



Universidade Federal de Campina Grande
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Influência do Sistema de Aquisição de Dados sobre
Algoritmos de Proteção de Distância e Localização de
Faltas Baseados em Componentes Fundamentais**

Paulo Vinicius Bezerra de Oliveira

Campina Grande, Brasil
março de 2019

Paulo Vinicius Bezerra de Oliveira

**Influência do Sistema de Aquisição de Dados sobre
Algoritmos de Proteção de Distância e Localização de
Faltas Baseados em Componentes Fundamentais**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento da Energia

Orientadores:

Professor Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.

Professor Damásio Fernandes Júnior, D.Sc.

Campina Grande, Brasil

março de 2019

O48i

Oliveira, Paulo Vinicius Bezerra de.

Influência do sistema de aquisição de dados sobre algoritmos de proteção de distância e localização de faltas baseados em componentes fundamentais / Paulo Vinicius Bezerra de Oliveira. – Campina Grande, 2019.

83 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

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

Referências.

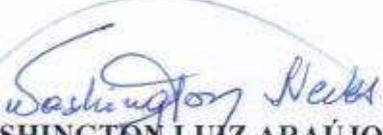
1. Faltas em linhas de transmissão. 2. Componentes fundamentais. 3. Proteção de distância. 4. Sistema de aquisição de dados. 5. Transitórios eletromagnéticos. I. Neves, Washington Luiz Araújo. II. Fernandes Júnior, Damásio. III. Título.

CDU 621.3.05(043)

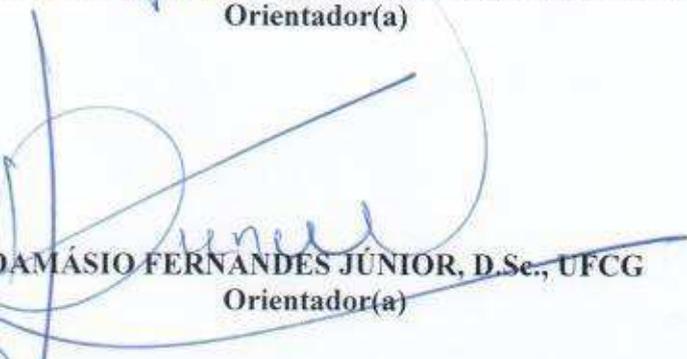
"INFLUÊNCIA DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS SOBRE ALGORITMOS DE PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA E LOCALIZAÇÃO DE FALTAS BASEADOS EM COMPONENTES FUNDAMENTAIS"

PAULO VINÍCIUS BEZERRA DE OLIVEIRA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 08/03/2019



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



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



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



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

CAMPINA GRANDE - PB

Este trabalho é dedicado a Deus e à minha família.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por todas as coisas boas que Ele tem me proporcionado, pela minha saúde e pelas oportunidades que Ele me deu.

Aos meus pais José e Josilene, por serem os melhores pais que um filho pode ter. Por sempre terem se esforçado para me proporcionar tudo do melhor, educação, saúde, amor, estiveram juntos comigo em minha trajetória de estudos, em cada batalha que enfrentei e em todas as minhas conquistas, a todo momento, com muita fé, torcida e carinho. Hoje devo tudo que sou e que conquistei a eles.

Aos meus irmãos Pedro e Victor, pela amizade, companherismo e pela força que sempre me deram para continuar caminhando.

A minha melhor amiga e namorada, Flávia, pelo amor, paciência, incentivos, companheirismo e por sempre estar presente, mesmo nos momentos difíceis.

Aos professores Washington Luiz Araújo Neves e Damásio Fernandes Júnior e ao doutorando Raphael Leite, pela orientação, paciência, amizade e dedicação ao desenvolvimento deste trabalho. Obrigado pela contribuição em minha formação acadêmica e profissional.

Aos amigos Geraldo, Luiz, Harrison e Nayara pelas contribuições e auxílios durante o desenvolvimento desta pesquisa.

A todos os meus amigos pelos momentos de descontração, especialmente nos momentos mais difíceis.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo o apoio financeiro.

*"Dar menos
do que o
seu melhor é
sacrificar o dom."
(Steve Prefontaine)*

Resumo

A influência do sistema de aquisição de dados sobre dois métodos de localização de faltas (de um e dois terminais), baseados em componentes fundamentais e sobre a proteção de distância é avaliada. Para tanto, um Transformador de Potencial Capacitivo (TPC), três filtros *anti-aliasing* e três conversores analógico/digital (A/D) com 8, 16 e 32 bits foram utilizados. Vários cenários de falta são simulados em um sistema elétrico de 230 kV modelado no *Alternative Transients Program* (ATP). Após cada simulação, os dados gerados foram gravados e posteriormente utilizados em rotinas computacionais desenvolvidas no MATLAB[®]. Nas análises de localização de faltas, o local do curto-circuito é estimado utilizando como dados de entrada dos algoritmos localizadores os sinais de tensão e corrente do primário, secundário, secundário filtrado e os sinais digitalizados pelo conversor A/D, e os erros são calculados. Com relação à proteção de distância, a trajetória da impedância aparente, considerando os diferentes sinais oriundos do sistema de aquisição de dados, ao longo da característica mho do relé é traçada. Dos resultados obtidos, constata-se que as estimativas dos locais de falta e as trajetórias da impedância são diretamente afetadas pelas respostas em frequência do TPC e dos filtros anti-aliasing, e também pelo erro introduzido durante a conversão A/D. Além disso, observa-se que conversores com 16 bits ou mais obtiveram desempenhos idênticos para as funções de proteção avaliadas.

Palavras-chave: Faltas em linhas de transmissão, componentes fundamentais, localização de faltas, proteção de distância, sistema de aquisição de dados, transitórios eletromagnéticos.

Abstract

The influence of the data acquisition system on the performance of one- and two-ended fault location techniques and on distance protection is evaluated. Basically, one Coupling Capacitor Voltage Transformers (CCVT), three anti-aliasing filters, and three analog-to-digital converters (ADC) with 8, 16, and 32 bits were taken into account. Several fault scenarios are performed in a 230 kV power system modelled in the Alternative Transients Program (ATP). After each simulation, the data generated were recorded and subsequently evaluated in MATLAB[®] routines. In the fault location analyses, the fault point was estimated using as input data to the locator algorithms the voltage and current signals from the primary, secondary, filtered secondary, and the signals sampled by the ADC, and the relative errors are computed. Regarding the distance protection, the apparent impedance trajectory was plotted, considering the different signals from the data acquisition system, over the mho relay characteristics. From the obtained results, it was verified that the estimated fault locations and the impedance trajectory are directly affected by the CCVT and anti-aliasing filters transient responses, and the error introduced by the ADC. Furthermore, it is possible to conclude that ADC with 16 bits or more achieved identical performances for the evaluated protection functions.

Key-words: Faults on transmission lines, impedance-based, fault location, distance protection, data acquisition system, electromagnetic transients.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquema de janelamento aplicado a um sinal de corrente.	20
Figura 2 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial FCDFT. . .	24
Figura 3 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial FCDFT associado com filtro MIMICO.	25
Figura 4 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial COSMOD. . .	26
Figura 5 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial GUO. . . .	27
Figura 6 – Zonas de proteção de um SEP.	28
Figura 7 – Tipos de características de operação do relé de distância: (a) Impedância; (b) Mho; (c) Lenticular; (d) Retângulo; (e) Blinder; (f) Reatância; (g) Resistência.	29
Figura 8 – SEP utilizado para o desenvolvimento matemático dos métodos.	33
Figura 9 – Circuito de sequência negativa do sistema durante uma falta.	36
Figura 10 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição de dados. . .	44
Figura 11 – Arquitetura básica de um relé numérico.	45
Figura 12 – Metodologia proposta.	49
Figura 13 – SEP de 230 kV modelado no ATP.	50
Figura 14 – Resposta em frequência do TPC: (a) Módulo; (b) Fase.	51
Figura 15 – Sinais de tensão no primário e secundário do TPC durante uma falta monofásica: (a) Período avaliado; (b) Momento da falta.	52
Figura 16 – Resposta em frequência dos filtros Butterworth e Chebyshev.	53
Figura 17 – Processo de amostragem de um sinal de tensão.	54
Figura 18 – Quantização das amostras retidas pelo circuito <i>sample and hold</i> : (a) Sinais avaliados; (b) Enquadramento dos sinais avaliados no intervalo de 0,030 a 0,037s.	54
Figura 19 – Fasores estimados utilizando os sinais do caso 1: (a) FCDFT; (b) FCDFT +MIMICO; (c) COSMOD; (d) GUO.	56
Figura 20 – Fasores estimados utilizando os sinais do caso 2: (a) Sinais avaliados; (b) Enquadramento dos sinais.	58
Figura 21 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 1: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	67
Figura 22 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 2: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	68

Figura 23 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 3: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	68
Figura 24 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 4: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	70
Figura 25 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 5: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	70
Figura 26 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 6: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	71
Figura 27 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 7: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	72
Figura 28 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 8: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	73
Figura 29 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 9: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.	73
Figura 30 – Topologia do TPC proposto em IEEE Power System Relaying Committee (2004).	83

Lista de tabelas

Tabela 1 – Sinais de entrada para as unidades de impedância do relé.	30
Tabela 2 – Unidades do relé que devem operar para cada tipo de falta.	30
Tabela 3 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho autopolarizada.	31
Tabela 4 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho com polarização em quadratura completa.	32
Tabela 5 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho com polarização por memória de tensão.	33
Tabela 6 – Sinais de entrada \hat{V}_R e \hat{I}_R para os métodos de um terminal.	34
Tabela 7 – Resumo da revisão bibliográfica referente à influência do sistema de aquisição de dados sobre funções de proteção.	42
Tabela 8 – Parâmetros da linha de transmissão.	50
Tabela 9 – Parâmetros da linha de transmissão.	50
Tabela 10 – Parâmetros das simulações de falta no ATP.	59
Tabela 11 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial FCDFT.	59
Tabela 12 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial FCDFT +MIMICO.	60
Tabela 13 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial COSMOD.	60
Tabela 14 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial GUO.	61
Tabela 15 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método FCDFT.	63
Tabela 16 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método FCDFT+MIMICO.	64
Tabela 17 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método COSMOD.	64
Tabela 18 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método GUO.	65
Tabela 19 – Casos de falta simulados.	66
Tabela 20 – Valores de impedância (Ω) aparente final considerando todos os sinais de entrada e utilizando o método de estimação fasorial FCDFT +MIMICO.	74

