para o modelo de LFAI descrito na equação (191), podendo ser corrigidos durante o processo iterativo de estimação da distância de falta.

6.2 DESCRIÇÃO DOS ESTUDOS DE CASO

Os estudos de caso são divididos em três grupos de análise: análise de sensibilidade I, análise de sensibilidade II e análise comparativa. Essas análises são apresentadas nas seguintes subseções levando em consideração alguns dados estatísticos dos resultados, que são apresentados no APÊNDICE E desta tese.

6.2.1 Análise de Sensibilidade I: Descrições

A análise de sensibilidade I consiste na avaliação da influência dos parâmetros de FAI do modelo baseado em diodos (EMANUEL et al., 1990) e das condições de carga do sistema mostrado na Figura 26 sobre a metodologia de LFAI proposta. As variações desses parâmetros resultam nos conjuntos de dados descritos na Tabela 6, a partir dos quais, são obtidas curvas de erros percentuais da distância estimada em função do comprimento do alimentador.

Tabela 6 - Conjunto de dados para análise de sensibilidade I.

Caso	Notação	V_a		R_F [Ω]	Carga do Sistema
		V_P [V]	V_N [V]		
I	V_{a-3}	1920	2400	100; 200; 300; 400; 500	Leve
II	V_{a-3}	1920	2400	100; 200; 300; 400; 500	Média
III	V_{a-3}	1920	2400	100; 200; 300; 400; 500	Pesada
IV	V_{a-1}	1040	1300	100; 200; 300	Média
	V_{a-2}	1440	1800		
	V_{a-3}	1920	2400		
	V_{a-4}	2240	2800		
	V_{a-5}	2640	3300		

6.2.2 Análise de Sensibilidade II: Descrições

A análise de sensibilidade II consiste na avaliação da influência da magnitude da corrente de FAI sobre a metodologia de LFAI proposta considerando diferentes condições de

carga para o SDEE da Figura 26. Essa análise é feita a partir do conjunto de dados apresentado na Tabela 7, em que o valor da R_F varia entre 100 Ω e 600 Ω , em intervalos de 50 Ω . Ou seja, nessa análise é considerada uma faixa maior de variação da R_F do que àquela descrita na análise anterior, considerando um intervalo menor de variações desse parâmetro.

A partir do conjunto de dados apresentado na Tabela 7 são geradas curvas de erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta correspondente, para cada R_F simulada.

O objetivo principal dessa análise é identificar as limitações da técnica de LFAI proposta considerando aspectos práticos da proteção de sobrecorrente de SDEE.

Tabela 7 - Conjunto de dados para análise de sensibilidade II.

Caso	V_a			R_F [Ω]	Carga do Sistema
	Notação	V_P [V]	V_N [V]		
I	V_{a-3}	1920	2400	100; 150; ...; 600	Leve
II	V_{a-3}	1920	2400	100; 150; ...; 600	Média
III	V_{a-3}	1920	2400	100; 150; ...; 600	Pesada

6.2.3 Análise Comparativa: Descrições

A análise comparativa consiste em avaliar o desempenho da técnica de LFAI proposta que, por simplicidade, será designada por Metodologia no Domínio Espectral (MDE) frente a técnica apresentada por (RAMOS et al., 2017), que será referenciada por Metodologia no Domínio da Frequência (MDF). Considerando a revisão bibliográfica descrita no Capítulo 3, a metodologia de (RAMOS et al., 2017) representa o estado da arte em LFAI em SDEE no domínio da frequência, com características similares à metodologia proposta nesta tese. Desta forma, para a análise comparativa de resultados entre a MDE e a MDF são simuladas FAI no SDEE da Figura 26, considerando as condições descritas na Tabela 8.

Tabela 8 - Conjunto de dados para análise comparativa.

Caso	V_a			R_F [Ω]	Carga do Sistema
	Notação	V_P [V]	V_N [V]		
I	V_{a-1}	1040	1300	100; 200; 300	Média
II	V_{a-3}	1920	2400	100; 200; 300	Média
III	V_{a-5}	2640	3300	100; 200; 300	Média

Em razão de limitações da aplicação da técnica de (RAMOS et al., 2017) para FAI com as condições de simulação descritas neste trabalho, foi adotado um estimador de Mínimos Quadrados Não Negativos (MQNN) (LAWSON; HANSON, 1995) no processo de

estimação dos parâmetros de falta. Assim, pode-se dizer que a MDF usada para análise comparativa neste trabalho apresenta o modelo matemático de LFAI proposto por (RAMOS et al., 2017) com um estimador de MQNN para a estimação da distância de falta.

6.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesta seção, serão apresentados os resultados da metodologia de LFAI proposta decorrentes dos estudos de caso descritos na seção anterior. Os resultados foram obtidos para FAI fase-*a*-terra no sistema de 13 barras do IEEE modificado (APÊNDICE E) considerando as características de não linearidade e de assimetria de uma FAI (EMANUEL et al., 1990).

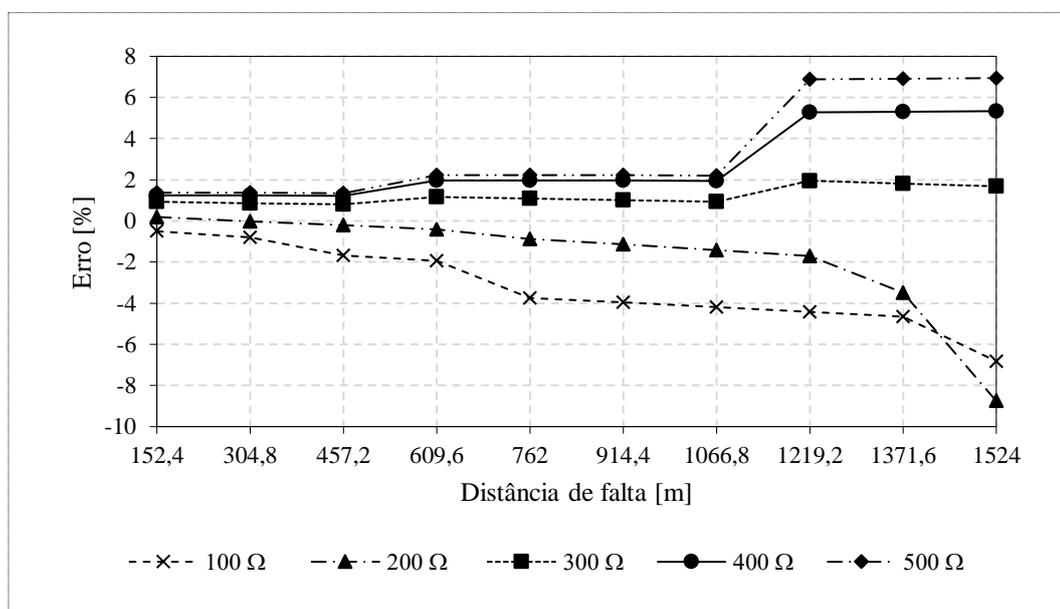
6.3.1 Análise de Sensibilidade I: Resultados

Esta subseção apresenta os resultados dos estudos de caso da análise de sensibilidade I considerando FAI fase-*a*-terra aplicadas ao SDEE apresentado na Figura 26.

6.3.1.1 Influência da R_F sob Carga Leve

A influência da R_F sob carga leve pode ser analisada através dos resultados apresentados na Figura 32, que considera os erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, obtidos das simulações do caso I, da Tabela 6.

Figura 32 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga leve.



Fonte: O autor (2018).

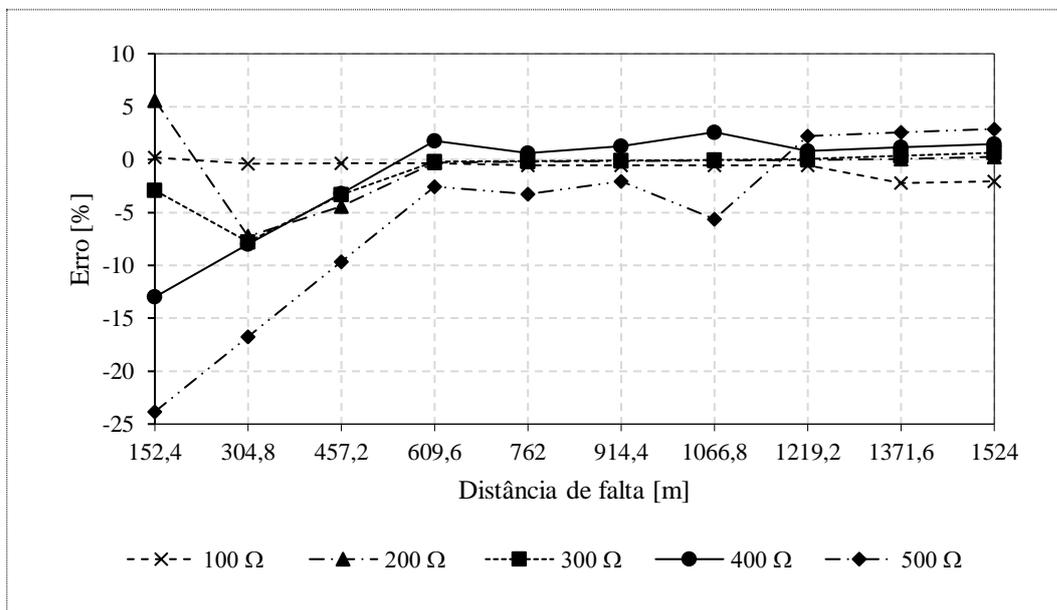
Analisando os resultados apresentados na Figura 32 é possível observar que as curvas de erros tendem a crescer com o aumento da distância de falta. Além disso, observa-se que essas curvas indicam erros de subestimação para faltas de 100 Ω e de 200 Ω , passando para superestimação em faltas de 300 Ω , até atingir valores máximos de superestimação nas faltas de 400 Ω e de 500 Ω .

Nos piores casos apresentados na Figura 32, o erro médio não ultrapassa 4% e o desvio-padrão é inferior a 3% (Tabela 20, APÊNDICE E).

6.3.1.2 Influência da R_F sob Carga Média

Para análise da influência da R_F sob carga média, considere erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, obtidos para o caso II, da Tabela 6, apresentados na Figura 33.

Figura 33 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga média.



Fonte: O autor (2018).

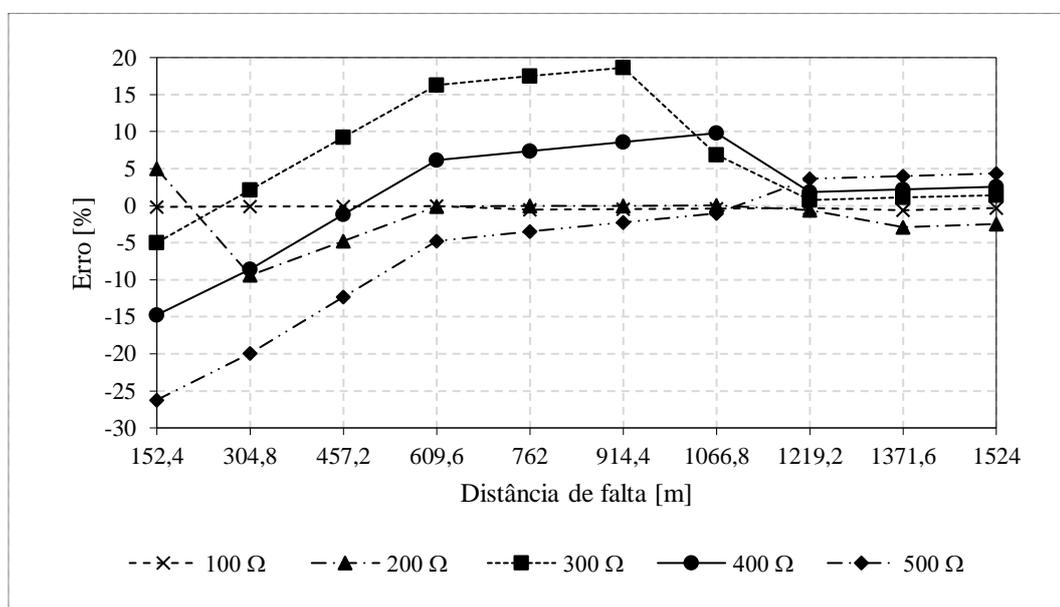
Com base nos resultados da Figura 33, observa-se que a MDE apresenta uma sensibilidade significativa às variações da R_F para faltas no início do alimentador, predominantemente na seção 1 do sistema teste. Contudo, as mesmas curvas indicam erros absolutos inferiores a 5% para faltas na seção 2 e na seção 3 do alimentador. No pior caso, para faltas de 500 Ω , o erro médio atinge um valor em torno de 7% com desvio-padrão em torno de 7,5%, enquanto que para faltas de 400 Ω ou inferiores, os erros médios e os desvios-padrão não ultrapassam 4% (Tabela 21, APÊNDICE E).

6.3.1.3 Influência da R_F sob Carga Pesada

A influência da R_F sob carga pesada pode ser analisada por meio dos resultados apresentados na Figura 34, que considera os erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, obtidos de simulações para o caso III, da Tabela 6.

Os resultados apresentados na Figura 34 indicam que a MDE apresenta uma grande sensibilidade às variações da R_F para faltas acima de 300Ω . Nesses casos, é possível observar erros absolutos inferiores a 5% para faltas na seção 3 do sistema teste. Entretanto, as curvas de erros indicam que a sensibilidade maior às variações da R_F ocorre na seção 1 e na seção 2 do sistema teste. No pior caso, a curva de erros para faltas de 500Ω indica um erro máximo de -26% na seção 1, como mostra a Figura 34. Nesse caso, o erro médio chega a aproximadamente 8% com desvio-padrão abaixo de 9% (Tabela 22, APÊNDICE E).

Figura 34 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de R_F sob carga pesada.



Fonte: O autor (2018).