Tabela 21 – Valores de impedância (Ω) aparente final considerando todos os sinais de entrada e utilizando o método de estimação fasorial COSMOD. . . .	74
Tabela 22 – Parâmetros do TPC de 230 kV proposto em IEEE Power System Relaying Committee (2004).	83

Lista de abreviaturas e siglas

AB	Falta fase(A)-fase(B)
ABC	Falta fase(A)-fase(B)-fase(C)
ABT	Falta fase(A)-fase(B)-terra
A/D	Analógico/Digital
AT	Falta fase(A)-terra
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
BC	Falta fase(B)-fase(C)-terra
BCT	Falta fase(B)-fase(C)-terra
BT	Falta fase(B)-terra
CA	Falta fase(C)-fase(A)
CAD	Conversor A/D
CAT	Falta fase(C)-fase(A)-terra
COSMOD	Cosseno Modificado
CT	Falta fase(C)-terra
DC	<i>Direct Current</i>
DSP	Processador de Sinal Digital
EF	Estimação Fasorial
FAT	Filtro <i>anti-aliasing</i>
FCDFDFT	<i>Full Cycle Discrete Fourier Transform</i>
FCDFDFT	<i>Half Cycle Discrete Fourier Transform</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GUO	Algoritmo de Guo
LF	Localização de Faltas

LT	Linha de Transmissão
MIMICO	Filtro Mímico
PD	Proteção de Distância
RTDS TM	<i>Real Time Digital Simulator</i>
SAD	Sistema de Aquisição de Dados
SEP	Sistema Elétrico de Potência
TC	Transformador de Corrente
TI	Transformadores para Instrumento
TPC	Transformador de Potencial Capacitivo

Sumário

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Motivação	15
1.2	Objetivos	16
1.2.1	Objetivo Geral	16
1.2.2	Objetivos Específicos	16
1.3	Contribuições	16
1.4	Publicações	17
1.5	Organização da Dissertação	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	Um Breve Histórico dos Relés	18
2.2	Estimação Fasorial	20
2.2.1	Série de Fourier	21
2.2.2	Método de Fourier de Ciclo Completo	23
2.2.3	FCDFD + Filtro Mímico	24
2.2.4	Cosseno Modificado	25
2.2.5	Algoritmo de GUO	26
2.3	Fundamentos da Proteção de Distância	27
2.3.1	Zonas de Proteção	27
2.3.2	Característica Mho	29
2.4	Localização de Faltas Baseada em Componentes Fundamentais	32
2.4.1	Método de Um Terminal	33
2.4.2	Método de Dois Terminais	35
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	37
3.1	Pascual e Rapallini (2001)	37
3.2	Pajuelo, Ramakrishna e Sachdev (2008)	37
3.3	Bainy <i>et al.</i> (2012)	38
3.4	Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2012)	38
3.5	Silva <i>et al.</i> (2012)	39
3.6	Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2013)	39
3.7	Reis (2015)	40
3.8	Reis, Neves e Fernandes Jr. (2017)	41
3.9	Trabalho Proposto	41
3.10	Síntese Bibliográfica	42

4	SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	44
4.1	Transformadores para Instrumentos	44
4.1.1	Transformadores de Potencial Capacitivos	45
4.2	Modelagem de um Relé de Distância	45
4.2.1	Transformadores Auxiliares	45
4.2.2	Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	46
4.2.3	Circuito <i>Sample and Hold</i>	46
4.2.4	Circuito Multiplexador	46
4.2.5	Conversor A/D	47
4.2.6	Unidade de Processamento de Dados	48
5	METODOLOGIA	49
5.1	Modelo de TPC avaliado	50
5.2	Filtros <i>Anti-aliasing</i> Avaliados	52
5.3	Conversores A/D	53
6	ANÁLISE E RESULTADOS	56
6.1	Resultados Obtidos para a Localização de Faltas	58
6.2	Resultados Obtidos para a Proteção de Distância	66
7	CONCLUSÕES	75
	REFERÊNCIAS	78
	APÊNDICE	82
	TOPOLOGIA E PARÂMETROS DO TPC AVALIADO	83

1 INTRODUÇÃO

O consumo de energia elétrica vem apresentando um ritmo de crescimento elevado em todo o mundo. No Brasil, por exemplo, no período entre 1995 e 2011, o consumo anual de energia elétrica aumentou de 243 mil Gwh para 433 mil Gwh, um crescimento de 78%. Esse aumento é inerente ao desenvolvimento da sociedade e como consequência, observa-se que os Sistemas Elétricos de Potência (SEP) estão se tornando cada vez mais complexos, fazendo assim com que o mesmo esteja mais susceptível à ocorrência de defeitos.

Um SEP é basicamente um conjunto de equipamentos que opera de modo sincronizado e controlado a fim de gerar, transmitir e distribuir energia elétrica ao cliente com eficiência e qualidade. A maioria dos equipamentos constituintes dos SEP, como transformadores, geradores dentre outros, possuem custo elevado e manutenção dispendiosa e longa. Associado a isso, há o fato de que se faz necessária a continuidade do serviço de fornecimento de energia elétrica por parte das concessionárias aos consumidores. Assim, eventuais defeitos que possam danificar os aparelhos ou comprometer o fornecimento de energia elétrica devem ser resolvidos rapidamente. Nesse contexto, o sistema de proteção do SEP possui grande importância devido às suas funções inerentes de resguardar o sistema e garantir a continuidade do serviço prestada pelas empresas do setor elétrico. Um sistema de proteção pode ser definido como um conjunto de equipamentos que tem como objetivo proteger o SEP contra faltas e quaisquer outras condições anormais de operação de seus componentes. Portanto, é necessário que seja realizado um monitoramento rigoroso das grandezas elétricas, de modo a garantir medições confiáveis e conseqüentemente, uma atuação precisa dos sistemas de proteção.

1.1 Motivação

O dispositivo mais importante em um sistema de proteção é o relé, visto que é o elemento responsável por identificar anormalidades no sistema elétrico e enviar o sinal de *trip* para os disjuntores, a fim de isolar a parte defeituosa. Desse modo, é feito o desligamento da menor parte possível do sistema, evitando ou minimizando os danos aos equipamentos e mantendo o fornecimento de energia. Os relés têm apresentado uma grande evolução devido ao avanço das tecnologias digitais.

Antes dos sinais de tensão e corrente oriundos do secundário dos transformadores para instrumentos (TI) serem processados pelo relé de proteção, eles precisam ser filtrados, o que é feito por um filtro analógico passa-baixas, denominado *anti-aliasing*, sendo sua função, impedir a sobreposição de espectros durante o processamento dos sinais. No

entanto, é possível que o filtro utilizado amplifique a distorção observada no secundário dos TI, dificultando assim os cálculos dos algoritmos de proteção (LOPES; FERNANDES JR.; NEVES, 2013).

Várias pesquisas sobre o impacto da resposta transitória dos TI no desempenho dos sistemas de proteção, localização de faltas e estimação fasorial têm sido realizadas (REIS, 2015; REIS *et al.*, 2015; BAINY *et al.*, 2012). No entanto, há uma lacuna na literatura a respeito da influência do processo de conversão analógico/digital (A/D) utilizado no relé sobre os métodos de estimação fasorial e localização de faltas.

Reis, Neves e Fernandes Jr. (2017) realizaram um estudo sobre o impacto do conjunto TI+filtro *anti-aliasing* na localização de faltas baseado em componentes fundamentais, porém, sem contemplar a influência do conversor A/D. Visando preencher esta lacuna, apresenta-se neste trabalho uma avaliação do impacto do sistema de aquisição de dados (TI+filtro *anti-aliasing*+conversor A/D) sobre algoritmos de localização de faltas baseados em componentes fundamentais.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

O principal objetivo deste trabalho é analisar a influência do sistema de aquisição de dados sobre algoritmos de localização de faltas e proteção de distância.

1.2.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Programar filtros digitais *anti-aliasing* típicos de diferentes ordens;
- Programar o circuito *sample and hold* e um conversor A/D com resolução variável;
- Programar algoritmos de localização de falta e proteção de distância baseados em componentes fundamentais;
- Avaliar o desempenho de métodos de localização de falta de um e dois terminais.

1.3 Contribuições

A principal contribuição do trabalho proposto foi a análise da influência do sistema de aquisição de dados completo sobre algoritmos de localização de faltas baseados em impedância e sobre a proteção de distância, mediante a simulação de vários cenários de

falta, uma vez que pesquisas envolvendo o conjunto TPC+filtro *anti-aliasing* em cascata com conversores A/D são pouco retratadas na literatura.

1.4 Publicações

As pesquisas realizadas resultaram nas seguintes publicações:

Oliveira, P. V. B., Reis, R. L. A., Fernandes Jr., D., Neves, W. L. A. “Estimação de Fasores de Tensão em Sistemas de Transmissão: Uma Abordagem sobre a Influência do Sistema de Aquisição de Dados” XXII Congresso Brasileiro de Automática, João Pessoa-PB, Brasil, 2018.

Oliveira, P. V. B., Neves, W. L. A., Reis, R. L. A., Fernandes Jr., D. “Impact of Data Acquisition System on Impedance-based Fault Locators,” Aceito para publicação no International Conference on Power Systems Transients, Perpignan, França, 2019.

Oliveira, P. V. B., Neves, W. L. A., Reis, R. L. A., Fernandes Jr., D. “Influência do Sistema de Aquisição de Dados Sobre Algoritmos de Localização de Faltas Baseados em Componentes Fundamentais,” Aceito para publicação no XVIII Encontro Regional Ibero-americano do Cigré, Foz do Iguaçu, Brasil, 2019.