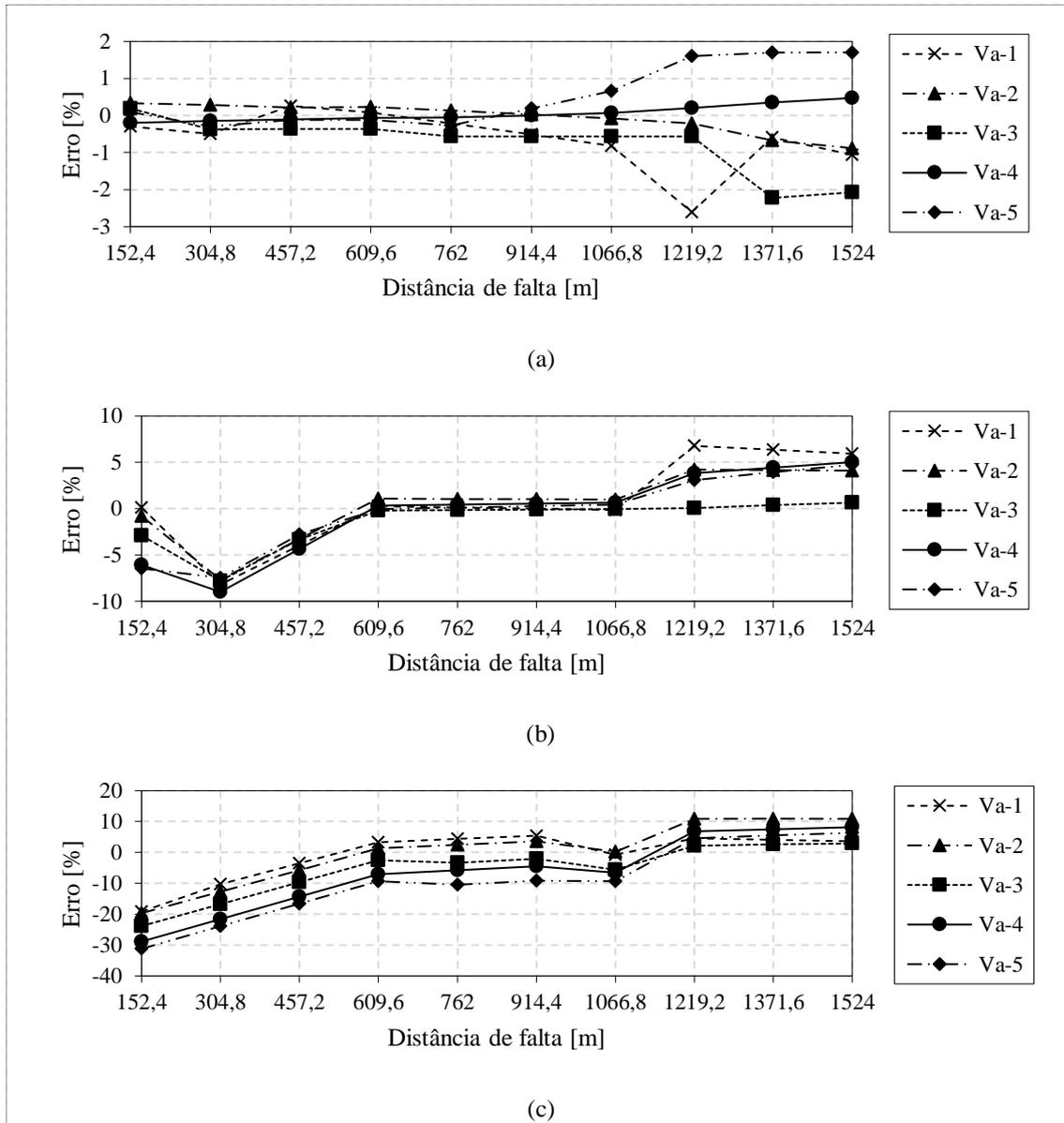
6.3.1.4 Influência da Amplitude da Tensão de Arco

Para a análise da influência de variações de V_a , considere os erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, obtidos para o caso IV, da Tabela 6, apresentados na Figura 35.

Os resultados apresentados na Figura 35(a) mostram a influência de V_a considerando faltas de 100Ω . Nesse caso, foram observados erros absolutos inferiores a 1% na seção 1 e na seção 2, e erros absolutos inferiores a 3% na seção 3 do sistema teste. Os dados estatísticos

para este grupo de análise indicam erro médio e desvio-padrão inferiores a 1% (Tabela 23, APÊNDICE E).

Figura 35 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta considerando variações de V_a : (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 300 \Omega$; (c) $R_F = 500 \Omega$.



Fonte: O autor (2018).

Os resultados para faltas de 300Ω , apresentados na Figura 35(b), mostram que a dispersão de erros é maior na seção 1 e na seção 3 do sistema teste. Na seção 1, ocorrem erros de subestimação atingindo valor máximo em torno de -10% e na seção 3 ocorrem erros de superestimação, atingindo valor máximo próximo a 5% . Contudo, neste caso, é possível observar que as curvas de erros têm um aspecto bastante similar, indicando que a MDE é

pouco sensível as variações de V_a . Para esse grupo de análise, os erros médios e os desvios-padrão são inferiores a 4% (Tabela 23, APÊNDICE E).

A análise de V_a para faltas de 500 Ω , mostrada na Figura 35(c), indica erros de subestimação superiores a -10% (em magnitude) na seção 1, erros compreendidos numa faixa entre -10% e 10% na seção 2, e erros de superestimação entre 0% e 10% na seção 3. Para esse grupo de análise, o desempenho global da MDE cai drasticamente em relação aos grupos anteriores, indicando erro médio e desvio-padrão inferior a 10% para faltas com tensão de arco V_{a-1} , V_{a-2} e V_{a-3} e, erros médios superiores a 10% para faltas com tensão de arco V_{a-4} e V_{a-5} (Tabela 23, APÊNDICE E).

6.3.2 Análise de Sensibilidade II: Resultados

Nesta subseção são apresentados os resultados dos estudos de caso relativos à análise de sensibilidade II considerando FAI fase- a -terra aplicadas ao SDEE da Figura 26.

Os SEP aterrados, sob operação normal, apresentam cargas equilibradas ou levemente desequilibradas de modo que a corrente de sequência zero é praticamente nula ou muito pequena. Os sistemas de proteção não devem atuar para pequenas correntes de neutro, decorrentes dos desequilíbrios do sistema. Deste modo, os relés de sobrecorrente de neutro instantâneos são normalmente ajustados para uma corrente mínima de atuação entre 0,1 e 0,45 vezes a corrente nominal de carga do sistema (KINDERMANN, 2012). A principal limitação dessa abordagem é que muitas vezes os relés de neutro não enxergam FAI devido a sua baixa magnitude. Assim, esta análise apresenta a real contribuição da técnica de LFAI proposta considerando níveis indetectáveis do relé de neutro. Para tanto, foi adotado um fator de 0,25 para o limite mínimo da corrente de atuação do relé de neutro¹⁷.

O SDEE apresentado na Figura 26 possui uma potência aparente nominal de 5 MVA e uma tensão nominal de 13,8 kV, resultando numa corrente nominal de linha de 209 A. Assim, a corrente mínima de ajuste do relé de neutro deve ser igual a $0,25 \times 209 = 52,3$ A.

Com base nos dados apresentados na Tabela 7, as curvas de erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta (I_F) correspondente, para cada R_F simulada, são obtidas a partir de simulações de FAI nas dez (10) posições de falta mostradas na Tabela 2. Em cada uma dessas curvas é apresentada a condição de ajuste

¹⁷ O valor de ajuste da corrente do relé depende do local e do porte do SEP (KINDERMANN, 2012). Em zonas mais próximas a geração de energia normalmente os fatores de ajuste da corrente mínima do relé de neutro devem estar próximos a 0,1 vezes a corrente nominal do sistema. Na distribuição, esses fatores devem ser mais próximos a 0,45 vezes a corrente nominal de linha, devido aos desequilíbrios do sistema.

mínimo para atuação do relé de neutro, previamente calculada, a fim de avaliar o desempenho da técnica de LFAI para faltas que se encontrem abaixo dos níveis detectáveis por relés de sobrecorrente.

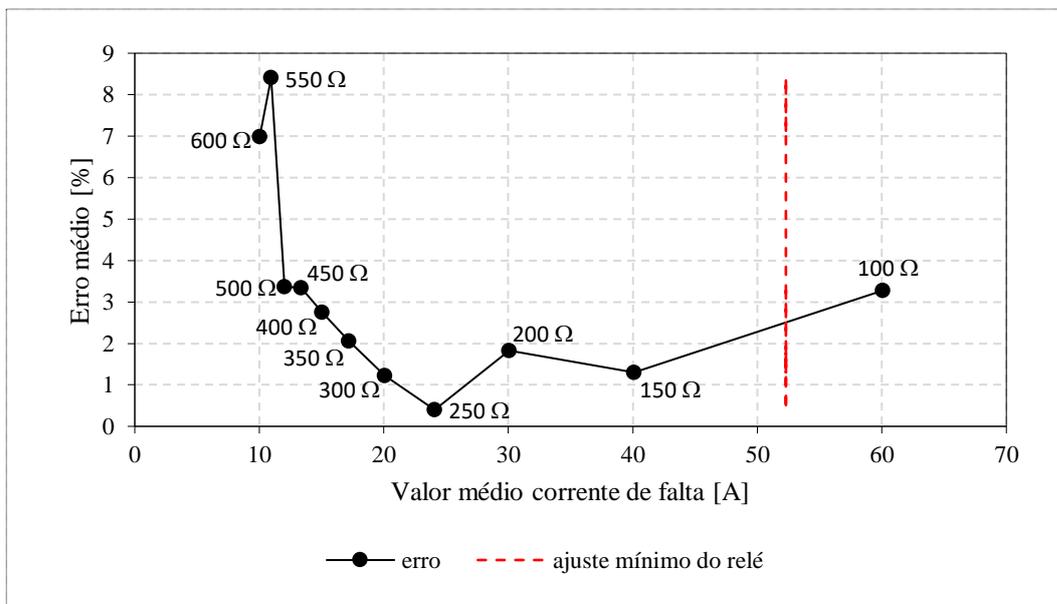
6.3.2.1 Influência da Magnitude da I_F Considerando Carga Leve

Para análise da I_F na condição de carga leve, considere os erros médios percentuais da distância estimada obtidos para o caso I, da Tabela 7, apresentados na Figura 36.

Os resultados apresentados na Figura 36 mostram que a MDE localiza FAI numa faixa entre 10 A e 52,3 A (limite mínimo de atuação do relé de neutro) com erros médios inferiores a 10% e localiza FAI entre 12 A e 52,3 A com erros médios inferiores a 4%.

No pior caso observado na Figura 36, para faltas de 550 Ω , o erro médio das distâncias estimadas é igual a 8,4% com desvio-padrão de 4,4%. Nesse caso, as magnitudes das correntes de falta estimadas resultam num erro médio de 11% e o valor médio delas corresponde a 19% do valor médio das correntes de linha medidas na subestação (Tabela 20, APÊNDICE E).

Figura 36 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga leve.



Fonte: O autor (2018).

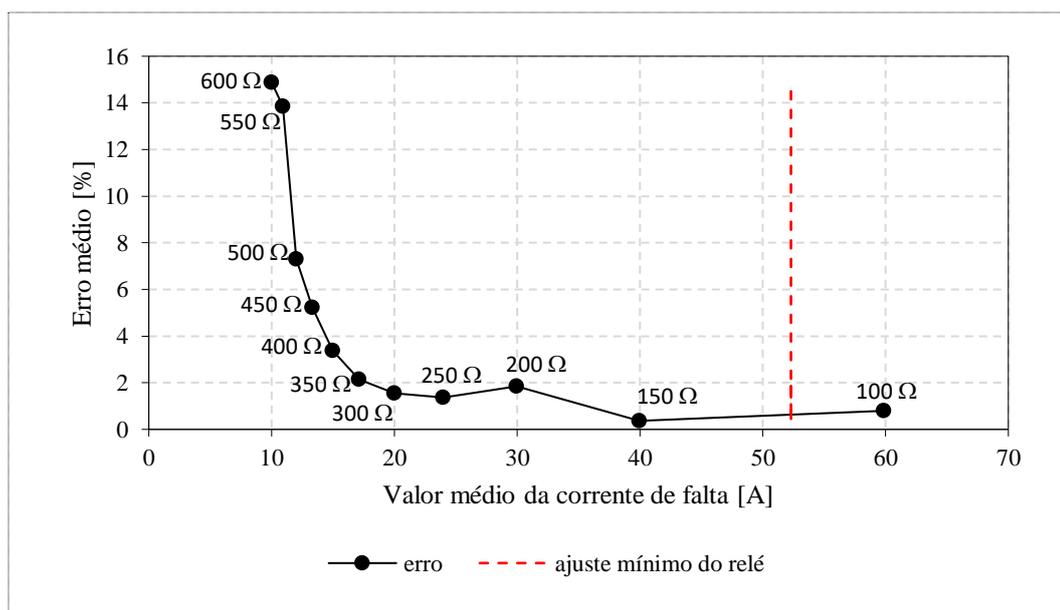
6.3.2.2 Influência da Magnitude da I_F Considerando Carga Média

A influência da magnitude da I_F considerando carga média pode ser analisada através da Figura 37, que apresenta os erros médios percentuais da distância estimada para o caso II, da Tabela 7.

Com base nos resultados apresentados na Figura 37 é possível observar que a MDE localiza FAI numa faixa entre 10 A e 52,3 A (ajuste mínimo do relé de neutro) com erros inferiores a 15%. Com base na mesma figura verifica-se que para FAI entre 12 A e 52,3 A os erros médios são inferiores a 8%.

Analisando o pior caso da Figura 37, que ocorre para faltas de 600 Ω , observa-se que o erro médio das distâncias estimadas é de 15% com desvio-padrão de 10%. Ainda, considerando esse caso, é possível observar um erro médio de 27% nas estimativas das magnitudes de correntes de falta, sendo que o valor médio delas corresponde a 7% do valor médio das correntes de linha medidas na subestação (Tabela 21, APÊNDICE E).

Figura 37 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga média.

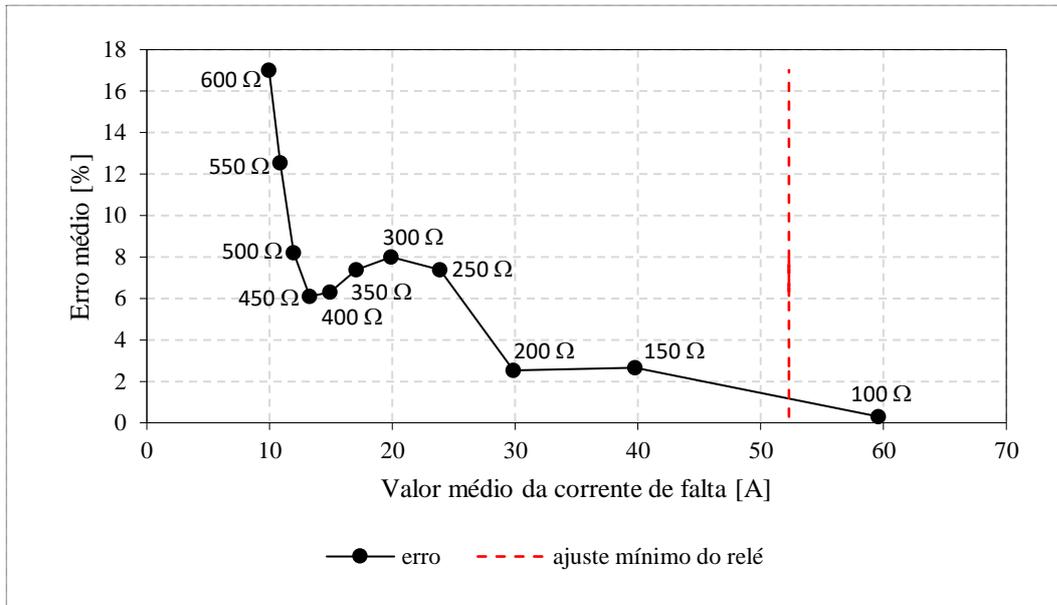


Fonte: O autor (2018).

6.3.2.3 Influência da Magnitude da I_F Considerando Carga Pesada

A influência da magnitude da I_F considerando carga pesada (nominal) pode ser analisada através da Figura 38, que apresenta os erros médios percentuais da distância estimada para o caso III, da Tabela 7.

Figura 38 - Erro médio percentual da distância estimada em função do valor médio da corrente de falta para cada valor de R_F simulado, considerando carga pesada.



Fonte: O autor (2018).

A partir dos resultados apresentados na Figura 38 é possível verificar que a MDE localiza FAI numa faixa entre 10 A e 52,3 A (ajuste mínimo do relé de neutro) com erros inferiores a 20%. Analisando a mesma figura para FAI entre 12 A e 52,3 A é possível observar que os erros médios ficam abaixo de 10%.

O pior caso observado na Figura 38, que ocorre para faltas de 600 Ω, indica um erro médio das distâncias estimadas de 17% com desvio-padrão de 11%. Nesse caso, é possível verificar um erro médio de 27% nas estimativas das magnitudes de correntes de falta, sendo que valor médio delas equivale a 4% do valor médio das correntes de linha medidas na subestação (Tabela 22, APÊNDICE E).

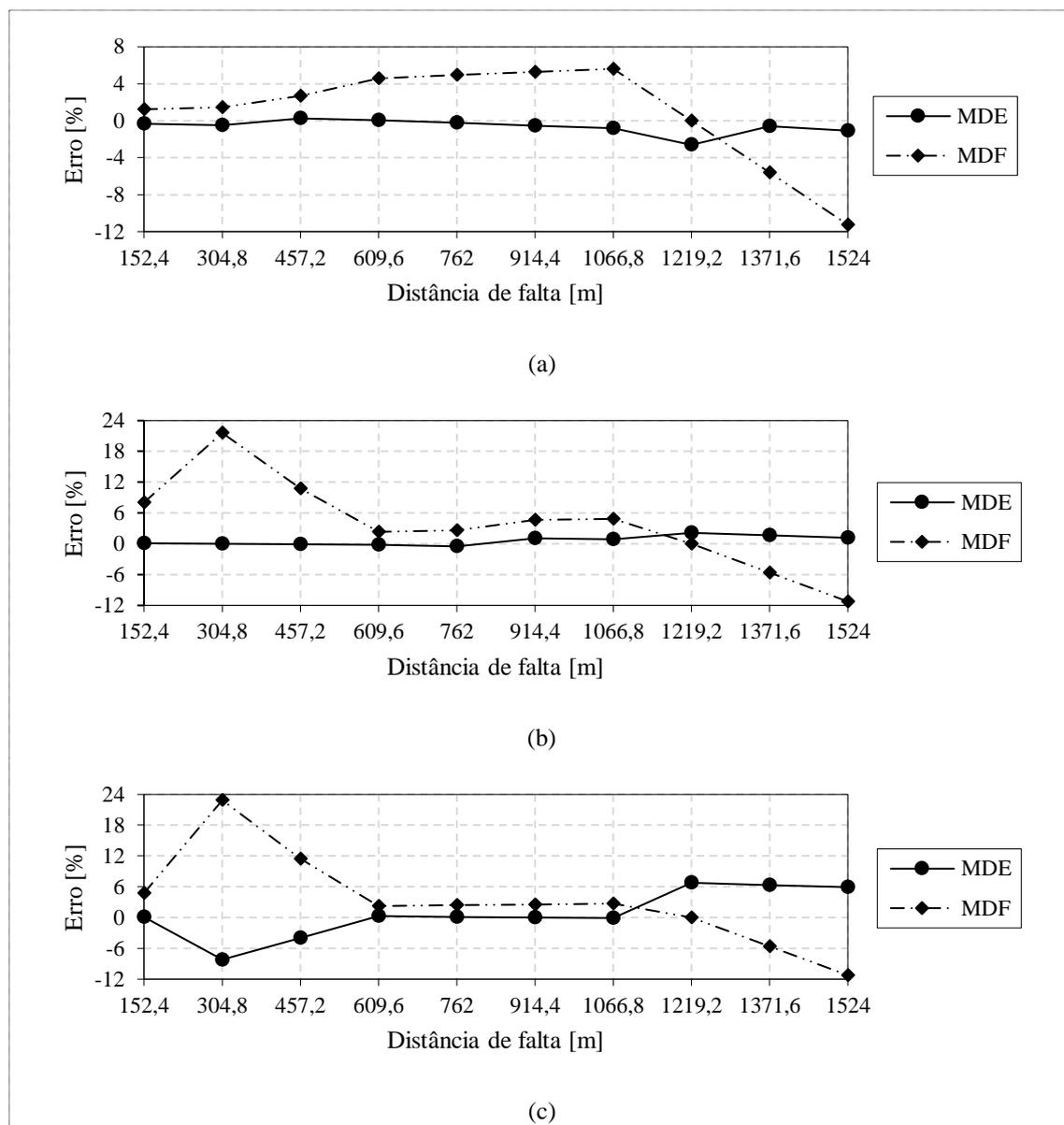
6.3.3 Análise Comparativa: Resultados

Nesta subseção são apresentados os resultados dos estudos de caso relativos a análise comparativa considerando simulações de FAI fase-*a*-terra no SDEE da Figura 26.

6.3.3.1 Análise Comparativa Considerando I_F com Baixa Distorção Harmônica

A Figura 39 apresenta as curvas de erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta para a MDE e para a MDF, decorrentes de simulações para o caso I, da Tabela 8.

Figura 39 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa considerando FAI com baixa distorção harmônica: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$.



Fonte: O autor (2018).

Os resultados apresentados na Figura 39 mostram que a MDF apresenta erros de superestimação da distância que predominam na seção 1 do sistema teste, além de erros de subestimação que são mais significativos na seção 3, levando em consideração os três valores de R_F simulados. O caso menos crítico é apresentado na Figura 39(a), para faltas de 100Ω , em que a MDF apresenta erro médio em torno de 4% com desvio-padrão de 3% (Tabela 24, APÊNDICE E). Entretanto, as curvas de erros para faltas de 200Ω e 300Ω , apresentadas respectivamente na Figura 39(b) e na Figura 39(c), indicam maior dispersão dos erros em comparação ao caso anterior. Nesses casos, os erros variam numa faixa entre 24% e -12%.

No pior caso, para faltas de 200 Ω , o erro médio é aproximadamente igual a 7% com desvio-padrão de 6% (Tabela 24, APÊNDICE E).

As curvas de erros da MDE para faltas de 100 Ω e de 200 Ω , apresentadas na Figura 39(a) e na Figura 39(b) respectivamente, indicam um bom desempenho com erros absolutos normalmente inferiores a 1% ao longo de toda a extensão do alimentador. Em ambos os casos, foram observados erro médio e desvio-padrão inferiores a 1% (Tabela 24, APÊNDICE E). Contudo, analisando a mesma técnica para faltas de 300 Ω , através da Figura 39(c), é possível observar um maior desvio-padrão na curva de erros em relação aos casos anteriores, com erro de subestimação máximo em torno de -8%, cometido na seção 1, e com erro de superestimação máximo em torno de 7% observado na seção 3 do sistema teste. Nesse caso, o erro médio e o desvio-padrão obtidos com a MDE encontram-se abaixo de 3,5% (Tabela 24, APÊNDICE E).

De modo geral, a análise comparativa para condições de baixa distorção harmônica mostra que a MDE apresenta desempenho superior a MDF em todos os casos apresentados.

6.3.3.2 Análise Comparativa Considerando I_F com Distorção Harmônica Média

Para a análise comparativa entre a MDE e a MDF no caso II, da Tabela 8, considere as curvas de erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, apresentados na Figura 40.

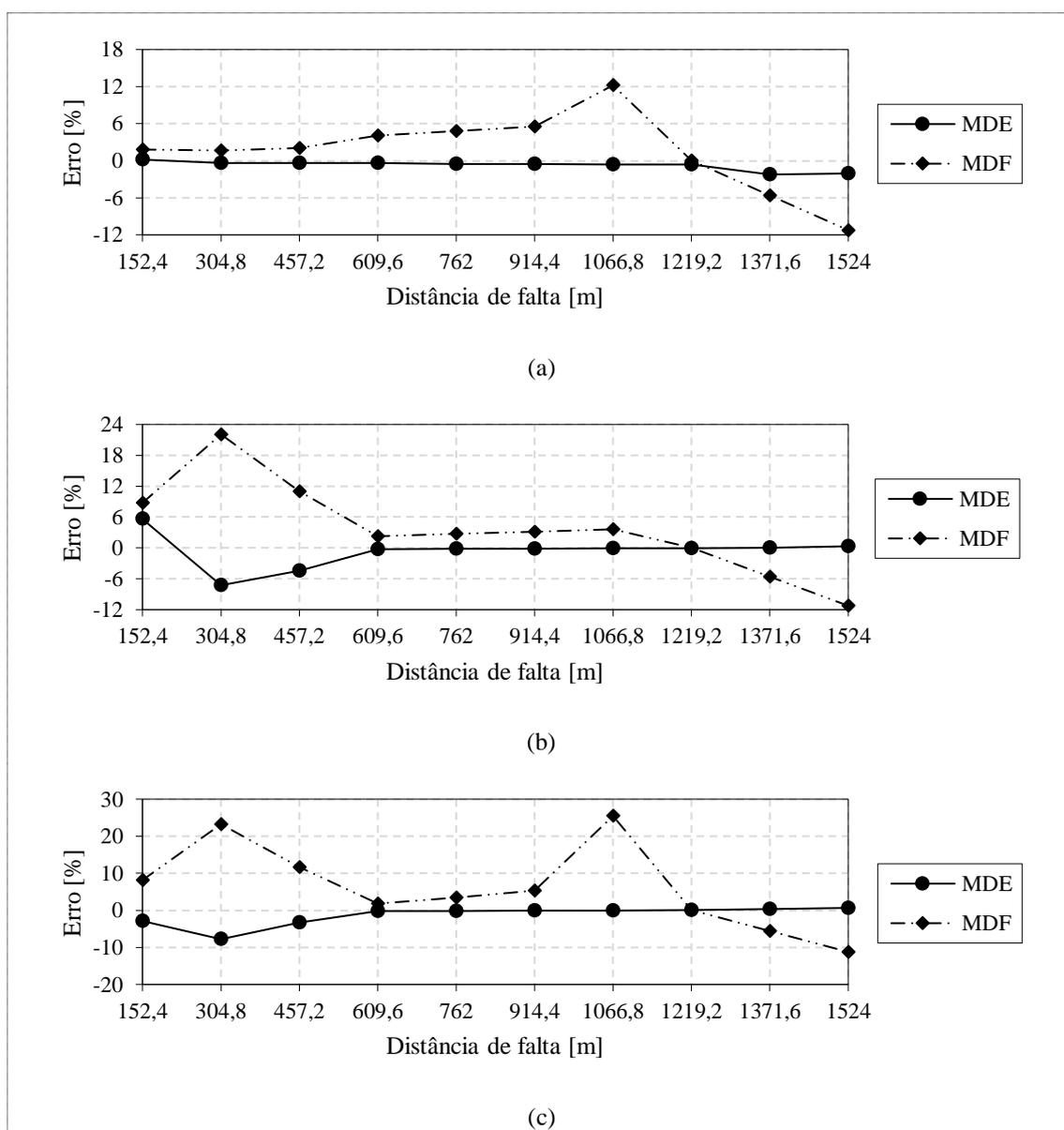
Em relação a análise comparativa apresentada anteriormente, as curvas da MDF mostradas na Figura 40 apresentam maior dispersão de erros, indicando que essa técnica é sensível ao aumento da distorção harmônica de I_F , ajustada através da variação de V_a . No pior caso, para faltas de 300 Ω (Figura 40(c)), os erros percentuais variam entre -11% e 25%, resultando num erro médio em torno de 9,6% e desvio-padrão de 8,6% (Tabela 25, APÊNDICE E).