1.5 Organização da Dissertação

Além do presente capítulo introdutório, esta proposta de Dissertação está organizada do seguinte modo:

- No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica do tema a ser desenvolvido, quando são abordados conceitos sobre os algoritmos avaliados, fundamentos da proteção de distância e localização de faltas, utilizando componentes fundamentais;
- No Capítulo 3 faz-se uma revisão bibliográfica de estudos realizados a respeito da influência do sistema de aquisição de dados na localização de faltas;
- No Capítulo 4 é descrito todo o sistema de aquisição de dados que é avaliado frente aos algoritmos de localização de faltas e proteção de distância;
- No Capítulo 5 é apresentada a metodologia empregada para o desenvolvimento da pesquisa;
- No Capítulo 6 são apresentadas as análises e os resultados do trabalho;
- No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Um Breve Histórico dos Relés

Os relés eletromecânicos foram os primeiros instrumentos utilizados na proteção dos sistemas de potência. O princípio dos relés eletromecânicos baseia-se no uso de uma força mecânica que causa uma operação em um contato em resposta a um estímulo. A força mecânica é gerada pelo fluxo de corrente em um ou mais núcleos magnéticos. A vantagem desses relés é que eles são providos de um isolamento galvânico entre as entradas e saídas de uma forma simples, barata e segura, por isso quando necessita-se de uma simples função liga/desliga, onde os contatos de saída têm de conduzir correntes substanciais, eles ainda são utilizados (RUSH, 2011). A principal desvantagem desses relés é a inércia de seus elementos móveis, tornando-os relativamente lentos, quando comparados com relés de tecnologias mais recentes. Apesar dos relés eletromecânicos continuarem em operação, sobretudo na proteção de sistemas elétricos de distribuição, os mesmos estão sendo substituídos quando ocorre o *retrofit* da proteção ou a automatização de subestação (MACHADO, 2013).

A introdução dos relés estáticos iniciou-se na década de 1960. Seu projeto era baseado no uso de dispositivos eletrônicos com componentes analógicos, em vez de bobinas e ímãs para gerar as características de um relé. As versões iniciais usavam dispositivos discretos como transistores e diodos junto com resistores, capacitores, indutores etc. Avanços na eletrônica possibilitaram nas versões posteriores, o uso de circuitos integrados lineares e digitais para o processamento de sinais e implementação de funções de lógica (GRID, 2011). Os mesmos circuitos básicos podiam ser comuns a vários relés, porém o empacotamento ainda era restrito a uma única função de proteção por invólucro e, portanto, funções complexas exigiam vários conjuntos de equipamentos apropriadamente interconectados. A programação pelo usuário estava restrita às funções básicas de ajuste das curvas características do relé. Os relés estáticos podem ser vistos, em termos simples, como uma substituição eletrônica aos relés eletromecânicos, com alguma flexibilidade adicional na instalação e alguma economia de espaço (RUSH, 2011). Assim como os relés eletromecânicos, os relés estáticos vêm sendo substituídos durante o *retrofit*.

Com o desenvolvimento dos computadores, surgiram os relés digitais que possibilitaram grandes avanços na área da proteção. Os antigos circuitos analógicos foram substituídos por microprocessadores e microcontroladores para desempenharem as funções de proteção. Os primeiros exemplos foram colocados em serviço por volta de 1980. Com o aumento da capacidade de processamento, podem ser considerados como a tecno-

logia corrente para muitas aplicações, entretanto, essa tecnologia está sendo substituída pelos relés numéricos. Os relés digitais introduziram a conversão analógica digital de todas as variáveis analógicas medidas e o uso de microprocessadores para programação dos algoritmos de proteção (GRID, 2011). O microprocessador usa algumas técnicas de cálculo ou utiliza a transformada discreta de Fourier para programação do algoritmo. Sua funcionalidade tende a ser limitada, ficando restrita basicamente à função de proteção. Funcionalidades adicionais, quando comparadas com os relés eletromecânicos ou estáticos, estão disponíveis normalmente na forma de uma variedade de ajustes e maior precisão. Um canal de comunicação com um computador remoto pode ser disponibilizado (RUSH, 2011).

A capacidade limitada dos microprocessadores utilizados nos relés digitais restringe o número de amostras da forma de onda por ciclo que eles podem medir. Isso limita a velocidade de operação do relé para certas aplicações. Um relé digital para uma função particular de proteção poderia ser mais lento que um relé estático equivalente. Entretanto, o tempo extra não é significativo em termos de tempo total de atuação e seus possíveis efeitos na estabilidade do sistema de potência (RUSH, 2011).

Relés numéricos são capazes de melhorar a performance da proteção consideravelmente. Eles possuem um processador de sinal digital (DSP) especializado como o *hardware* computacional. Usando o DSP como o processador, o relé numérico é capaz de atender aos requisitos de proteção como confiabilidade, sensibilidade, seletividade e rapidez (PRICE, 2010), (KHEDERZADEH, 2006). Portanto, o uso dos relés numéricos em breve substituirá as tecnologias dos relés anteriores - digitais, estáticos e eletromecânicos - (GOH *et al.*, 2011).

O processamento dos relés numéricos com DSP é também otimizado para aplicações de processamento de sinais em tempo real. Com isso, o relé é capaz de realizar processamentos mais complexos de sinais digitais, sendo possível detectar faltas de modo mais rápido e com maior exatidão quando comparado com tecnologias anteriores, tornando-os mais confiáveis. Os relés numéricos ainda possuem a vantagem de poder desempenhar outras atividades além da proteção. Esses relés são habilitados também com comunicação avançada, auto supervisão, capacidade de controle, medição e também gravação de eventos (GOH *et al.*, 2011).

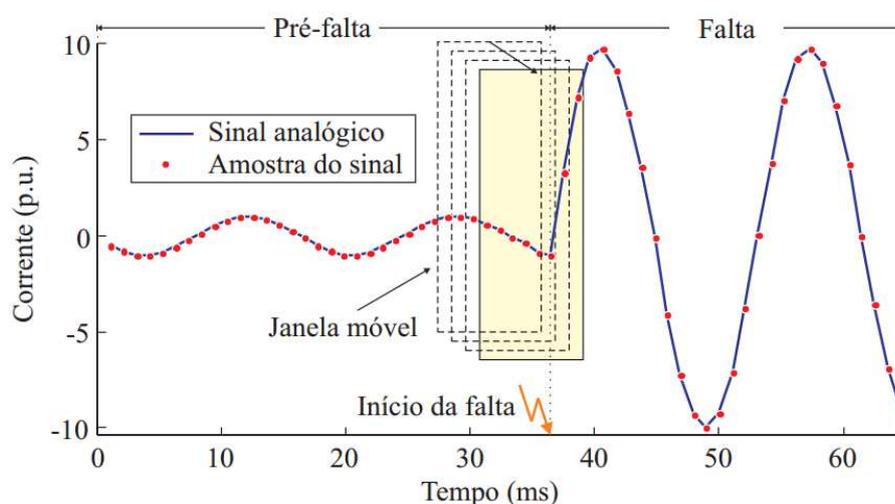
Os relés numéricos fornecem uma vasta gama de funções de proteção como sobrecorrente, sobrecorrente direcional, subtensão, sobretensão e outros tipos de proteção (ELMORE, 2003). A proteção de sobrecorrente é de grande importância nos sistemas de distribuição, uma vez que tais sistemas constituem a maior parte do sistema elétrico e, portanto, o diagnóstico de faltas nessa porção do sistema se torna mais complexo. As faltas que ocorrem no sistema de distribuição afetam a confiabilidade, a segurança e a qualidade do SEP (GOH *et al.*, 2011).

Até mesmo em casos em que a duração do transitório da tensão e da corrente é curta, a operação dos relés de proteção pode ser afetada. Como resultado, o relé pode falhar na abertura do disjuntor em caso de anormalidade no SEP ou pode acionar a abertura do disjuntor quando não se faz necessário (PHADKE; THORP, 2009).

2.2 Estimação Fasorial

Os algoritmos de estimação fasorial são rotinas programadas em relés numéricos, que se baseiam na análise das grandezas elétricas fundamentais (tensão e corrente) dos sistemas elétricos de potência (BAINY *et al.*, 2012). O processo de estimação fasorial resulta na obtenção de um fasor composto por módulo e ângulo, cujo cálculo baseia-se em uma quantidade definida de amostras dentro de um intervalo denominado de janela de dados. A cada instante da amostragem, a janela de dados se desloca em uma posição de modo que uma nova amostra é incluída e a amostra mais antiga é descartada (PHADKE; THORP, 2009). Este processo está ilustrado na Figura 1 para um sinal de corrente durante os períodos pré-falta e falta.

Figura 1 – Esquema de janelamento aplicado a um sinal de corrente.



Fonte: Lopes (2014).

Uma janela de comprimento curto resulta em uma atuação mais rápida do relé, porém, reduz a capacidade do método de estimação de rejeitar componentes que possuem frequência diferente da fundamental. Por outro lado, uma janela de comprimento maior aumenta o tempo de processamento dos dados do relé, fazendo com que a janela de dados leve mais tempo para incluir uma amostra da parte sob falta do sinal (COURY; OLESKOVICZ; GIOVANINI, 2007).

Neste trabalho, quatro métodos de estimação fasorial aplicados à proteção de distância de linhas de transmissão (LT) foram avaliados: método de Fourier de Ciclo Com-

pleto, método de Fourier de Ciclo Completo associado ao Filtro Mímico digital, método do Cosseno Modificado e Método de Guo, os quais foram escolhidos por serem os mais aplicados nas pesquisas.

A teoria dos fasores é comumente aplicada na resolução de circuitos de corrente alternada e tem sido empregada no monitoramento em tempo real da dinâmica dos SEP, cujos sinais podem ser afetados por componentes de frequências distintas da fundamental sendo, portanto, necessário filtrar tais componentes a fim de se analisar o sinal com apenas uma componente (LOPES *et al.*, 2015).

2.2.1 Série de Fourier

A série de Fourier é uma ferramenta matemática que representa sinais periódicos em função de uma soma de senos e cossenos (LOPES *et al.*, 2012). Um sinal é dito periódico quando existe um valor positivo T para o qual a Equação 2.1 é satisfeita para todos os valores de t . Nesse caso, diz-se que $x(t)$ é periódico com período T (OPPENHEIM, 2010). A frequência fundamental do sinal é dada por $f_0 = \frac{1}{T}$.

$$x(t) = x(t + T). \quad (2.1)$$

Um exemplo de sinal periódico é o sinal $x(t) = e^{j\omega_0 t}$. Este sinal tem frequência fundamental ω_0 e período fundamental $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Este sinal está associado a um conjunto de exponenciais complexas harmonicamente relacionadas, como mostrado na Equação 2.2.

$$\phi_k(t) = e^{jk\omega_0 t} = e^{jk(\frac{2\pi}{T})t}, \quad (2.2)$$

sendo $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Cada um dos sinais da Equação 2.2 tem frequência fundamental que é um múltiplo de ω_0 e, portanto, cada um é periódico com período T . Desse modo, uma combinação linear de exponenciais complexas harmonicamente relacionadas na Equação 2.3 também é periódica com período T .