A curva de erros da MDE para faltas de 100 Ω , apresentada na Figura 40(a), indica erros absolutos inferiores a 1% para faltas na seção 1 e na seção 2 e, erros absolutos inferiores a 3% para faltas na seção 3 do sistema teste. Os resultados globais da MDE para esse caso indicam um erro médio e desvio-padrão inferiores a 1% (Tabela 25, APÊNDICE E). Para as faltas de 200 Ω e 300 Ω , apresentadas respectivamente na Figura 40(b) e na Figura 40(c), as curvas mostram maior dispersão dos erros para faltas no início do alimentador, com erros percentuais maiores na seção 1 do sistema teste. Contudo, nesses casos, é possível observar que os erros absolutos não ultrapassam 1% nas seções 2 e 3 do sistema teste. No pior caso,

para faltas de 300Ω , o erro máximo fica em torno de -8% na seção 1, como pode ser observado na Figura 40(c). De modo geral, os resultados globais da MDE indicam erros médios inferiores a 2% com desvios-padrão inferiores a 3% (Tabela 25, APÊNDICE E). Em comparação a análise anterior, é possível verificar que a MDE é ligeiramente sensível ao aumento da distorção harmônica de I_F , ajustada através da variação de V_a .

Novamente, a análise comparativa para condições de média distorção harmônica mostra que a MDE apresenta desempenho superior a MDF em todos os casos apresentados.

Figura 40 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa, considerando FAI com distorção harmônica média: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$.

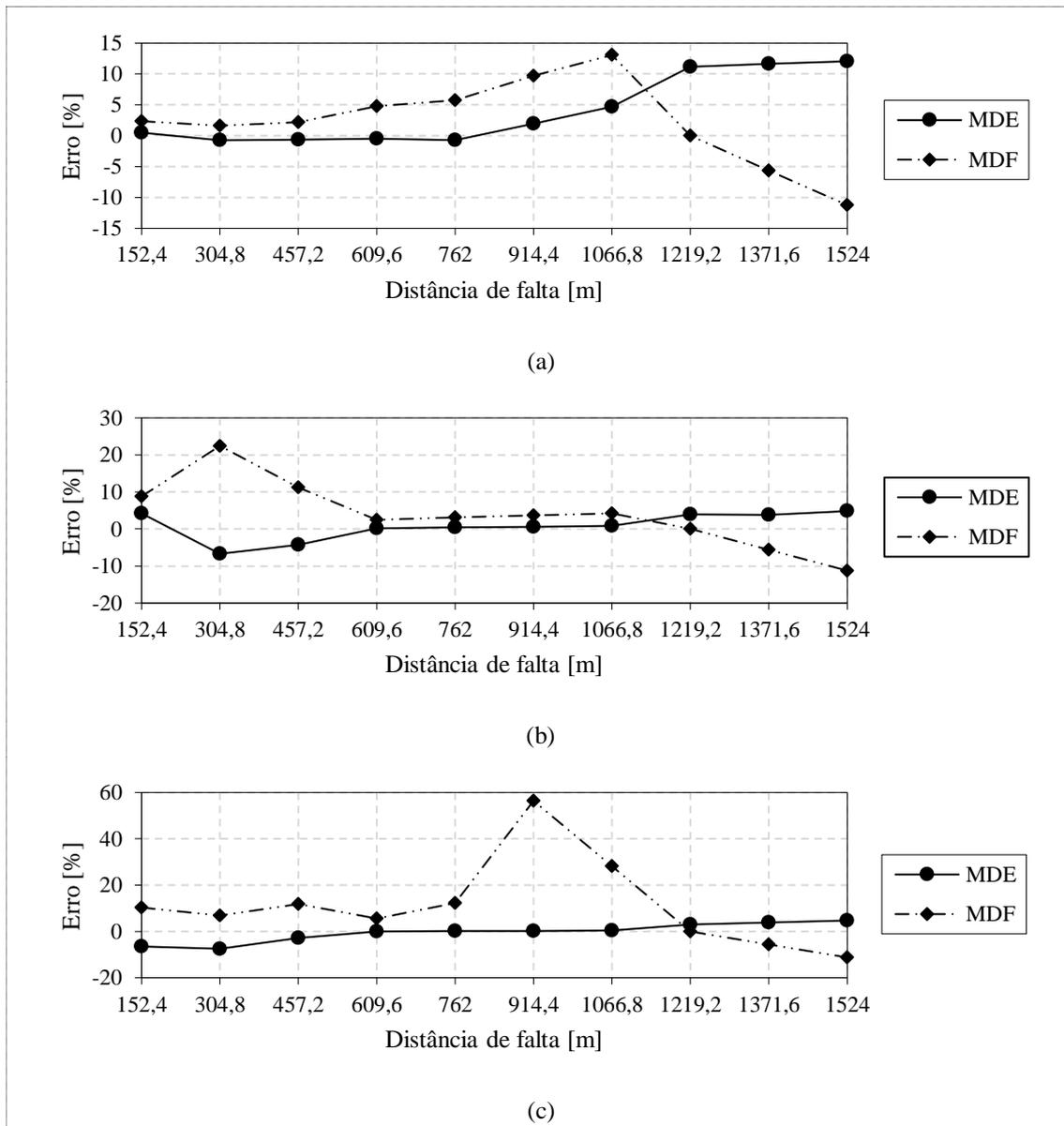


Fonte: O autor (2018).

6.3.3.3 Análise Comparativa Considerando I_F com Alta Distorção Harmônica

Considere os resultados dos erros percentuais da distância estimada em função da distância real da falta, para a análise comparativa entre a MDE e a MDF, apresentados na Figura 41, referentes ao caso III, da Tabela 8.

Figura 41 - Erro percentual da distância estimada em função da distância real da falta para análise comparativa, considerando FAI com alta distorção harmônica: (a) $R_F = 100 \Omega$; (b) $R_F = 200 \Omega$; (c) $R_F = 300 \Omega$.



Fonte: O autor (2018).

Os resultados apresentados na Figura 41 mostram que os erros percentuais da MDF apresentam alta dispersão. No pior caso, apresentado na Figura 41(c) para faltas de 300Ω , o erro máximo atinge algo em torno de 60% e o erro médio de 14,8% com desvio-padrão de

16,4% (Tabela 26, APÊNDICE E). As curvas de erros da MDF, mostradas na Figura 41, apresentam maior dispersão de erros do que aquelas apresentadas em análises comparativas anteriores, indicando que essa técnica é sensível ao aumento da distorção harmônica de I_F , ajustada através da variação de V_a .

A curva de erros da MDE para faltas de 100 Ω , apresentada na Figura 41(a), mostra que os erros percentuais crescem na medida em aumenta a distância de falta atingindo erro máximo em torno de 12% na seção 3 do sistema teste. Contudo, para faltas de 200 Ω e 300 Ω , apresentados respectivamente na Figura 41(b) e Figura 41(c), são normalmente cometidos erros de subestimação na seção 1 e erros de superestimação na seção 3 do sistema teste. Os resultados globais da MDE para os casos supracitados indicam erros médios inferiores a 5% com valores de desvio-padrão inferiores 6% (Tabela 26, APÊNDICE E). Em comparação a análise anterior, é possível verificar que a MDE apresenta alguma sensibilidade ao aumento da distorção harmônica de I_F , obtida através do ajuste de V_a .

Finalmente, a análise comparativa para condições de alta distorção harmônica mostra que a MDE apresenta desempenho superior a MDF considerando os diferentes valores de R_F simulados.

6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos com a metodologia de LFAI proposta nesta tese, decorrentes dos estudos de caso propostos. Com base nesses resultados, foi apresentada uma avaliação de desempenho da técnica proposta através da divisão dos estudos de caso em três categorias:

- Análise de sensibilidade I, que consiste em avaliar o desempenho da MDE sob variações dos parâmetros do modelo de falta utilizado neste trabalho e sob variações das condições de carga do sistema;
- Análise de sensibilidade II, que consiste em avaliar o desempenho da MDE sob variações da magnitude da corrente de falta considerando condições de carga distintas do sistema;
- Análise comparativa, que consiste em confrontar o desempenho da MDE com o desempenho da MDF, estado da arte de LFAI em SDEE.

Na análise de sensibilidade I, verificou-se que a MDE é sensível à resistência de falta e à amplitude da tensão de arco da falta, que são parâmetros do modelo de diodos, além do nível de carga do sistema. Nessa análise, observou-se ainda que nos casos de faltas de alta

resistência considerando alto nível de carga do sistema (baixa relação entre a corrente de falta e a corrente na subestação), a dispersão dos erros tende a ser maior no início do alimentador.

Na análise de sensibilidade II, verificou-se que a MDE localiza FAI entre 12 A e 52,3 A (ajuste mínimo do relé de neutro) com erro médio inferior a 10%. Essa análise está de acordo com valores típicos de correntes de FAI, que normalmente variam de 10 A até 50 A (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996), ressaltando a contribuição prática da MDE na localização de FAI considerando níveis indetectáveis pela proteção de sobrecorrente convencional.

Na análise comparativa, é possível observar que a MDE apresenta desempenho superior a MDF em todos os casos apresentados. Além disso, cabe ressaltar que não foram consideradas as condições mais severas de falta nessa análise, representadas por correntes de FAI de baixa magnitude ($R_F > 300 \Omega$) e pela corrente de carga nominal do sistema, tendo em vista os problemas de convergência apresentados pela MDF sob tais condições.

Neste trabalho, as cargas do sistema foram representadas por modelos de impedância constante tanto nas simulações no ATP quanto na modelagem do sistema no Matlab, em todos os estudos de caso realizados. No entanto, tal representação é apenas uma simplificação do comportamento real das cargas em SDEE. Na prática, a modelagem das barras de carga é uma tarefa complexa em função dessas barras serem normalmente compostas por um grande número de dispositivos. Ademais, a composição das cargas varia dependendo da hora do dia, da estação do ano, das condições climáticas entre outros fatores (KUNDUR, 1994). Desta forma, para uma representação mais realista do comportamento das cargas nos SDEE, a literatura propõe funções algébricas dependentes da magnitude e da frequência da tensão da barra num dado instante de tempo (KUNDUR, 1994). Essas funções, em geral, são polinômios que incorporam as características de impedância constante, corrente constante e potência constante. Assim, conclui-se que alguns resultados apresentados nos estudos de caso poderiam ser alterados caso fossem adotados modelos matemáticos dependentes da tensão, tipicamente usados para representação das cargas.

Em última análise, é possível afirmar que o modelo apresentado na MDE pode ser aplicado à localização de condutores caídos ao solo sem desligamento da linha a jusante da falta, considerando as seguintes superfícies de contato: areia, grama e concreto (EMANUEL et al., 1990), (IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996), (HOU, 2009) e (SANTOS et al., 2013). Para as superfícies como asfalto, cascalho e pedras não é garantida a eficácia da MDE tendo em vista que a magnitude da corrente nesses casos pode estar abaixo de 10 A (EMANUEL et al., 1990), (IEEE POWER

SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15, 1996) e (SANTOS et al., 2013). Além disso, a MDE tem limitações na localização de FAI gerada pelo contato entre condutor energizado e árvores, tendo em vista que esse tipo de falta gera correntes inferiores a 1 A na maior parte dos casos (ELKALASHY et al., 2007), (ELKALASHY et al., 2008).

Com relação ao modelo proposto na MDE, é essencial destacar que os parâmetros de falta d , R_{Fe} e X_{Fe} , são considerados como constantes durante o período analisado. Tal hipótese, por sua vez, não é verdadeira uma vez que nos primeiros ciclos de uma FAI o fenômeno do *buildup* está presente (NAM et al., 2001), (SANTOS et al., 2013). No entanto, o fenômeno do *shoulder* é caracterizado por períodos de constância durante o *buildup* e, após alguns ciclos a FAI tende a se estabilizar. Por essa razão, os parâmetros de falta são considerados como constantes na formulação.

No capítulo seguinte serão apresentadas as conclusões a respeito dos desenvolvimentos apresentados nesta tese, bem como suas contribuições e sugestões para trabalhos futuros.

7 CONCLUSÕES

A localização de FAI em SDEE representa um grande desafio para engenharia de proteção, devido às características elétricas desse tipo de falta e à estrutura ramificada e desequilibrada de alimentadores de distribuição. Nos últimos anos, foram apresentadas diversas técnicas baseadas na monitoração em múltiplos terminais do sistema. Embora esse seja o cenário ideal do ponto de vista técnico, os SDEE apresentam maiores restrições financeiras para grandes investimentos, em comparação aos sistemas de geração e transmissão de energia elétrica. Deste modo, destaca-se a importância do desenvolvimento de técnicas capazes de localizar FAI considerando a menor quantidade possível de pontos de medição.

No Capítulo 3 é apresentada uma revisão bibliográfica das metodologias de LFAI em SDEE fundamentadas na impedância aparente, com medições em um único terminal de dados. A abordagem no domínio do tempo descrita nesse capítulo representa um grande avanço do ponto de vista de modelagem do problema, levando em consideração as principais características de uma FAI (Capítulo 2), que são a baixa magnitude e a alta distorção da corrente de falta. No entanto, abordagens no domínio do tempo apresentam limitações relacionadas a presença de ruídos e distorções nos sinais, além de dificuldades inerentes à sua implementação. Nesse contexto, a análise no domínio da frequência pode ser utilizada como um filtro natural desses ruídos ou distorções, permitindo a LFAI durante os períodos de *shoulder* e na condição de regime permanente da falta. Contudo, a desconsideração da não linearidade e da baixa magnitude das correntes de FAI representam as principais limitações da abordagem no domínio da frequência, descritas nesse capítulo. Desta forma, observa-se que a proposição de um modelo matemático no domínio da frequência que incorpore as principais características de uma FAI, fundamentado em medições em um único terminal de dados, representa uma contribuição relevante no contexto dos localizadores de faltas em SDEE.

No Capítulo 5 é apresentada uma nova formulação analítica para a LFAI em SDEE. A formulação é obtida através do processamento dos sinais de tensão e corrente medidos por um registrador digital de faltas localizado na subestação. A formulação é baseada na análise espectral desses sinais, entre o segundo ciclo após a incidência da falta e a eliminação da falta, em que são utilizados os fasores fundamental e de terceira ordem calculados pela TFD. Os parâmetros de modelo de LFAI proposto, que estão associados às distorções nas correntes de FAI (coeficientes de falta), são estimados mediante a ABIS apresentada neste trabalho. A partir desse modelo, a distância da falta é estimada através de um estimador de MQP associado a um algoritmo de PEP. Esse algoritmo é usado para detectar a presença de erros

com base no *CME* (Capítulo 4) e corrigir os parâmetros do modelo relacionados às distorções nas correntes de falta.

Os resultados da análise de sensibilidade apresentados no Capítulo 6 mostram que o método proposto é sensível principalmente à R_F , que é um dos parâmetros do modelo de diodos para FAI, e às condições de carga do sistema. Tendo em vista que a R_F é o parâmetro usado para controlar a magnitude da corrente de FAI simulada, $|I_F|$, e que o nível de carga do sistema é proporcional a magnitude da corrente de linha na subestação no momento da falta, $|I_S|$, pode-se dizer que os erros percentuais são influenciados pela relação $|I_F|/|I_S|$. Assim, para uma relação $|I_F|/|I_S| > 0,2$ ($|I_F|$ superior à 20% de $|I_S|$), observou-se que os erros percentuais tendem a crescer com o aumento da distância de falta. Por outro lado, verificou-se que para uma relação $|I_F|/|I_S| \leq 0,2$ ($|I_F|$ igual ou inferior à 20% de $|I_S|$) os erros percentuais tendem a ser maiores no início do alimentador. Ainda, observou-se que a metodologia proposta é pouco sensível à distorção harmônica presente na corrente de FAI, a qual, é ajustada através do parâmetro V_a do modelo de diodos.

Os resultados comparativos apresentados no Capítulo 6 indicam que o método proposto se mostrou bastante superior a técnica estado da arte. Desta forma, conclui-se que um modelo matemático constituído por componentes fundamental e de terceira ordem das tensões e correntes é mais adequado para LFAI em comparação a um modelo representado somente por componentes fundamentais. Cabe ressaltar ainda que a formulação no domínio espectral proposta nesta tese elimina os erros de singularidade apresentados pela técnica estado da arte, resultantes de um modelo sobredeterminado com alta dependência linear.

Finalmente, conclui-se que a técnica proposta apresenta uma solução inovadora e de baixo custo para a solução do problema de LFAI em SDEE, cujas principais contribuições são: o desenvolvimento de um modelo matemático no domínio espectral linearmente independente para a LFAI; o desenvolvimento de uma ABIS para a estimação dos coeficientes de falta do referido modelo; e o desenvolvimento de uma técnica de processamento de erros, fundamentada na abordagem geométrica de estimação de estados, para a detecção e correção de erros paramétricos.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Embora o trabalho desenvolvido nesta tese apresente importantes contribuições para a solução do problema de LFAI em SDEE, este trabalho ainda pode ser aprimorado a partir das seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- Desenvolver uma técnica para detecção dos períodos de *shoulder* na forma de onda da corrente de falta estimada;
- Desenvolver uma metodologia integrada de localização da falta e detecção da seção faltosa;
- Considerar a presença de erros de medição dos sinais de tensão e corrente, além dos erros em parâmetros já considerados;
- Considerar a possibilidade de medições em mais de um terminal de um SDEE, usando ou não a sincronização dessas medições;
- Avaliar o desempenho da metodologia de LFAI proposta considerando um SDEE com a presença de cargas não lineares.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não Lineares: Teoria e Aplicação**. 4. ed. Belo Horizonte: UFMG, 2015.

ANDERSON, P. M. **Analysis of Faulted Power Systems**. Ames: The Iowa State University Press, 1973.

AUCOIN, M.; RUSSELL, B. D. Detection of distribution high impedance faults using burst noise signals near 60 hz. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 2, n. 2, p. 342–348, 1987.

BAHADOR, N.; NAMDARI, F.; MATINFAR, H. R. Tree-related high impedance fault location using phase shift measurement of high frequency magnetic field. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 100, n. August 2017, p. 531–539, 2018.

BAKAR, A. H. A. et al. High impedance fault location in 11 kV underground distribution systems using wavelet transforms. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 55, p. 723–730, 2014.

BONNEVILLE POWER ADMINISTRATION. **Alternative Transient Program: ATP-EMTP**. Portland: OR, 2007.

BRETAS, A. et al. A Novel High Impedance Fault Location for Distribution Systems Considering Distributed Generation. **2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America**, p. 1–6, 2006.

BRETAS, A. S. et al. Smart grids cyber-physical security as a malicious data attack: An innovation approach. **Electric Power Systems Research**, v. 149, p. 210–219, 2017.

BRETAS, N. G. et al. A geometrical view for multiple gross errors detection, identification, and correction in power system state estimation. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 3, p. 2128–2135, 2013.

BRETAS, N. G.; BRETAS, A. S. A two steps procedure in state estimation gross error detection, identification, and correction. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 73, n. December, p. 484–490, 2015.

BRETAS, N. G.; BRETAS, A. S.; MARTINS, A. C. P. Convergence property of the measurement gross error correction in power system state estimation, using geometrical background. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 4, p. 3729–3736, 2013.

BRETAS, N. G.; BRETAS, A. S.; PIERETI, S. A. Innovation concept for measurement gross

error detection and identification in power system state estimation. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 5, n. 6, p. 603, 2011.

CARVALHO, B.; BRETAS, N.; BRETAS, A. **A local state vector augmentation technique for processing network parameters errors**. IEEE Power and Energy Society General Meeting. **Anais...**2018

CHOI, M. et al. A new fault location algorithm using direct circuit analysis for distribution systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 1, p. 35–41, 2004.

CHOI, M. S. et al. A direct three-phase circuit analysis-based fault location for line-to-line fault. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 4, p. 2541–2547, 2007.

CLEMENTS, K. A.; COSTA, A. S. Topology error identification using normalized Lagrange multipliers. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 13, n. 2, p. 347–353, 1998.

DJURIĆ, M. B.; RADOJEVIĆ, Z. M.; TERZIJA, V. V. Time domain solution of fault distance estimation and arcing faults detection on overhead lines. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, n. 1, p. 60–67, 1999.

DJURIĆ, M. B.; TERZIJA, V. V. A New Approach to the Arcing Faults Detection for Fast Autoreclosure in Transmission Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 4, p. 1793–1798, 1995.

ELKALASHY, N. I. et al. Modeling and experimental verification of high impedance arcing fault in medium voltage networks. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 14, n. 2, p. 375–383, 2007.

ELKALASHY, N. I. et al. DWT-based detection and transient power direction-based location of high-impedance faults due to leaning trees in ungrounded MV networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 1, p. 94–101, 2008.

EMANUEL, A. E. et al. High impedance fault arcing on sandy soil in 15 kV distribution feeders: contributions to the evaluation of the low frequency spectrum. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 2, p. 676–686, 1990.

FARIAS, P. E. et al. Non-linear high impedance fault distance estimation in power distribution systems: A continually online-trained neural network approach. **Electric Power Systems Research**, v. 157, p. 20–28, 2018.

FUNABASHI, T. et al. Influence of fault arc characteristics on the accuracy of digital fault locators. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 16, n. 2, p. 195–199, 2001.

GAUTAM, S.; BRAHMA. Detection of High Impedance Fault in Power Distribution Systems Using Mathematical Morphology. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 2, p.

1226–1234, 2013.

GAZZANA, D. S. et al. An integrated technique for fault location and section identification in distribution systems. **Electric Power Systems Research**, v. 115, p. 65–73, 2014.

GÓMEZ-EXPÓSITO, A.; ABUR, A. State Estimation. In: **Electric Energy Systems: Analysis and Operation**. [s.l: s.n.]. p. 127–164.

HERRERA-OROZCO, A. R. et al. Incipient fault location formulation: A time-domain system model and parameter estimation approach. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 90, n. February, p. 112–123, 2017.

HOU, D. **Detecção de Falhas de Alta Impedância nos Sistemas de Distribuição de Energia**. Schweitzer Engineering Laboratories, Inc. **Anais...Campinas: SEL**, 2006

HOU, D. **High-Impedance Fault Detection — Field Tests and Dependability Analysis**. 36th Annual Western Protective Relay Conference. **Anais...Spokane**: 2009

IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE (PSRC) WORKING GROUP D15. High Impedance Fault Detection Technology. p. 1–12, 1996.

IURINIC, L. U. et al. Distribution Systems High-Impedance Fault Location: A Parameter Estimation Approach. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 4, p. 1806–1814, 2016.

JERRINGS, D. I.; LINDERS, J. R. Ground resistance-revisited. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 4, n. 2, p. 949–956, 1989.

KERSTING, W. H. Radial distribution test feeders. **Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference**, v. 2, n. WINTER MEETING, p. 908–912, 2001.

KERSTING, W. H. **Distribution System Modeling and Analysis**. Boca Raton: CRC, 2002.

KINDERMANN, G. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência - Vol. 1**. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2012.

KIZILCAY, M.; KOCH, K. Numerical Fault Arc Simulation Based on Power Arc Tests. **European Transactions on Electrical Power**, v. 4, n. 3, p. 177–185, 1994.

KIZILCAY, M.; PNIOK, T. Digital simulation of fault arcs in power systems. **European Transactions on Electrical Power**, v. 1, n. 1, p. 55–60, 1991.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. Palo Alto: McGraw-Hill, Inc, 1994.

LAWSON, C. L.; HANSON, R. J. **Solving Least Squares Problems**. Englewood Cliffs: SIAM, 1995.

LEE, S. J. et al. An intelligent and efficient fault location and diagnosis scheme for radial distribution systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 2, p. 524–532, 2004.

LOURENÇO, E. M. et al. A topology error identification method directly based on collinearity tests. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 21, n. 4, p. 1920–1929, 2006.

MATHWORKS. Natick, Massachusetts: Mathworks Matlab, 2009.

MILIOUDIS, A. N.; ANDREOU, G. T.; LABRIDIS, D. P. Enhanced protection scheme for smart grids using power line communications techniques - Part I: Detection of high impedance fault occurrence. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 1621–1630, 2012a.

MILIOUDIS, A. N.; ANDREOU, G. T.; LABRIDIS, D. P. Enhanced protection scheme for smart grids using power line communications techniques-Part II: Location of high impedance fault position. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 1631–1640, 2012b.

MILIOUDIS, A. N.; ANDREOU, G. T.; LABRIDIS, D. P. Detection and location of high impedance faults in multiconductor overhead distribution lines using power line communication devices. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 2, p. 894–902, 2015.

MONTICELLI, A. **State Estimation in Electric Power Systems: A Generalized Approach**. Boston/Dordrecht/London: Kluwer Academic Publishers, 1999.

NAKAGOMI, R. M. **Proposição de um Sistema para Simulação de Faltas de Alta Impedância em Redes de Distribuição**. [s.l.] Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2006.

NAM, S. R. et al. A modeling method of a high impedance fault in a distribution system using two series time-varying resistances in EMTP. **2001 Power Engineering Society Summer Meeting.**, v. 2, n. C, p. 1175–1180 vol.2, 2001.

PATTERSON, R. et al. A microprocessor-based digital feeder monitor with high-impedance fault detection. **Protective Relay Engineers, 47th Annual conference for**, 1994.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Computer Relaying for Power Systems**. [s.l.: s.n.].

RADOJEVIĆ, Z. M. A new spectral domain approach to the distance protection, fault location and arcing faults recognition on transmission lines. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 29, n. 2, p. 183–190, 2007.

RADOJEVIĆ, Z. M.; SHIN, J. R. New one terminal digital algorithm for adaptive reclosing and fault distance calculation on transmission lines. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 3, p. 1231–1237, 2006.

RADOJEVIĆ, Z. M.; TERZIJA, V. V.; DJURIĆ, M. B. Numerical algorithm for overhead lines arcing faults detection and distance and directional protection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 1, p. 31–37, 2000.

RAMOS, M. J. S. et al. Distribution networks HIF location: A frequency domain system model and WLS parameter estimation approach. **Electric Power Systems Research**, v. 146, p. 170–176, 2017.

SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; ROSOŁOWSKI, E. **Fault Location on Power Networks**. London: Springer, 2010.

SALIM, R. H. et al. Extended fault-location formulation for power distribution systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 2, p. 508–516, 2009.

SALIM, R. H.; SALIM, K. C. O.; BRETAS, A. S. Further improvements on impedance-based fault location for power distribution systems. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 5, n. 4, p. 467, 2011.

SANTOS, W. C. et al. High impedance faults: From field tests to modeling. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 24, n. 6, p. 885–896, 2013.

SCOTT, R. E. **Linear circuits - Part 2: Frequency-Domain Analysis**. London: Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1960.

SHARAF, A. M.; SINDER, L. A.; DEBNATH, K. A. A Neural Network-Based Back Error Propagation Relay Algorithm for Distribution System High Impedance Fault Detection. **International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management**, p. 613–620, 1993.

SHENG, Y.; ROVNYAK, S. M. Decision tree-based methodology for high impedance fault detection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 2, p. 533–536, 2004.

SRINIVASAN, K.; ST-JACQUES, A. New fault location algorithm for radial transmission lines with loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 4, n. 3, p. 1676–1682, 1989.

TORRES, V. et al. Electrical Power and Energy Systems Modeling and detection of high impedance faults. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 61, p. 163–172, 2014.

WAI, D. C. T.; YIBIN, X. A novel technique for high impedance fault identification. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 13, n. 3, p. 738–744, 1998.

ZAMANAN, N.; SYKULSKI, J. K. Modeling An Arcing High Impedances Fault Based On The Physical Process Involved In The Arc. **6th WSEAS International Conference on Power Systems**, p. 28–33, 2006.