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k e^{jk(\frac{2\pi}{T})t}. \quad (2.3)$$

Os termos para $k = \pm 1$ possuem frequência fundamental ω_0 e são chamados de componentes fundamentais ou componentes de primeira harmônica. Os termos para $k = \pm N$ são denominados componentes de N –ésima harmônica.

Para um sinal periódico ser representado em função da soma de senos e cossenos, supõe-se que o mesmo seja real e possa ser representado segundo a Equação 2.3. Portanto,

assumindo que $x(t) = x^*(t)$, obtém-se a equação abaixo (OPPENHEIM, 2010):

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k^* e^{-jk\omega_0 t}. \quad (2.4)$$

Realizando a substituição de k por $-k$, tem-se:

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_{-k}^* e^{jk\omega_0 t}. \quad (2.5)$$

Comparando-se as Equações 2.3 e 2.5, se faz necessário que $a_k = a_{-k}^*$ para que a igualdade seja verificada. Portanto, a Equação 2.3 pode ser reescrita como mostrado na Equação 2.6.

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} [a_k e^{jk\omega_0 t} + a_{-k} e^{-jk\omega_0 t}]. \quad (2.6)$$

Substituindo a_k por a_{-k}^* na Equação 2.6, obtém-se:

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} [a_k e^{kj\omega_0 t} + a_k^* e^{-jk\omega_0 t}]. \quad (2.7)$$

Como os termos do somatório são conjugados complexos, a Equação 2.7 pode ser escrita segundo a Equação 2.8.

$$x(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} 2\Re[a_k e^{jk\omega_0 t}]. \quad (2.8)$$

Representando na forma retangular, tem-se que $a_k = B_k + jC_k$. Assim, a Equação 2.8 pode ser reescrita em função de senos e cossenos como mostrado na Equação 2.9.

$$x(t) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} [B_k \cos k\omega_0 t - C_k \sen k\omega_0 t]. \quad (2.9)$$

Os coeficientes da série de Fourier são obtidos da seguinte forma:

$$B_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(2\pi k f_0 t) dt. \quad (2.10)$$

$$C_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \sen(2\pi k f_0 t) dt. \quad (2.11)$$

A Equação 2.8 pode também ser representada de outra forma, fazendo $a_k = A_k e^{j\theta_k}$. Assim, a equação pode ser então reescrita como mostrado a seguir.

$$x(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cos(k\omega_0 t + \theta_k), \quad (2.12)$$

onde:

$$A_k = \sqrt{B_k^2 + C_k^2}, \quad (2.13)$$

$$\theta_k = \arctan\left(\frac{-C_k}{B_k}\right). \quad (2.14)$$

2.2.2 Método de Fourier de Ciclo Completo

O algoritmo Fourier de Ciclo Completo será referenciado nesse trabalho pela sigla FCDFT (*Full Cycle Discrete Fourier Transform*) e consiste em extrair a componente fundamental da forma de onda a partir do produto de um ciclo de amostras dessa forma de onda com as funções seno e cosseno.

Phadke e Thorp (2009) mostram que o desenvolvimento da série de Fourier para um período equivalente a um ciclo fundamental de um sinal digitalizado $x(m)$ periódico e considerando que cada ciclo contenha N amostras, resulta nas componentes reais e imaginárias do sinal periódico:

$$X_{re}(k) = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(k - N + m) \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (2.15)$$

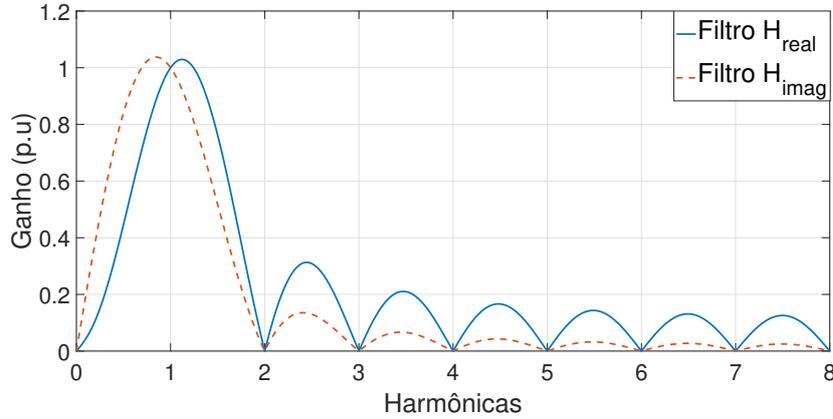
$$X_{im}(k) = -\frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(k - N + m) \sin\left(\frac{2\pi}{N}m\right). \quad (2.16)$$

O termo $x(k - N + m)$ nas Equações 2.15 e 2.16 é a m -ésima amostra da k -ésima janela de dados do sinal x janelado. Neste trabalho foram utilizadas 16 amostras para a janela.

Os algoritmos de estimação fasorial devem ser capazes de estimar o fasor da frequência fundamental, desprezando as componentes harmônicas que existirem no sinal. Um fator que influencia diretamente no desempenho dos algoritmos é a componente DC de decaimento exponencial que uma corrente de falta apresenta. Essa componente tem impacto significativo nos algoritmos baseados na série de Fourier (MUSA; AKSAMOVIC, 2012).

Para avaliar o desempenho do método de estimação fasorial, a resposta em frequência do algoritmo FCDFT foi analisada, cujo resultado é mostrado na Figura 2.

Figura 2 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial FCDFT.



Fonte: autoria própria.

Como se vê, os módulos são unitários para a frequência fundamental e as demais componentes harmônicas são eliminadas.

2.2.3 FCDFT + Filtro Mímico

O filtro mímico, proposto em Benmouyal (1995), basicamente consiste de um filtro digital passa altas com atraso calculado baseado na razão entre indutância e resistência do sistema (L/R). Na prática, em caso de circulação de um sinal de corrente DC de decaimento exponencial por uma impedância RL com relação L/R igual à constante de tempo de decaimento desse sinal, a componente DC de decaimento exponencial é eliminada da forma de onda da tensão sobre a impedância do circuito RL (PHADKE; THORP, 2009). Devido a isso, a associação do algoritmo FCDFT com o filtro mímico é bastante comum na proteção das LT.

Uma das características do filtro mímico é que o mesmo pode ser aplicado no domínio do tempo diretamente nos sinais analisados, sendo a filtragem realizada conforme Equação 2.17.

$$x(k)^* = K[(1 + \tau_d)x(k) - \tau_d x(k - 1)], \quad (2.17)$$

sendo: $x(k)^*$ a amostra do sinal filtrado no instante k e $x(k)$ e $x(k - 1)$, as amostras do sinal nos instantes k e $k - 1$, respectivamente. A constante τ_d é a constante de tempo de projeto do filtro mímico e K é o ganho do filtro -calculado para ter ganho 1 na frequência fundamental. O cálculo da ganho K é feito como segue:

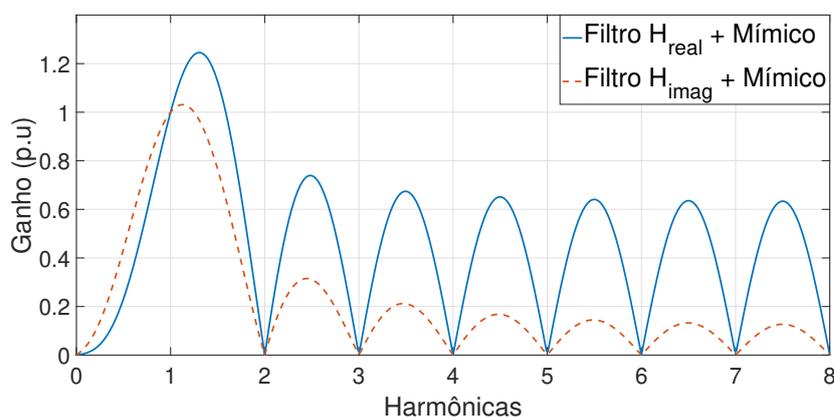
$$K = \sqrt{\frac{1}{[(1 + \tau_d) - \tau_d \cos(\frac{2\pi}{N})]^2 + [\tau_d \sin(\frac{2\pi}{N})]^2}}. \quad (2.18)$$

O valor da constante de tempo τ_d é selecionado baseado na razão L/R de sequência positiva da LT. Utilizando essa associação, torna-se possível a eliminação quase que total da componente DC de decaimento exponencial dos sinais analisados. No entanto, nem sempre os parâmetros do sistema são conhecidos, e, nesses casos a constante de tempo τ_d é obtida empiricamente, o que pode ocasionar em um desempenho pior do filtro.

Neste trabalho, a associação do algoritmo FCDFT com o filtro mímico será referenciado como FCDFT+MIMICO.

A resposta em frequência para o algoritmo FCDFT+MIMICO está ilustrada na Figura 3. Como se vê, as componentes de frequência sub-harmônica do sinal são atenuadas e as de frequência inter-harmônica são amplificadas pela ação do filtro mímico.

Figura 3 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial FCDFT associado com filtro MIMICO.



Fonte: autoria própria.