ZANETTA, L. C. J. **Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência**. São Paulo: USP, 2003.

ZHANG, W. et al. Multicycle Incipient Fault Detection and Location for Medium Voltage Underground Cable. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 32, n. 3, p. 1450–1459, 2017.

ZHU, J.; LUBKEMAN, D. L.; GIRGIS, A. A. Automated fault location and diagnosis on electric power distribution feeders. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 12, n. 2, p. 801–809, 1997.

APÊNDICE A MODELAGEM DE LINHAS AÉREAS DE DISTRIBUIÇÃO

A.1 MATRIZ DE IMPEDÂNCIAS SÉRIE DE LINHAS AÉREAS

Como as linhas aéreas de SDEE são tipicamente desbalanceadas e não transpostas, combinações dos termos próprios e mútuos em uma única impedância de fase não são boas aproximações (KERSTING, 2002). Em vez disso, deve-se considerar as impedâncias próprias e mútuas dos condutores além de considerar o trajeto de retorno do solo para as correntes desequilibradas.

A resistência CA¹⁸ de condutores é obtida diretamente de tabelas típicas de dados de condutores, enquanto as reatâncias indutivas própria e mútua das impedâncias são função dos campos magnéticos ao seu redor. Assim, com base na teoria de campos magnéticos é possível concluir que (ANDERSON, 1973):

$$\hat{z}_{ii} = r_i + r_d + j4\pi f \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{D_{Si}} \right), \quad (225)$$

$$\hat{z}_{ij} = r_d + j4\pi f \times 10^{-7} \ln \left(\frac{D_e}{D_{ij}} \right), \quad (226)$$

em que:

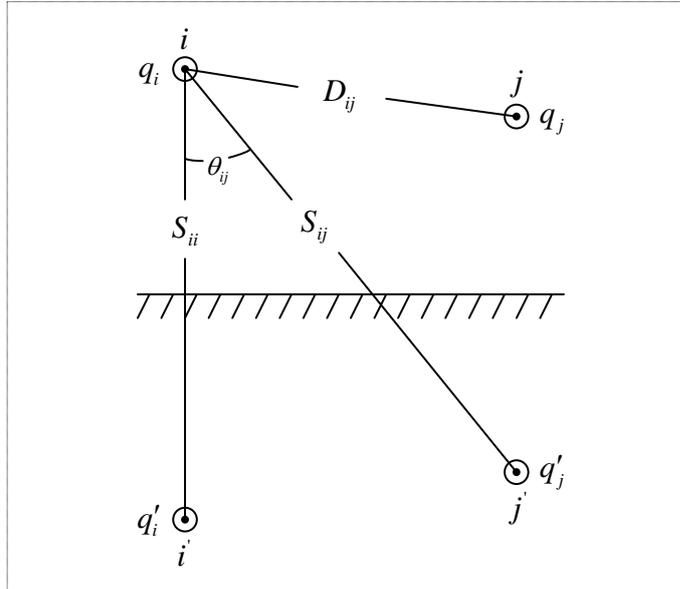
- \hat{z}_{ii} impedância primitiva própria do condutor i , em Ω /metro;
- \hat{z}_{ij} impedância primitiva mútua entre os condutores i e j , em Ω /metro;
- r_i resistência CA do condutor i , em Ω /metro;
- r_d resistência do condutor "fictício" do solo (d), em Ω /metro;
- f frequência nominal do sistema, em Hertz;
- D_{Si} Raio Médio Geométrico (RMG) do condutor i ;
- D_{ij} distância entre os condutores i e j ;
- D_e parâmetro referente às distâncias dos condutores i e j para o solo e ao RMG do condutor "fictício" do solo (d).

Nas equações (225) e (226) deve-se considerar que os valores de D_{Si} , D_{ij} e D_e devem estar na mesma unidade. O problema evidente no uso dessas equações é que a resistência r_d e o parâmetro D_e são desconhecidos. Para contornar esse problema, Carson (ANDERSON, 1973) propõe o cálculo das impedâncias próprias e mútuas das linhas levando em consideração o caminho de retorno da corrente através do solo, usando o método dos condutores e suas imagens apresentado na Figura 42. Além disso, Carson supõe que o solo é

¹⁸ Acrônimo de Corrente Alternada.

uma superfície inifinita, uniforme e de resistência constante e que os efeitos introduzidos pelos pontos de aterramentos de neutro na frequência nominal podem ser desprezados.

Figura 42 - Condutores i e j e suas imagens, i' e j' .



Fonte: O autor (2018).

Com base no método ilustrado na Figura 42 e nas suposições descritas anteriormente é possível concluir que a resistência r_d é dependente da frequência nominal do sistema (f), expressa de acordo com a equação a seguir:

$$r_d = \pi^2 f \times 10^{-7}, \quad (227)$$

cujo resultado é fornecido em Ω/metro ; e que o parâmetro D_e é função da resistividade do solo (ρ) e da frequência (f) do sistema, sendo calculado conforme a seguinte equação:

$$D_e = 658,368 \sqrt{\frac{\rho}{f}}, \quad (228)$$

cujo resultado é fornecido em Ω/metro .

A substituição de (227) e (228) em (225) e (226) resulta nas impedâncias própria e mútua, calculadas respectivamente pelas equações a seguir:

$$\hat{z}_{ii} = r_i + \pi^2 f \times 10^{-7} + j4\pi f \times 10^{-7} \ln \left(\frac{658,368 \sqrt{\rho/f}}{D_{Si}} \right), \quad (229)$$

$$\hat{z}_{ij} = \pi^2 f \times 10^{-7} + j4\pi f \times 10^{-7} \ln \left(\frac{658,368 \sqrt{\rho/f}}{D_{ij}} \right), \quad (230)$$

nas quais, o resultado é fornecido em Ω/metro .

Segundo (ANDERSON, 1973), é comum assumir que a resistividade do solo é igual 100 Ω .m, especialmente nos casos em que esta não está disponível. Fazendo essa consideração e assumindo que a frequência nominal do sistema é 60 Hz, as equações (229) e (230) são reescritas conforme as expressões a seguir:

$$\hat{z}_{ii} = r_i + 5,9217 \times 10^{-5} + j7,5398 \times 10^{-5} \ln \left(\frac{850}{D_{si}} \right), \quad (231)$$

$$\hat{z}_{ij} = 5,9217 \times 10^{-5} + j7,5398 \times 10^{-5} \ln \left(\frac{850}{D_{ij}} \right), \quad (232)$$

nas quais, o resultado é fornecido em Ω /metro.

Finalmente, generalizando as equações (231) e (232) para frequências harmônicas múltiplas de 60 Hz, essas resultam em:

$$\hat{z}_{hii} = r_i + 5,9217 \times 10^{-5} + j7,5398 \times 10^{-5} h \ln \left(\frac{850}{D_{si}} \right), \quad (233)$$

$$\hat{z}_{hij} = 5,9217 \times 10^{-5} + j7,5398 \times 10^{-5} h \ln \left(\frac{850}{D_{ij}} \right), \quad (234)$$

em que:

- \hat{z}_{hii} impedância primitiva própria do condutor i , para a h -ésima harmônica, em Ω /metro;
- \hat{z}_{hij} impedância primitiva mútua entre os condutores i e j , para a h -ésima harmônica, em Ω /metro;
- h ordem da harmônica, múltipla de 60 Hz ($h = 1, 2, 3, \dots$).

As equações (233) e (234) são boas aproximações para aplicações de baixas frequências harmônicas, nas quais, é possível assumir que as resistências de linha são constantes e as reatâncias de linha são diretamente proporcionais a ordem da harmônica representada (SCOTT, 1960). Casos em que frequências harmônicas são elevadas invalidam o uso dessas equações e não serão abordados neste trabalho.

Para uma linha aérea de n condutores é possível compor a "matriz de impedâncias primitiva", de dimensão $n \times n$, a partir das equações de Carson descritas em (233) e (234). Assim, a aplicação dessas equações para uma linha de distribuição aérea a quatro fios, ou seja, três fases e um neutro, resulta numa matriz de impedâncias primitiva de dimensão 4×4 , representada pela seguinte equação:

$$\hat{\mathbf{Z}}_h = \begin{bmatrix} \hat{z}_{haa} & \hat{z}_{hab} & \hat{z}_{hac} & \hat{z}_{han} \\ \hat{z}_{hba} & \hat{z}_{hbb} & \hat{z}_{hbc} & \hat{z}_{hbn} \\ \hat{z}_{hca} & \hat{z}_{hcb} & \hat{z}_{hcc} & \hat{z}_{hcn} \\ \hat{z}_{hna} & \hat{z}_{hnb} & \hat{z}_{hnc} & \hat{z}_{hnn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Z}}_{hij} & \hat{\mathbf{Z}}_{hin} \\ \hat{\mathbf{Z}}_{huj} & \hat{\mathbf{Z}}_{hnn} \end{bmatrix}, \quad (235)$$

em que subscrito h representa a ordem da harmônica, os subscritos (a , b e c) representam as fases e o "chapéu" indica que as impedâncias são primitivas.

Para viabilizar a utilização da equação (235) em sistemas elétricos, pode ser aplicado o método de redução de Kron (ANDERSON, 1973) e (KERSTING, 2002), que reduz a matriz de impedâncias primitiva de dimensão 4×4 , apresentada na referida equação, para uma matriz de impedâncias de dimensão 3×3 , conforme descrito na expressão a seguir:

$$\mathbf{Z}_h = \hat{\mathbf{Z}}_{hij} - \hat{\mathbf{Z}}_{hin} \hat{\mathbf{Z}}_{hnn}^{-1} \hat{\mathbf{Z}}_{huj} = \begin{bmatrix} Z_{haa} & Z_{hab} & Z_{hac} \\ Z_{hba} & Z_{hbb} & Z_{hbc} \\ Z_{hca} & Z_{hcb} & Z_{hcc} \end{bmatrix}. \quad (236)$$

Finalmente, é possível observar que a equação (236) resulta em uma matriz de impedâncias de dimensão 3×3 para a h -ésima harmônica, a qual, é usual para aplicações em sistemas elétricos trifásicos.

A.2 MATRIZ DE ADMITÂNCIAS EM DERIVAÇÃO DE LINHAS AÉREAS

A admitância em derivação (*shunt*) de linhas aéreas consiste de uma condutância e de uma susceptância capacitiva. Contudo, a condutância é usualmente ignorada por apresentar um valor insignificante comparado ao valor da susceptância capacitiva (KERSTING, 2002). A capacitância de uma linha resulta da diferença de potencial entre os condutores, que por sua vez, depende dos campos elétricos produzidos por esses condutores carregados. Assim, com base na teoria de campos elétricos é possível obter equação genérica para o cálculo da queda de tensão entre dois condutores:

$$V_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \sum_{n=1}^N q_n \ln \left(\frac{D_{nj}}{D_{ni}} \right), \quad (237)$$

em que:

- ϵ permissividade do meio ($= \epsilon_0 \epsilon_r$);
- ϵ_0 permissividade do vácuo espaço livre meio ($= 8,85 \times 10^{-12}$ $\mu\text{F}/\text{metro}$);
- ϵ_r permissividade relativa do meio;
- q_n densidade de carga do condutor n e do condutor i (coulomb/metro);
- D_{ni} distância entre o condutor n e condutor i (metros);

D_{nj} distância entre o condutor n e condutor j (metros).

Em processo semelhante ao proposto por Carson, a matriz de admitâncias *shunt* de linhas aéreas de SDEE é calculada através do uso de condutores e suas imagens, ilustrado na Figura 42, cujas cargas têm sentido contrário às cargas dos condutores reais (KERSTING, 2002). Com base nesse método e no uso da equação (237) é possível obter expressão para a queda de tensão entre o condutor i e o solo:

$$V_{ig} = \hat{P}_{ii}q_i + \hat{P}_{ij}q_j, \quad (238)$$

na qual \hat{P}_{ii} e \hat{P}_{ij} são os coeficientes de potencial primitivos próprio e mútuo. Esses coeficientes são dependentes do meio e das distâncias entre os condutores e expressos conforme as equações a seguir:

$$\hat{P}_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{S_{ii}}{r_i}\right), \quad (239)$$

$$\hat{P}_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{S_{ij}}{D_{ij}}\right), \quad (240)$$

em que:

S_{ii} distância entre o condutor i e a sua imagem i' (metros);

S_{ij} distância entre o condutor i e a imagem do condutor j (j') (metros);

D_{ij} distância entre o condutor i e condutor j (metros);

r_n raio do condutor n (metros).

Assumindo que a permissividade relativa do ar é unitária, as equações (239) e (240) podem ser reescritas conforme as expressões a seguir:

$$\hat{P}_{ii} = 17,9751 \times 10^3 \ln\left(\frac{S_{ii}}{r_i}\right), \quad (241)$$

$$\hat{P}_{ij} = 17,9751 \times 10^3 \ln\left(\frac{S_{ij}}{D_{ij}}\right), \quad (242)$$

nas quais, o resultado é fornecido em metro/ μ F.