2.2.4 Cosseno Modificado

Schweitzer e Hou (1993) propuseram o Filtro Cosseno, o qual apesar de apresentar bons resultados na filtragem da componente DC de decaimento exponencial, ele promove um atraso de um quarto de ciclo na estimação fasorial. Tal limitação foi superada com a implementação do algoritmo Cosseno Modificado (HART; NOVOSEL; SMITH, 2000). Esse método apresenta semelhanças com o método FCDFT. A expressão deste algoritmo para calcular a parte real X_{re} é idêntica à expressão para calcular a parte real X_{re} do algoritmo FCDFT. A diferença entre os dois algoritmos está no cálculo da parte imaginária X_{im} do sinal. No algoritmo do cosseno modificado, faz-se uso de uma amostra adicional além do ciclo fundamental. A adição dessa amostra faz com que a eliminação da componente DC de decaimento exponencial ocorra de maneira melhor, além de não haverem grandes atrasos no algoritmo. Nas Equações 2.19 e 2.20 são apresentadas as expressões

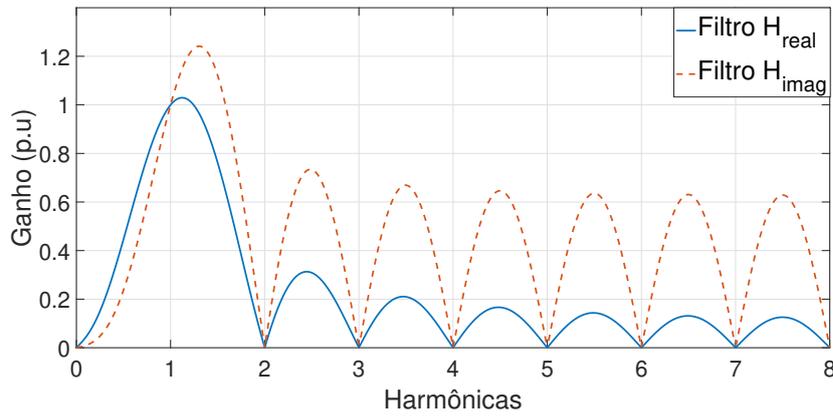
para o cálculo das partes real e imaginária do sinal, respectivamente. Neste trabalho, este algoritmo será referenciado como COSMOD.

$$X_{re}(k) = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(k - N + m) \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (2.19)$$

$$X_{im}(k) = \frac{X_{re}(k-1) - X_{re}(k) \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)}. \quad (2.20)$$

Na Figura 4 está apresentada a resposta em frequência do método COSMOD. Para mitigar o efeito da componente DC de decaimento exponencial, o filtro atenua significativamente nas baixas frequências. No entanto, esse método apresenta ganhos elevados para frequências mais altas.

Figura 4 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial COSMOD.



Fonte: autoria própria.

2.2.5 Algoritmo de GUO

Em Guo, Kezunovic e Chen (2003) um novo algoritmo de estimação fasorial foi apresentado. Assim como o método COSMOD, o método de GUO é uma adaptação do método FCDFIT, sendo o cálculo da parte real X_{re} é igual ao dos outros dois métodos. No entanto, o cálculo da parte imaginária X_{im} é feito de um modo diferente. As Equações 2.21 e 2.22 apresentam as expressões para o cálculo das partes real e imaginária do sinal. Neste trabalho, este algoritmo será referenciado como GUO.

$$X_{re}(k) = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(k - N + m) \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad (2.21)$$

$$X_{im}(k) = -\frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(k - N + m) \sin\left(\frac{2\pi}{N}m\right) + \Gamma, \quad (2.22)$$

em que:

$$\Gamma = \frac{2}{N} \cot\left(\frac{2\pi}{N}\right) (PS_2 - PS_1), \quad (2.23)$$

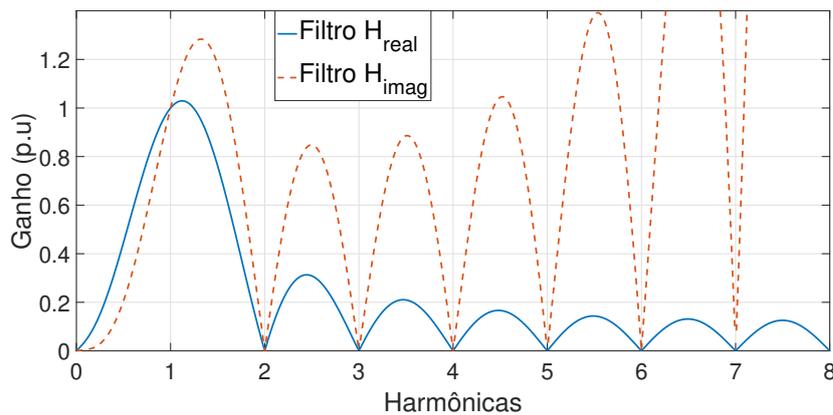
e:

$$PS_1 = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k), \quad (2.24)$$

$$PS_2 = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k + 1). \quad (2.25)$$

Na Figura 5 está apresentada a resposta em frequência do método GUO. O filtro atenua significativamente nas baixas frequências, reduzindo o efeito da componente DC de decaimento exponencial. No entanto, o método de GUO apresenta ganhos elevados para frequências mais altas, além de não eliminar a componente harmônica de ordem oito.

Figura 5 – Resposta em Frequência do algoritmo de estimação fasorial GUO.



Fonte: autoria própria.

2.3 Fundamentos da Proteção de Distância

2.3.1 Zonas de Proteção

As características de seletividade e coordenação de um relé de distância estão associadas ao alcance e ao tempo de operação da característica de uma unidade de distância. Geralmente, as unidades de distância utilizam três zonas de proteção: proteção primária (primeira zona), retaguarda local (segunda zona) e retaguarda remota (terceira zona) (PAITHANKAR; BHIDE, 2011).

Tipicamente, a primeira zona é responsável por proteger de 80 a 85% da linha protegida. A margem de segurança de 20 a 15% é necessária devido às imprecisões provocadas

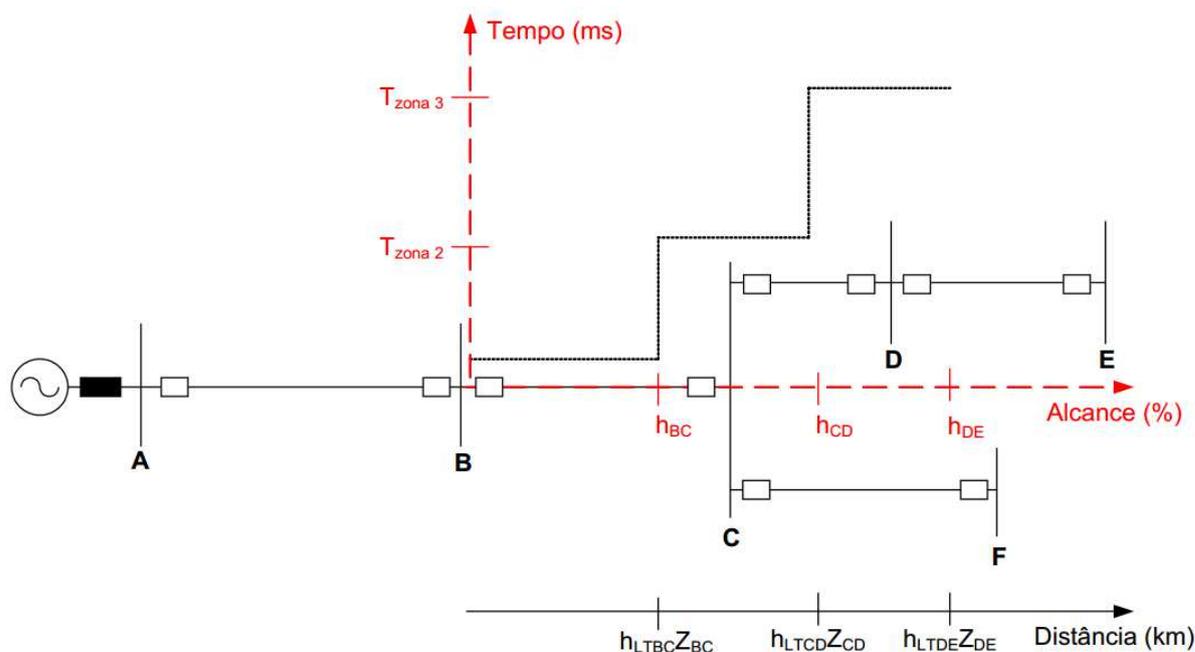
por diversas fontes de erro, tais como incerteza dos parâmetros da LT e os transformadores para instrumentos, que podem fazer com que o relé se torne sobrealçado (quando o valor da impedância medida é menor do que o seu valor real) ou sub alcançado (quando a impedância medida é maior do que o seu valor real). Essa zona possui atuação imediata, ou seja, não possui atraso intencional.

A segunda zona de proteção é responsável por cobrir 100% da linha protegida pela primeira zona, além de cerca de 50% da menor LT que parte do terminal receptor (PAITHANKAR; BHIDE, 2011). Essa zona possui um atraso intencional da ordem de 200 a 300 ms.

A principal função da terceira zona de proteção é a de proteção de retaguarda para faltas ocorridas em linhas adjacentes à linha protegida pela primeira zona (SILVA, 2009). Essa zona protege 100% da LT adjacente que parte do terminal receptor e mais 20% da menor LT subsequente (MACHADO, 2013). A sua operação também possui um atraso intencional da ordem de 600 a 1000 ms a fim de atuar em coordenação com as outras duas zonas (GERS; HOLMES, 2004).

Na Figura 6 estão ilustrados um SEP e as zonas de proteção do relé instalado na barra B. O alcance de cada uma das zonas são: h_{BC} (primeira zona), h_{CD} (segunda zona) e h_{DE} (terceira zona). Os atrasos para a segunda e terceira zonas estão representas por T_{zona2} e T_{zona3} , respectivamente.

Figura 6 – Zonas de proteção de um SEP.



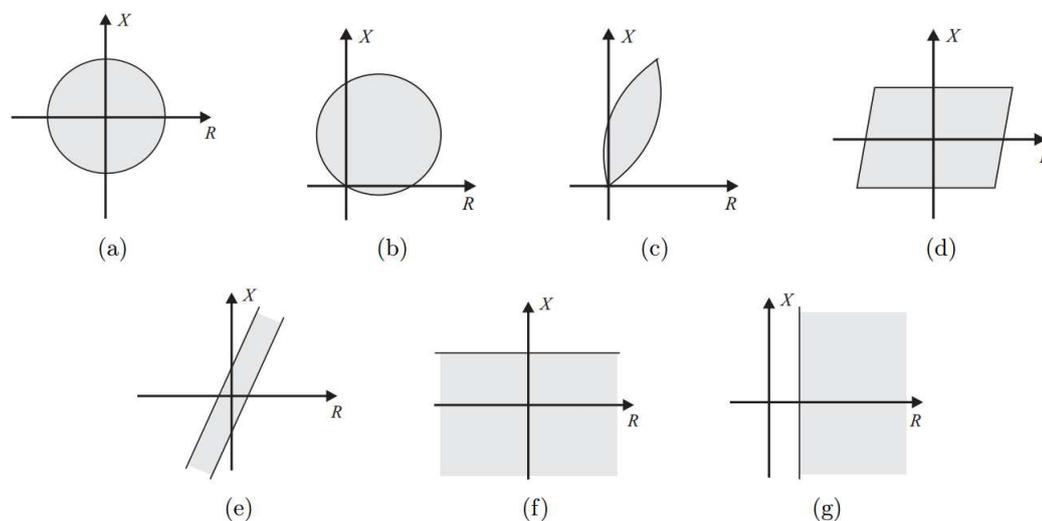
Fonte: Machado (2013).

2.3.2 Característica Mho

O princípio de operação da proteção de distância é a medição da impedância de sequência positiva da LT entre o relé e o ponto onde a falta ocorre. A escolha em medir a impedância de sequência positiva é devido ao fato de ela ser aproximadamente constante em toda a LT.

As características dos relés de distância são apresentadas em um diagrama de impedância denominado de diagrama $R-X$, no qual o eixo das abscissas representa a resistência R e o eixo das ordenadas a reatância X . Os relés de distância dividem o fasor tensão pelo fasor corrente para obtenção da impedância aparente. Caso o valor da impedância aparente calculado esteja dentro da característica de operação do relé, o mesmo deve atuar. A característica de operação de um relé é uma figura geométrica no plano $R-X$. Existe uma variedade de características de operação, conforme ilustrado na Figura 7. Destaca-se no presente trabalho o relé de característica mho.

Figura 7 – Tipos de características de operação do relé de distância: (a) Impedância; (b) Mho; (c) Lenticular; (d) Retângulo; (e) Blinder; (f) Reatância; (g) Resistência.



Fonte: SILVA (2009).

Um relé digital de distância deve ser capaz de detectar e classificar a falta, calcular a impedância aparente, verificar a zona de proteção e, caso necessário, enviar um sinal de *trip* para os disjuntores a fim de isolar a parte faltosa do sistema.

Após a detecção, as faltas são classificadas. No total, há três tipos de faltas monofásicas (AT, BT e CT), três tipos de faltas bifásicas (AB, BC e CA), três tipos de faltas bifásicas para a terra (ABT, BCT e CAT) e um tipo de falta trifásica (ABC). Um relé de distância tem seis unidades de impedância, três do tipo fase-fase e três do tipo fase-terra. Para qualquer tipo de falta que ocorra na LT, pelo menos uma dessas unidades deve ser capaz de medir a impedância de sequência positiva. Na Tabela 2 são indicadas as unidades

do relé que podem atuar para cada tipo de falta.

Para o cálculo da impedância de falta em cada unidade específica são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 1, sendo Z_{AT} , Z_{BT} e Z_{CT} as unidades de impedância fase-terra; Z_{AB} , Z_{BC} e Z_{CA} são as unidades de impedância fase-fase do relé de distância. O sinal I_0 é a corrente de sequência zero calculada pelo relé e K_0 é o fator de compensação da corrente de sequência zero, calculado segundo a Equação 2.26.

$$K_0 = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{3Z_{L1}}, \quad (2.26)$$

sendo Z_{L0} e Z_{L1} as impedâncias de sequência zero e positiva, respectivamente.

Tabela 1 – Sinais de entrada para as unidades de impedância do relé.

Unidade	Tensões de Entrada	Correntes de Entrada
Z_{AT}	\hat{V}_A	$\hat{I}_A + K_0 3\hat{I}_0$
Z_{BT}	\hat{V}_B	$\hat{I}_B + K_0 3\hat{I}_0$
Z_{CT}	\hat{V}_C	$\hat{I}_C + K_0 3\hat{I}_0$
Z_{AB}	$\hat{V}_A - \hat{V}_B$	$\hat{I}_A - \hat{I}_B$
Z_{BC}	$\hat{V}_B - \hat{V}_C$	$\hat{I}_B - \hat{I}_C$
Z_{CA}	$\hat{V}_C - \hat{V}_A$	$\hat{I}_C - \hat{I}_A$

fonte: autoria própria.

Tabela 2 – Unidades do relé que devem operar para cada tipo de falta.

Tipo de Falta	Unidades do Relé					
	Z_{AT}	Z_{BT}	Z_{CT}	Z_{AB}	Z_{BC}	Z_{CA}
Monofásica AT	x	—	—	—	—	—
Monofásica BT	—	x	—	—	—	—
Monofásica CT	—	—	x	—	—	—
Bifásica AB	—	—	—	x	—	—
Bifásica BC	—	—	—	—	x	—
Bifásica AC	—	—	—	—	—	x
Bifásica para terra ABT	x	x	—	x	—	—
Bifásica para terra BCT	—	x	x	—	x	—
Bifásica para terra CAT	x	—	x	—	—	x
Trifásica	x	x	x	x	x	x

fonte: autoria própria.

A característica mho pode ser obtida usando um circuito comparador de fase, onde a diferença entre os ângulos é determinada por meio de duas grandezas calculadas, uma

tensão de operação e uma tensão de polarização. O fasor da tensão de operação (\hat{V}_{op}) é calculada segundo a Equação 2.27 (PAITHANKAR; Bhide, 2011).

$$\hat{V}_{op} = -\hat{V}_R + Z_A \hat{I}_R, \quad (2.27)$$

sendo \hat{V}_R e \hat{I}_R os fasores de tensão e corrente, respectivamente, medidos pelo relé e Z_A , a impedância de alcance do relé, a qual é calculada segundo a equação (2.28).

$$Z_A = \frac{hZ_{L1}}{\cos(\theta_{L1} - \tau)}, \quad (2.28)$$

sendo h a porcentagem a ser protegida do comprimento total da linha, θ_{L1} o ângulo da impedância de sequência positiva da linha e τ , o ângulo de projeto da característica mho do relé.

O relé deve operar caso a diferença das fases entre os fasores da tensão de operação e da tensão de polarização esteja na faixa $-90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$.

As técnicas de polarização comumente utilizadas são: autopolarizada, polarização em quadratura e polarização por memória de tensão.

Na técnica mho autopolarizada, o sinal de polarização (\hat{V}_{pol}) é a própria tensão de entrada da unidade de impedância utilizada pelo relé. Caso a falta ocorra muito próxima ao Transformador de Potencial Capacitivo (TPC), o relé de distância que utiliza a característica autopolarizada pode não operar adequadamente, pois nesse caso a tensão de entrada pode se aproximar de zero, o que dificulta o cálculo correto da diferença angular (CAMPOS, 2016). As grandezas de polarização para essa técnica são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho autopolarizada.

Unidade	Tensões de Entrada	\hat{V}_{pol}
Z_{AT}	\hat{V}_A	\hat{V}_A
Z_{BT}	\hat{V}_B	\hat{V}_B
Z_{CT}	\hat{V}_C	\hat{V}_C
Z_{AB}	$\hat{V}_A - \hat{V}_B$	$\hat{V}_A - \hat{V}_B$
Z_{BC}	$\hat{V}_B - \hat{V}_C$	$\hat{V}_B - \hat{V}_C$
Z_{CA}	$\hat{V}_C - \hat{V}_A$	$\hat{V}_C - \hat{V}_A$

fonte: autoria própria.

A polarização em quadratura utiliza as fases sãs (não envolvidas na falta) para obtenção da tensão de polarização. A desvantagem dessa característica está relacionada

às faltas trifásicas, pois nesse tipo de falta não há fase sã. As grandezas de polarização para essa técnica são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho com polarização em quadratura completa.

Unidade	Tensões de Entrada	\hat{V}_{pol}
Z_{AT}	\hat{V}_A	$j(\hat{V}_B - \hat{V}_C)$
Z_{BT}	\hat{V}_B	$j(\hat{V}_C - \hat{V}_A)$
Z_{CT}	\hat{V}_C	$j(\hat{V}_A - \hat{V}_B)$
Z_{AB}	$\hat{V}_A - \hat{V}_B$	$-j(\hat{V}_C)$
Z_{BC}	$\hat{V}_B - \hat{V}_C$	$-j(\hat{V}_A)$
Z_{CA}	$\hat{V}_C - \hat{V}_A$	$-j(\hat{V}_B)$

fonte: autoria própria.

A polarização por memória de tensão é uma técnica que supera as limitações das duas características supracitadas. Nessa técnica, o sinal empregado como sinal de polarização é a tensão pré-falta de sequência positiva. A fim de restabelecer valores passados do sinal de polarização, Schweitzer (1989) propôs um filtro digital (Equação 2.29) com memória para estabelecer um fasor de polarização por memória de tensão de sequência positiva.

$$\hat{V}_{pol}(n) = \frac{1}{N}\hat{V}_1(n) - \frac{N-1}{N}\hat{V}_{pol}\left(n - \frac{N}{2}\right), \quad (2.29)$$

sendo, N o número de amostras por ciclo; \hat{V}_{pol} o fasor de polarização por memória de sequência positiva na n -ésima amostra e \hat{V}_1 , o fasor de tensão de sequência positiva na n -ésima amostra.

Na Tabela 5 são apresentadas as tensões de sequência positiva utilizando a polarização por memória de sequência positiva.

2.4 Localização de Faltas Baseada em Componentes Fundamentais

Os fasores de tensão e corrente capturados de um ou mais terminais monitorados da LT são utilizados pelos relés digitais para calcular a impedância aparente entre o equipamento e o local da falta e assim, estimar o local onde a mesma ocorreu. Os métodos de localização de faltas baseados em componentes fundamentais também são conhecidos como métodos baseados em impedância, por terem como princípio de funcionamento o cálculo da impedância aparente (SAHA; IZYKOWSKI; ROSOŁOWSKI, 2009).

Esses algoritmos são comumente usados para determinar o local de falta nas LT devido à simplicidade de implementação e por fornecerem boas estimativas. Esses algo-

Tabela 5 – Unidades de medição, tensões de entrada e sinais referência da característica mho com polarização por memória de tensão.