Para uma linha aérea de n condutores é possível compor a "matriz de coeficientes de potencial primitiva", de dimensão $n \times n$, a partir das equações (241) e (242). No caso específico de uma linha aérea de distribuição a quatro fios (três fases e um neutro), essa matriz pode ser representada por:

$$\hat{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \hat{P}_{aa} & \hat{P}_{ab} & \hat{P}_{ac} & \hat{P}_{an} \\ \hat{P}_{ba} & \hat{P}_{bb} & \hat{P}_{bc} & \hat{P}_{bn} \\ \hat{P}_{ca} & \hat{P}_{cb} & \hat{P}_{cc} & \hat{P}_{cn} \\ \hat{P}_{na} & \hat{P}_{nb} & \hat{P}_{nc} & \hat{P}_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{P}}_{ij} & \hat{\mathbf{P}}_{in} \\ \hat{\mathbf{P}}_{nj} & \hat{\mathbf{P}}_{nn} \end{bmatrix}. \quad (243)$$

Considerando que o condutor neutro está aterrado, a matriz apresentada na equação (243) pode ser reduzida usando o método de Kron, resultando na "matriz de coeficientes de potencial", de dimensão 3×3 , expressa conforme a equação a seguir:

$$\mathbf{P} = \hat{\mathbf{P}}_{ij} - \hat{\mathbf{P}}_{in} \hat{\mathbf{P}}_{nn}^{-1} \hat{\mathbf{P}}_{nj} = \begin{bmatrix} P_{aa} & P_{ab} & P_{ac} \\ P_{ba} & P_{bb} & P_{bc} \\ P_{ca} & P_{cb} & P_{cc} \end{bmatrix}, \quad (244)$$

A inversão da matriz de coeficientes de potencial, descrita na equação (244), resulta na seguinte matriz de capacitâncias de linha por unidade de comprimento:

$$\mathbf{C} = \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} C_{aa} & C_{ab} & C_{ac} \\ C_{ba} & C_{bb} & C_{bc} \\ C_{ca} & C_{cb} & C_{cc} \end{bmatrix}. \quad (245)$$

Finalmente, a matriz de admitâncias de linha para a h -ésima harmônica, desprezando a condutância *shunt*, pode ser obtida a partir de (245) resultando na seguinte equação:

$$\mathbf{Y}_h = jh\omega \times \mathbf{C} = \begin{bmatrix} Y_{haa} & Y_{hab} & Y_{hac} \\ Y_{hba} & Y_{hbb} & Y_{hbc} \\ Y_{hca} & Y_{hcb} & Y_{hcc} \end{bmatrix}, \quad (246)$$

em que $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular nominal do sistema, em rad/s; f é a frequência nominal do sistema, em Hertz; e h representa um valor inteiro múltiplo da frequência fundamental.

APÊNDICE B MODELAGEM DAS CARGAS

As cargas em SDEE são geralmente especificadas em função de sua potência complexa consumida e da tensão nominal do sistema e podem ser conectadas à rede através de ligações em estrela ou delta. Quanto à modelagem, as cargas podem ser representadas por impedância constante, corrente constante, potência constante ou pela combinação desses modelos (KERSTING, 2002). Neste trabalho, todas as cargas são consideradas trifásicas, modeladas por impedância constante e conectadas em estrela com aterramento de neutro. A representação matemática para esse modelo é apresentado nas equações a seguir:

$$Z_{Lha} = \frac{|V_{Lha}|^2}{S_{Lha}^*} = \frac{|V_{Lha}|^2}{|S_{Lha}|} \angle \varphi_a = R_{La} + jhX_{La}, \quad (247)$$

$$Z_{Lhb} = \frac{|V_{Lhb}|^2}{S_{Lhb}^*} = \frac{|V_{Lhb}|^2}{|S_{Lhb}|} \angle \varphi_b = R_{Lb} + jhX_{Lb}, \quad (248)$$

$$Z_{Lhc} = \frac{|V_{Lhc}|^2}{S_{Lhc}^*} = \frac{|V_{Lhc}|^2}{|S_{Lhc}|} \angle \varphi_c = R_{Lc} + jhX_{Lc}, \quad (249)$$

em que:

Z_{Lha}, Z_{Lhb} e Z_{Lhc}	impedância da carga nas fases a , b e c para a h -ésima harmônica, em Ω ;
V_{Lha}, V_{Lhb} e V_{Lhc}	tensão de fase na carga nas fases a , b e c para a h -ésima harmônica, normalmente em kV;
S_{Lha}, S_{Lhb} e S_{Lhc}	potência aparente da carga nas fases a , b e c para a h -ésima harmônica, normalmente em MVA;
R_{La}, R_{Lb} e R_{Lc}	resistência da carga nas fases a , b e c , em Ω ;
X_{Lha}, X_{Lhb} e X_{Lhc}	reatância da carga nas fases a , b e c para a h -ésima harmônica, em Ω ;
h	ordem da harmônica representada.

Nas equações (247)-(249), o asterisco representa o conjugado da potência aparente por fase. Os ângulos de fator de potência nas fases a , b e c , representados respectivamente por φ_a , φ_b e φ_c , são expressos de acordo com as seguintes equações:

$$\varphi_a = \text{acos} \left(\frac{P_{La}}{S_{La}} \right), \quad (250)$$

$$\varphi_b = \arccos\left(\frac{P_{Lb}}{S_{Lb}}\right), \quad (251)$$

$$\varphi_c = \arccos\left(\frac{P_{Lc}}{S_{Lc}}\right), \quad (252)$$

em que P_{La} , P_{Lb} e P_{Lc} , são as potências ativas nas fases a , b e c , respectivamente.

A partir das impedâncias das carga por fase, obtidas através das equações (247)-(249), é possível compor a matriz de impedâncias da carga para a h -ésima harmônica conforme descrito na seguinte equação:

$$\mathbf{Z}_{Lh} = \text{diag}([Z_{Lha} \quad Z_{Lhb} \quad Z_{Lhc}]) = \begin{bmatrix} Z_{Lha} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{Lhb} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{Lhc} \end{bmatrix}. \quad (253)$$

As equações (247)-(249) e (253) permitem a modelagem de cargas em SDEE com conexão em estrela incluindo aterramento de neutro e representadas por impedância constante considerando qualquer grau de desbalanceamento.

APÊNDICE C DESENVOLVIMENTOS MATEMÁTICOS PROPOSTOS PARA CORREÇÃO DE PARÂMETROS

Seja $\mathbf{H}_{p,q}$ uma amostra da matriz de variáveis explicativas do modelo de LFAI descrito na equação (191) representado simbolicamente por:

$$\mathbf{H}_{p,q} = \begin{bmatrix} H_{p1} & c_{Rp} h_{q2} & c_{Xp} h_{q3} \\ H_{q1} & c_{Rq} h_{q2} & c_{Xq} h_{q2} \end{bmatrix}, \quad (254)$$

em que p e q representam as linhas das matriz \mathbf{H} referentes às componentes de 3ª ordem do modelo, que são inicializadas em 3 e 4, respectivamente, e incrementadas conforme o passo a seguir: $p \leftarrow p + 4$ e $q \leftarrow q + 4$; e considere o vetor de incógnitas do problema representado simbolicamente por:

$$\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T, \quad (255)$$

deseja-se corrigir c_R e c_X através do procedimento descrito a seguir.

As funções $H(\mathbf{x}, \mathbf{c})$ são obtidas multiplicando (254) por (255), resultando em:

$$H_p(\mathbf{x}^v, \mathbf{c}^v) = H_{p1} x_1^v + c_{Rp} h_{p2} x_2^v + c_{Xp} h_{p3} x_3^v, \quad (256)$$

$$H_q(\mathbf{x}^v, \mathbf{c}^v) = H_{q1} x_1^v + c_{Rq} h_{q2} x_2^v + c_{Xq} h_{q3} x_3^v, \quad (257)$$

em que v representa um ponto da função $H(\mathbf{x}, \mathbf{c})$.

Nas equações (256) e (257), as incógnitas x_1 , x_2 e x_3 , bem como, os coeficientes c_R e c_X são variáveis desconhecidas do modelo de LFAI descrito na equação (191).

A expansão das equações (256) e (257) em séries de Taylor resulta nas seguintes expressões:

$$H_p(\mathbf{x}, \mathbf{c}) \cong H_p(\mathbf{x}^v, \mathbf{c}^v) + \frac{\partial H_p}{\partial x_1} \Big|_v \Delta x_1^v + \frac{\partial H_p}{\partial x_2} \Big|_v \Delta x_2^v + \frac{\partial H_p}{\partial x_3} \Big|_v \Delta x_3^v + \frac{\partial H_p}{\partial c_X} \Big|_v \Delta c_{Xp}^v, \quad (258)$$

$$H_q(\mathbf{x}, \mathbf{c}) \cong H_q(\mathbf{x}^v, \mathbf{c}^v) + \frac{\partial H_q}{\partial x_1} \Big|_v \Delta x_1^v + \frac{\partial H_q}{\partial x_2} \Big|_v \Delta x_2^v + \frac{\partial H_q}{\partial x_3} \Big|_v \Delta x_3^v + \frac{\partial H_q}{\partial c_X} \Big|_v \Delta c_{Xq}^v, \quad (259)$$

As seguintes considerações podem feitas a respeito das equações (258) e (259):

- a variação Δc_R é desprezada tendo em vista que seu valor é insignificante em relação as demais variáveis;
- a função no lado esquerdo das equações (258) e (259) corresponde ao valor da medida, ou seja, $H_{p,q}(\mathbf{x}, \mathbf{c}) = z_{p,q}$;
- a função no lado direito das equações (258) e (259) corresponde ao valor estimado da medida, ou seja, $H_{p,q}(\mathbf{x}^v, \mathbf{c}^v) = \hat{z}_{p,q}$.

Com base nas equações (258) e (259) e diante das suposições descritas anteriormente, as equações (258) e (259) podem ser descritas por:

$$\delta z_p = h_{p2}x_2^v \Delta c_R^v + h_{p3}x_3^v \Delta c_X^v, \quad (260)$$

$$\delta z_q = h_{q2}x_2^v \Delta c_R^v + h_{q3}x_3^v \Delta c_X^v, \quad (261)$$

em que:

$$\delta z_p = z_p - \left(\hat{z}_p + H_{p1} \Delta x_1^v + c_R h_{p2} \Delta x_2^v + c_X h_{p3} \Delta x_3^v \right), \quad (262)$$

$$\delta z_q = \hat{z}_q - \left(\hat{z}_q + H_{q1} \Delta x_1^v + c_R h_{q2} \Delta x_2^v + c_X h_{q3} \Delta x_3^v \right). \quad (263)$$

Fazendo $\Delta c_R = 0$ nas equações (260) e (261), obtém-se:

$$\Delta c_{Xp}^v = \frac{\delta z_p}{h_{p3}x_3^v}, \quad (264)$$

$$\Delta c_{Xq}^v = \frac{\delta z_q}{h_{q3}x_3^v}, \quad (265)$$

em que Δc_{Xp}^v e Δc_{Xq}^v correspondem aos passos de correção do coeficiente c_X na direção dos eixos real e imaginário, respectivamente, para a ν -ésima iteração.

O valor absoluto de Δc_X^v é obtido a partir de (264) e (265), resultando em:

$$\Delta c_X^v = \sqrt{(\Delta c_{Xp}^v)^2 + (\Delta c_{Xq}^v)^2}. \quad (266)$$

Finalmente, o coeficiente c_X^v pode ser atualizado através da seguinte equação:

$$c_X^{v+1} = c_X^v \pm \Delta c_X^v, \quad (267)$$

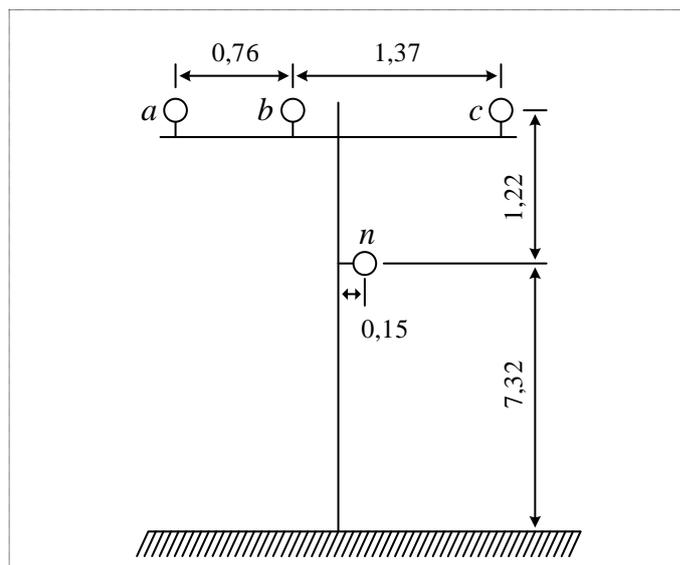
na qual a variação pode ocorrer no sentido positivo ou negativo.

O espaçamento ID-500, descrito na Tabela 9, usado para formação das configurações de alimentadores AL-C1, AL-C2 e AL-C3, apresenta o espaçamento entre condutores ilustrado na Figura 44.

Tabela 10 - Dados dos condutores usados nas configurações AL-C1, AL-C2 e AL-C3.

Bitola	Formação	Material	Diâmetros [cm]	GMR [cm]	Resistência [Ω /km]	Corrente [A]
1/0	6/1	ACSR	1,01092	0,135941	0,695936	230
4/0	6/1	ACSR	1,43002	0,248107	0,367852	340
556,500	26/7	ACSR	2,35458	0,954024	0,115513	730

Figura 44 - Espaçamento entre linhas aéreas ID-500.



Fonte: (KERSTING, 2001).

A partir das configurações de alimentadores descritas na Tabela 9, são calculadas as impedâncias série de linha através das equações descritas na Subseção A.1 do APÊNDICE A e as admitâncias *shunt* de linha através das equações apresentadas na Subseção A.2, do mesmo apêndice. Como resultado, os valores das impedâncias e admitâncias de linhas aéreas para configurações AL-C1, AL-C2, e AL-C3 são apresentadas na Tabela 11, na Tabela 12 e na Tabela 13 respectivamente. Os valores apresentados nessas tabelas são usados na representação das linhas do sistema teste apresentado na Figura 43 por modelos π de parâmetros concentrados, usando o modelo descrito na Subseção 5.1.5.

A Tabela 14 apresenta o comprimento e a configuração usada entre cada nó do sistema teste. Exceto na seção 5, entre os nós 633 e 634, onde há um transformador de distribuição representado por TR-D₁ e, na seção 10, entre os nós 671 e 692, onde há uma chave de manobra designada por CH₁.

Tabela 11 - Configuração AL-C1: Impedâncias de linha e admitâncias *shunt*.