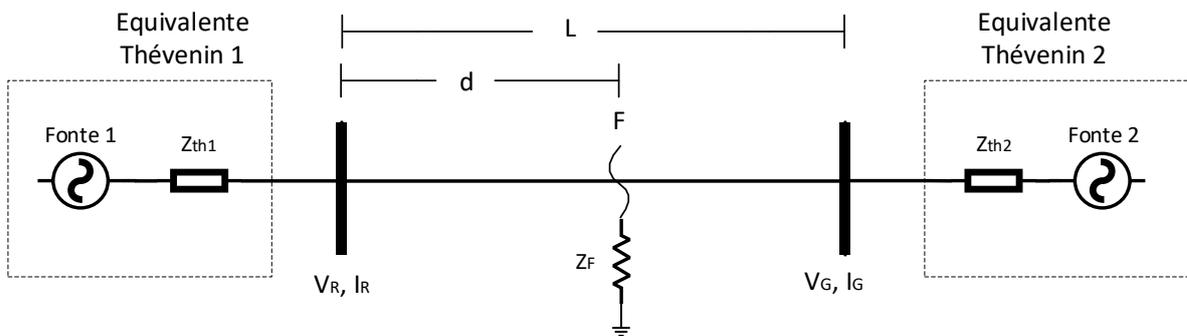
Unidade	Tensões de Entrada	\hat{V}_1
Z_{AT}	\hat{V}_A	$\hat{V}_{a1}(n)$
Z_{BT}	\hat{V}_B	$\hat{V}_{b1}(n)$
Z_{CT}	\hat{V}_C	$\hat{V}_{c1}(n)$
Z_{AB}	$\hat{V}_A - \hat{V}_B$	$-j\hat{V}_{c1}(n)$
Z_{BC}	$\hat{V}_B - \hat{V}_C$	$-j\hat{V}_{a1}(n)$
Z_{CA}	$\hat{V}_C - \hat{V}_A$	$-j\hat{V}_{b1}(n)$

fonte: autoria própria.

ritmos podem ser de dois tipos: de um terminal (quando as grandezas são capturadas por apenas um dos terminais da LT monitorada) ou de dois terminais (quando os sinais de tensão e corrente são adquiridos por dois terminais da LT) (SAHA; IZYKOWSKI; ROSOLOWSKI, 2009). Cada um dos algoritmos possui particularidades e pré-requisitos, isto é, nenhum desses métodos de localização obterá os melhores resultados para todos os diferentes cenários de faltas existentes (DAS *et al.*, 2014).

Na Figura 8 está representado um SEP sob a ocorrência de uma falta que servirá de base para o desenvolvimento matemático para os métodos de um e dois terminais.

Figura 8 – SEP utilizado para o desenvolvimento matemático dos métodos.



Fonte: autoria própria.

2.4.1 Método de Um Terminal

Nesses métodos, a localização do ponto de falta é realizada utilizando dados de apenas um dos terminais da LT. Os algoritmos são simples de serem programados e apresentam boa precisão na estimação do local de falta, além de não necessitarem de um canal de comunicação entre os terminais da LT.

Considerando a Figura 8, inicialmente com um relé instalado apenas na barra R , observa-se que quando da ocorrência de uma falta no ponto d , ambas as fontes contribuem para a corrente de falta \hat{I}_F . Utilizando a Lei de Kirchhoff das malhas, tem-se que:

$$\hat{V}_R = dZ_{L1}\hat{I}_R + Z_F\hat{I}_F, \quad (2.30)$$

sendo \hat{V}_R e \hat{I}_R variáveis, dependendo do tipo de falta. Os diferentes valores para \hat{V}_R e \hat{I}_R estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Sinais de entrada \hat{V}_R e \hat{I}_R para os métodos de um terminal.

Tipo de Falta	\hat{V}_R	\hat{I}_R
AT	V_A	$I_A + K_0 I_0$
BT	V_B	$I_B + K_0 I_0$
CT	V_C	$I_C + K_0 I_0$
AB, ABT, ABC	$V_A - V_B$	$I_A - I_B$
BC, BCT, ABC	$V_B - V_C$	$I_B - I_C$
CA, CAT, ABC	$V_C - V_A$	$I_C - I_A$

fonte: autoria própria.

Dividindo-se a Equação 2.30 por \hat{I}_R , tem-se a Equação 2.31, que é a equação base para a formulação dos algoritmos de um terminal baseados em componente fundamental.

$$Z_{APRENTE} = \frac{\hat{V}_R}{\hat{I}_R} = dZ_{L1} + Z_F \frac{\hat{I}_F}{\hat{I}_R}, \quad (2.31)$$

Os algoritmos são desenvolvidos para minimizar a influência das variáveis desconhecidas (Z_F e \hat{I}_F). Neste trabalho o algoritmo avaliado foi o Método de Takagi por ser um método bastante difundido na literatura, de simples programação e ter bom desempenho.

O método foi proposto por Takagi *et al.* (1982), que desenvolveram um algoritmo de localização a fim de melhorar o Método de Reatância Simples (um método mais simples que assume que a impedância de falta é puramente resistiva). O Método de Takagi faz uso de elementos incrementais de corrente (ΔI), que consistem na diferença entre a corrente de falta e a corrente pré-falta, fazendo com que a técnica seja mais imune ao carregamento do SEP no momento da falta.

Apesar desse método conseguir reduzir os erros causados pela carga do SEP, ele só é preciso nos casos em que o sistema é homogêneo (ângulo de impedâncias das fontes apresentam o mesmo valor que o ângulo de impedância da LT).

O local da falta é estimado segundo a Equação 2.32:

$$d = \frac{\text{imag}(\hat{V}_R \Delta \hat{I}_R^*)}{\text{imag}(Z_{L1} \hat{I}_R \Delta \hat{I}_R^*)}. \quad (2.32)$$

2.4.2 Método de Dois Terminais

Os métodos de dois terminais utilizam os sinais das grandezas fundamentais de tensão e corrente adquiridos nos dois terminais da LT protegida para estimar o local da falta. O princípio desses métodos é semelhante ao dos métodos de um terminal, basicamente utiliza-se também os fasores de tensão e corrente a fim de estimar a impedância aparente e obter a localização da falta. As medições realizadas no terminal remoto têm como objetivo principal eliminar os erros causados pela resistência de falta, carregamento ou não homogeneidade do SEP (DAS *et al.*, 2014). Diferentemente do que ocorre nos métodos de um terminal, aqui não é necessária a etapa de classificação das faltas.

A interação entre os dados coletados nos dois terminais pode ocorrer de duas formas: com um canal de comunicação entre os dispositivos nos dois terminais ou coletando-se os sinais nos dois terminais e realizando o processamento dos dados em uma central local (DAS *et al.*, 2014). Os dados dos dois terminais podem ou não estar sincronizadas por meio de uma referência de tempo comum. Trabalhos para os dois casos são reportados em (DAS *et al.*, 2014). Neste trabalho, foi avaliado um método no qual os dados estão sincronizados.

No método de dois terminais sincronizados, considera-se que os dados de ambos os terminais estão perfeitamente sincronizados com referência a um tempo comum por meio de um *Global Positioning System* (GPS). Apesar de ser possível utilizar qualquer uma das três componentes simétricas para realizar a estimação do local da falta, opta-se por usar a componente de sequência negativa. Essa escolha é feita devido ao fato de essas componentes não serem afetadas pela corrente de carga, acoplamento mútuo de sequência zero e imprecisões nos parâmetros de sequência zero da LT. Na Figura 9 é ilustrado um circuito de sequência negativa de um sistema durante uma falta.

Analisando o circuito da Figura 9, tem-se que a tensão de sequência negativa no terminal de falta (\hat{V}_{F2}) é dada por:

$$\hat{V}_{F2} = \hat{V}_{R2} - dZ_{L2}\hat{I}_{R2}, \quad (2.33)$$

$$\hat{V}_{F2} = \hat{V}_{G2} - (1 - d)Z_{L2}\hat{I}_{G2}, \quad (2.34)$$

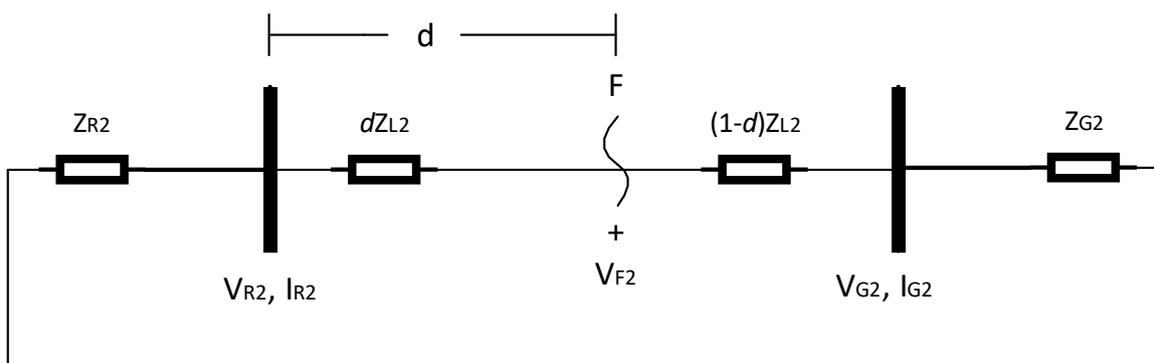
sendo \hat{V}_{R2} e \hat{V}_{G2} as tensões de sequência negativa da barra local e da remota, respectivamente, \hat{I}_{R2} e \hat{I}_{G2} as correntes de sequência negativa da barra local e da remota, respecti-

vamente, e Z_{L2} , a impedância de sequência negativa da LT.

Igualando-se as Equações 2.33 e 2.34, o ponto da falta pode ser calculado segundo a Equação 2.35.

$$d = \frac{\hat{V}_{R2} - \hat{V}_{G2} + Z_{L2}\hat{I}_{G2}}{(\hat{I}_{R2} + \hat{I}_{G2})Z_{L2}}. \quad (2.35)$$

Figura 9 – Circuito de sequência negativa do sistema durante uma falta.



Fonte: autoria própria.