Impedância	R + jX [Ω /km]	Admitância	jB [μ S/km]
Z_{aa}	0,21090 + j0,64703	Y_{aa}	j3,7145
Z_{bb}	0,21606 + j0,63012	Y_{bb}	j3,9218
Z_{cc}	0,21090 + j0,64703	Y_{cc}	j3,4865
Z_{ab}	0,09790 + j0,30846	Y_{ab}	- j1,2301
Z_{ac}	0,09539 + j0,23913	Y_{ac}	- j0,4611
Z_{bc}	0,09790 + j0,26415	Y_{bc}	- j0,7880

Tabela 12 - Configuração AL-C2: Impedâncias de linha e admitâncias *shunt*.

Impedância	R + jX [Ω /km]	Admitância	jB [μ S/km]
Z_{aa}	0,46324 + j0,74858	Y_{aa}	j3,3807
Z_{bb}	0,46840 + j0,73167	Y_{bb}	j3,5476
Z_{cc}	0,46324 + j0,74858	Y_{cc}	j3,2036
Z_{ab}	0,09790 + j0,30846	Y_{ab}	- j1,0417
Z_{ac}	0,09539 + j0,23913	Y_{ac}	- j0,4096
Z_{bc}	0,09790 + j0,26415	Y_{bc}	- j0,6768

Tabela 13 - Configuração AL-C3: Impedâncias de linha e admitâncias *shunt*.

Impedância	R + jX [Ω /km]	Admitância	jB [μ S/km]
Z_{aa}	0,82432 + j0,84006	Y_{aa}	j3,1795
Z_{bb}	0,83168 + j0,82725	Y_{bb}	j3,3226
Z_{cc}	0,82432 + j0,84006	Y_{cc}	j3,0279
Z_{ab}	0,13198 + j0,35659	Y_{ab}	- j0,9414
Z_{ac}	0,12838 + j0,28525	Y_{ac}	- j0,38332
Z_{bc}	0,13198 + j0,31228	Y_{bc}	- j0,61928

Tabela 14 - Segmentos de linha do sistema teste.

Seção	De	Para	Comprimento [m]	Configuração
1	650	632	609,6	AL-C1
2	632	645	152	AL-C3
3	645	646	91,44	AL-C3
4	632	633	152	AL-C2
5	633	634	—	TR-D1
6	632	671	609,6	AL-C1
7	671	684	91,44	AL-C3
8	684	611	300	AL-C3
9	684	652	243,84	AL-C3
10	671	692	—	CH1
11	692	675	152	AL-C2
12	671	680	304,8	AL-C1

Com base na Figura 43 e na Tabela 14 é possível verificar que o sistema teste possui 1524 metros de comprimento em seu ramal principal e, aproximadamente 2707 metros de comprimento total do sistema, incluindo ramificações laterais.

D.2 DADOS DAS CARGAS

Os dados das cargas para o circuito apresentado na Figura 43 são definidos a seguir:

- Carga leve: $S = (0,97+j0,26)$ MVA, potência aparente em torno de 20% da carga nominal do sistema;
- Carga média: $S = (2,91+j0,79)$ MVA, potência aparente em torno de 60% da carga nominal do sistema;
- Carga pesada: $S = (4,85+j1,31)$ MVA, potência aparente nominal de carga.

As potências e as tensões por fase das cargas conectadas em cada nó do sistema teste são apresentadas na Tabela 15, na Tabela 16 e na Tabela 17 para os níveis de carregamento leve, médio e pesado respectivamente.

Tabela 15 - Potências de carga do sistema teste sob carga leve.

Nó	S _a		S _b		S _c		Tensão [V]
	P _a [kW]	Q _a [kVAr]	P _b [kW]	Q _b [kVAr]	P _c [kW]	Q _c [kVAr]	
632	53,73	13,86	44,77	11,55	53,73	13,86	7967,43
645	63,58	16,33	46,24	11,87	40,02	8,22	7967,43
646	22,90	2,80	26,17	3,19	36,64	4,47	7967,43
634	49,19	31,69	46,72	28,92	54,81	38,80	277,13
671	80,76	16,66	52,08	13,03	59,85	16,24	7967,43
611	11,92	0,89	14,89	1,12	16,25	1,22	7967,43
652	12,76	1,14	11,78	1,05	9,01	0,81	7967,43
692	40,38	8,33	26,04	6,52	29,93	8,12	7967,43
675	24,10	0,77	20,08	0,64	21,91	0,70	7967,43

Nota:
— Todas as cargas possuem conexão trifásica em estrela com aterramento de neutro.

Tabela 16 - Potências de carga do sistema teste sob carga média.

Nó	S _a		S _b		S _c		Tensão [V]
	P _a [kW]	Q _a [kVAr]	P _b [kW]	Q _b [kVAr]	P _c [kW]	Q _c [kVAr]	
632	161,18	41,58	134,32	34,65	161,18	41,58	7967,43
645	190,75	48,98	138,73	35,62	120,06	24,66	7967,43
646	68,70	8,39	78,52	9,58	109,93	13,42	7967,43
634	147,57	95,06	140,15	86,77	164,43	116,40	277,13
671	242,29	49,97	156,25	39,09	179,56	48,72	7967,43
611	35,75	2,68	44,68	3,35	48,75	3,65	7967,43
652	38,28	3,42	35,33	3,16	27,02	2,42	7967,43
692	121,15	24,98	78,13	19,55	89,78	24,36	7967,43
675	72,29	2,32	60,24	1,93	65,72	2,11	7967,43

Nota:
— Todas as cargas possuem conexão trifásica em estrela com aterramento de neutro.

Tabela 17 - Potências de carga do sistema teste sob carga pesada.

Nó	S _a		S _b		S _c		Tensão [V]
	P _a [kW]	Q _a [kVAr]	P _b [kW]	Q _b [kVAr]	P _c [kW]	Q _c [kVAr]	
632	268,64	69,29	223,87	57,75	268,64	69,29	7967,43
645	317,92	81,64	231,22	59,36	200,10	41,10	7967,43
646	114,51	13,98	130,86	15,97	183,21	22,36	7967,43
634	245,95	158,43	233,58	144,61	274,04	194,00	277,13
671	403,80	83,27	260,43	65,15	299,27	81,18	7967,43
611	59,58	4,46	74,47	5,58	81,24	6,08	7967,43
652	63,80	5,70	58,89	5,26	45,03	4,03	7967,43
692	201,90	41,63	130,21	32,58	149,63	40,59	7967,43
675	120,49	3,86	100,41	3,22	109,54	3,51	7967,43

Nota:
 — Todas as cargas possuem conexão trifásica em estrela com aterramento de neutro.

Todas as cargas do sistema teste foram representadas por modelos de impedância constante (APÊNDICE B), a partir das informações das potências e tensões apresentadas na Tabela 15, na Tabela 16 e na Tabela 17. Ainda, as cargas trifásicas são representadas por conexões em estrela com neutro aterrado, conforme especificado nessas tabelas.

D.3 DADOS DOS TRANSFORMADORES

O regulador de tensão no terminal da subestação do sistema original proposto por (KERSTING, 2001) foi substituído por um transformador de potência, que recebe a tensão a partir de uma barra infinita de 69 kV de tensão de linha e supre o sistema com uma tensão nominal de 13,8 kV. Em razão dessa modificação, a classe de tensão do sistema original também foi alterada para 13,8 kV de linha no seu lado de média tensão.

A barra de conexão, a potência nominal (S), a tensão no lado de alta (V_{AT}) a tensão no lado de baixa (V_{BT}), a resistência (R) e a reatância (X) para o transformador da subestação (TR-SE) e para o transformador de distribuição (TR-D₁) são apresentadas na Tabela 18.

Tabela 18 - Transformadores do sistema teste.

Barra	Transformador	S [kVA]	V _{AT} [kV]	V _{BT} [kV]	R [%]	X [%]
650	TR-SE	5000	69 D	13,8 YN	1	8
633	TR-D ₁	5	13,8 YN	0,48 YN	1,1	2

Notas:
 — A conexão em delta é designada por "D".
 — A conexão em estrela com aterramento de neutro é designada por "YN".

Os parâmetros para a modelagem dos transformadores no ATP, utilizando o modelo geral de transformadores saturável, são apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 - Parâmetros usados na modelagem numérica dos transformadores no ATP.

Transformador	V_{prim} [V]	V_{sec} [V]	R_{prim} [Ω]	X_{prim} [Ω]	R_{sec} [Ω]	X_{sec} [Ω]
TR-SE	69.000	7967,43	4,7610	38,0880	0,06348	0,50784
TR-D ₁	7967,43	277,13	20,9484	38,0880	0,025344	0,04608

APÊNDICE E RESULTADOS ESTATÍSTICOS DOS ESTUDOS DE CASO

Este apêndice apresenta dados estatísticos das simulações executadas a partir dos estudos de caso definidos no Capítulo 6. Para análise global dos resultados foram adotadas as quantidades matemáticas a seguir:

- o valor médio dos erros absolutos de distância de falta estimada, $\mu\{|e_d|\}$;
- o valor médio dos erros absolutos de corrente de falta estimada, $\mu\{|e_{IF}|\}$;
- o desvio-padrão dos erros absolutos de distância de falta estimada, $\sigma\{|e_d|\}$.

Essas quantidades são calculadas com base nos erros percentuais de distância da falta e de corrente de falta, calculados respectivamente pelas equações (223) e (224). Os indicadores de erro para cada condição de simulação são apresentados a partir da Tabela 20 até a Tabela 26, levando em consideração cada estudo de caso previamente definido.

Tabela 20 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso I.

R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{IF} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
100	60,10	0,57	0,00	3,27	1,98
150	40,09	0,47	0,02	1,31	1,18
200	30,08	0,40	0,02	1,82	2,64
250	24,07	0,34	0,03	0,40	0,23
300	20,06	0,30	0,04	1,23	0,43
350	17,20	0,27	0,04	2,06	1,14
400	15,05	0,27	0,05	2,75	1,80
450	13,38	0,22	0,06	3,34	2,41
500	12,04	0,21	0,06	3,37	2,47
550	10,95	0,19	0,11	8,41	4,35
600	10,03	0,18	0,09	6,99	7,24

Tabela 21 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso II.

R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{IF} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
100	59,85	0,30	0,02	0,78	0,73
150	39,93	0,22	0,03	0,37	0,34
200	29,96	0,18	0,10	1,84	2,79
250	23,97	0,15	0,11	1,37	2,41
300	19,98	0,13	0,12	1,56	2,51
350	17,13	0,11	0,13	2,14	3,18
400	14,99	0,10	0,14	3,38	4,00
450	13,32	0,09	0,24	4,93	5,55
500	11,99	0,08	0,25	7,14	7,48
550	10,90	0,07	0,26	13,84	12,02
600	9,99	0,07	0,27	14,88	10,24

Tabela 22 - Resultados obtidos para análises de sensibilidade I e II, caso III.

R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{I_F} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
100	59,61	0,21	0,00	0,30	0,20
150	39,77	0,15	0,10	2,66	3,58
200	29,84	0,11	0,10	2,53	3,10
250	23,88	0,09	0,21	7,37	8,42
300	19,90	0,08	0,26	8,01	7,58
350	17,06	0,07	0,26	7,38	5,52
400	14,93	0,06	0,26	6,31	4,37
450	13,27	0,05	0,26	6,09	6,29
500	11,94	0,05	0,27	8,21	8,52
550	10,86	0,04	0,27	12,55	9,55
600	9,95	0,04	0,27	17,01	10,90

Tabela 23 - Resultados obtidos para análise de sensibilidade I, caso IV.

R_F [Ω]	V_P [V]	V_N [V]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{I_F} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
100	1040	1300	68,64	0,33	0,01	0,69	0,73
	1440	1800	64,63	0,32	0,02	0,31	0,27
	1920	2400	59,85	0,30	0,02	0,78	0,73
	2240	2800	59,69	0,29	0,02	0,17	0,15
	2640	3300	52,76	0,28	0,03	0,68	0,70
300	1040	1300	22,92	0,14	0,11	3,18	3,38
	1440	1800	21,57	0,13	0,12	2,84	2,27
	1920	2400	19,98	0,13	0,12	1,56	2,51
	2240	2800	18,93	0,12	0,12	3,47	2,93
	2640	3300	17,62	0,11	0,13	2,93	2,73
500	1040	1300	13,75	0,09	0,23	5,94	5,22
	1440	1800	12,95	0,09	0,24	7,83	6,20
	1920	2400	11,99	0,08	0,25	7,14	7,48
	2240	2800	11,36	0,08	0,25	11,10	8,05
	2640	3300	10,57	0,07	0,26	12,65	8,70

Tabela 24 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso I.

Método	R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{I_F} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
MDE	100	68,64	0,33	0,01	0,69	0,73
	200	34,36	0,20	0,04	0,78	0,73
	300	22,92	0,14	0,11	3,18	3,38
MDF	100	68,64	0,33	0,04	4,27	3,20
	200	34,36	0,20	0,08	7,19	6,22
	300	22,92	0,14	0,09	6,58	6,87

Tabela 25 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso II.

Método	R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{I_F} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
MDE	100	59,85	0,30	0,02	0,78	0,73
	200	29,96	0,18	0,10	1,84	2,79
	300	19,98	0,13	0,12	1,56	2,51
MDF	100	59,85	0,30	0,04	4,91	4,04
	200	29,96	0,18	0,09	7,04	6,51
	300	19,98	0,13	0,09	9,61	8,62

Tabela 26 - Resultados obtidos para análise comparativa, caso III.

Método	R_F [Ω]	$ I_F $ [A]	$ I_F/I_S $ [p.u.]	$\mu\{ e_{I_F} \}$ [%]	$\mu\{ e_d \}$ [%]	$\sigma\{ e_d \}$ [%]
MDE	100	52,76	0,28	0,03	4,46	5,11
	200	26,42	0,16	0,10	2,98	2,28
	300	17,62	0,11	0,13	2,93	2,73
MDF	100	52,76	0,28	0,05	5,64	4,39
	200	26,42	0,16	0,09	7,28	6,51
	300	17,62	0,11	0,10	14,82	16,36