Uma vez que as faltas trifásicas são balanceadas e portanto, não possuem componentes de sequência negativa, a Equação 2.35 pode ser aplicada apenas para faltas desequilibradas (monofásicas, bifásicas e bifásicas para a terra). No caso de uma falta trifásica, faz-se a mesma análise da Figura 9, porém, utilizando componentes de sequência positiva. O cálculo do local da falta é feito segundo a Equação 2.36.

$$d = \frac{\hat{V}_{R1} - \hat{V}_{G1} + Z_{L1}\hat{I}_{G1}}{(\hat{I}_{R1} + \hat{I}_{G1})Z_{L1}}, \quad (2.36)$$

sendo \hat{V}_{R1} e \hat{V}_{G1} as tensões de sequência positiva da barra local e da remota, respectivamente, \hat{I}_{R1} e \hat{I}_{G1} as correntes de sequência positiva da barra local e da remota, respectivamente, e Z_{L1} , a impedância de sequência positiva da LT.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os relés digitais utilizam algoritmos computacionais que se baseiam no cálculo das componentes de frequência fundamental das tensões e correntes, que por sua vez são calculadas pelos métodos de estimação fasorial. A partir desses fasores, faz-se a estimação do local de falta utilizando-se a impedância aparente, como visto na seção anterior. Portanto, a precisão do cálculo da localização do ponto de ocorrência da falta depende diretamente dos sinais de tensão e corrente que o relé recebe.

É sabido que o sistema de aquisição de dados ocasiona distorções na informação coletada do SEP e utilizada nas funções de proteção. Essas distorções podem comprometer os algoritmos de estimação fasorial e tais funções de proteção.

Nos últimos anos, várias pesquisas têm analisado o impacto do sistema de aquisição de dados sobre o sistema de proteção, porém, esses estudos têm levado em consideração apenas as respostas transitórias dos TI ou do conjunto TI+filtro *anti-aliasing*.

3.1 Pascual e Rapallini (2001)

Pascual e Rapallini (2001) analisaram a resposta de alguns algoritmos de filtros digitais na proteção de distância considerando a distorção no sinal de corrente devido à saturação no Transformador de Corrente. Os resultados mostram que quando a corrente no secundário do TC está distorcida, o algoritmo de medição detecta a componente de frequência fundamental da corrente de falta com um valor abaixo do seu real valor. Esse tipo de distorção pode fazer com que a trajetória de impedância calculada entre e saia da zona de proteção do relé antes que o sinal de *trip* seja enviado, ou que a trajetória não entre na zona de proteção durante o primeiro ciclo após a ocorrência da falta. Portanto, a saturação do TC pode causar um atraso no envio do sinal de *trip*. Adicionalmente, observou-se que quando o TC está saturado devido a corrente de uma falta simétrica (quando a componente de decaimento exponencial é zero), a trajetória da impedância calculada pode não entrar na zona de proteção.

A utilização apenas do TC nessa pesquisa para avaliar a proteção de distância pode ser apontada como a limitação do trabalho.

3.2 Pajuelo, Ramakrishna e Sachdev (2008)

Pajuelo, Ramakrishna e Sachdev (2008) analisaram a influência de um modelo de TPC de 500 kV sobre relés de distância. Normalmente, os relés de distância utilizam os

fasores de tensão e corrente para avaliar possíveis anormalidades no SEP. O transitório do TPC provoca atraso na estimação fasorial, o que pode causar o cálculo inexato dos fasores e acarretar em atuações indevidas do sistema de proteção. Com o objetivo de eliminar esse problema, é proposto nesse trabalho, um método para reduzir os erros na estimação fasorial considerado o modelo de TPC avaliado.

Embora seja realizado o estudo da influência desse TPC sobre a proteção de distância baseada em componentes fundamentais, a pesquisa emprega apenas o TPC na aquisição dos dados do SEP.

3.3 Bainy *et al.* (2012)

Bainy *et al.* (2012) realizaram uma avaliação da influência da resposta transitória de dois modelos de TPC reportados na literatura sobre o cálculo dos fasores fundamentais de tensão. Para as simulações, foi utilizado um *Real Time Digital Simulator* (RTDSTM) e diversas faltas monofásicas e bifásicas para a terra foram aplicadas em uma das barras do sistema avaliado.

De acordo com os autores, durante o regime permanente, os valores dos fasores calculados são próximos dos fasores ideais. Entretanto, quando da ocorrência de uma falta, o transitório do TPC provoca atraso na estimação fasorial, fato que pode comprometer as funções de proteção. Concluiu-se que dependendo da resposta em frequência do TPC utilizado, para um mesmo sinal de tensão é possível obter desempenhos distintos de sistemas de proteção idênticos.

As limitações desse trabalho são os poucos tipos de faltas simuladas com poucas variações dos parâmetros e o uso apenas do TPC nas análises.

3.4 Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2012)

Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2012) analisaram a influência de quatro modelos de TPC de 230 kV, reportados na literatura, sobre um método de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes. Realizou-se uma análise comparativa entre as respostas em frequência dos TPC e a tensão medida nos terminais primários (sinal adotado como sendo o de referência).

Para analisar a influência dos TPC sobre o método de localização de faltas utilizado, promoveu-se simulações de faltas em uma LT real de 230 kV no *software* ATP e foi definido um erro admissível para determinar se a localização foi ou não satisfatória ou não. Foram simulados vários casos de faltas variando-se os parâmetros para cada caso. Os resultados mostraram que o método de localização de faltas obteve localizações satisfatórias para os quatro modelos de TPC avaliados. No entanto, para cada TPC, a falta

foi localizada em pontos distintos, ratificando assim que cada modelo tem um impacto diferente sobre o algoritmo.

Observou-se ainda, que os modelos de TPC que possuem resposta em frequência amplificando os transitórios apresentaram números mais elevados de localizações consideradas satisfatórias. Em contrapartida, os modelos de TPC que apresentam atenuação das altas frequências (operação semelhante ao de um filtro passa-baixas) do sinal de tensão dificultaram a detecção e a localização das faltas pelo método.

Podem ser apontadas como limitações desse trabalho o uso de apenas o TPC nas análises e ter sido considerado somente um algoritmo de localização de faltas.

3.5 Silva *et al.* (2012)

Silva *et al.* (2012) analisaram o impacto da correção da tensão no secundário dos TPC sobre a proteção de distância, além da influência dos erros de medição causados pela resposta transitória do TPC na estimação de fasores de tensão. Observou-se que para as faltas simuladas no sistema considerado, os tempos de atuação das unidades dos relés foram mais elevados quando se fez uso da tensão medida no secundário do TPC, quando comparados com os tempos de atuação obtidos utilizando a tensão no primário do TPC. Tal fato evidenciou a influência da resposta transitória do TPC no envio do sinal de *trip*.

Constatou-se também, que para faltas simuladas em pontos imediatamente após a primeira zona de proteção, o relé tornou-se sobrealçado quando utilizou-se a tensão no secundário do TPC. Isso pode comprometer a seletividade do sistema de proteção.

As limitações desse trabalho são o uso de apenas um modelo de TPC e o fato das análises quanto à seletividade do sistema de proteção terem sido realizadas considerando apenas um tipo de falta.

3.6 Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2013)

Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2013) apresentaram uma avaliação sobre o desempenho de um algoritmo de localização de faltas baseado na análise de componentes transitórias, frente à influência de quatro modelos de transformadores de potencial capacitivos (TPC) e de dois filtros *anti-aliasing* de ordens distintas.

Como dito anteriormente, durante a ocorrência de transitórios no SEP a tensão no secundário do TPC apresenta distorções quanto ao sinal no primário. Essas diferenças nos sinais ficam mais evidentes, quando os filtros *anti-aliasing* são incluídos nas análises. Nesse trabalho foram feitas comparações entre os erros na localização das faltas simuladas quando consideradas a tensão no circuito primário (considerado como o sinal de

referência), a tensão no secundário de cada TPC e a tensão após passarem pelo conjunto TPC+filtro.

Verificou-se que, quando há atenuação das componentes de alta frequência por parte do TPC ou conjunto TPC+filtro, a detecção do transitório é dificultada. Por outro lado, quando o TPC ou o conjunto TPC+filtro amplifica as componentes transitórias a detecção do transitório se dá de maneira mais fácil.

Algumas limitações do trabalho são a utilização apenas do TPC em cascata com filtros *anti-aliasing* e o fato de ter sido considerado um único algoritmo de localização de faltas.

3.7 Reis (2015)

Reis (2015) analisou o desempenho de um algoritmo de localização de faltas baseado na teoria de ondas viajantes frente à influência de cinco modelos de TPC, sendo quatro de 230 kV e um de 500 kV, reportados na literatura, e três filtros *anti-aliasing* de diferentes ordens. Foram utilizados três métodos de detecção de faltas.

A fim de obter a análise proposta no trabalho, foram simulados diversos cenários de faltas no ATP e realizaram-se comparações entre os erros de localização de falta estimadas quando consideradas medições ideais de tensão (obtidas diretamente do primário do TPC), medições secundárias e medições secundárias filtradas (com o TPC e filtro *anti-aliasing* em cascata) a fim de verificar a relação existente entre as respostas transitórias dos TPC e dos conjuntos TPC+filtro.

A partir dos resultados, verificou-se que, quando os TPC e o conjunto TPC+filtro apresentam uma resposta que atenua os transitórios induzidos pelas faltas, as estimativas dos locais de faltas são diferentes quando comparados com as localizações obtidos a partir do sinal de referência, apresentando maiores erros devido ao fato de os métodos de detecção baseados na teoria de ondas viajantes serem comprometidos pela atenuação dos transitórios de alta frequência. Em contrapartida, quando os transitórios de alta frequência são amplificados pelo comportamento dinâmico dos TPC e do conjunto TPC+filtro, os erros obtidos pelas localizações de faltas estimadas são menores, visto que os métodos de detecção identificam mais facilmente o início dos distúrbios.

Como limitações do trabalho, destaca-se a utilização de um SEP com uma única LT e apenas duas barras, além da falta do conversor A/D nas análises.

3.8 Reis, Neves e Fernandes Jr. (2017)

Reis, Neves e Fernandes Jr. (2017) analisaram a influência dos TI e filtros *anti-aliasing* sobre o desempenho de algoritmos de localização de faltas baseados na teoria de ondas viajantes e em componentes fundamentais (foco do presente trabalho). A fim de verificar os resultados dessa análise, foram simuladas diversas faltas no *Alternative Transients Program* (ATP). Em cada simulação as variáveis da falta (local, tipo, resistência e ângulo de incidência) foram modificadas e os erros, considerando medições ideais (tensão e corrente do circuito primário), foram estimados. Os resultados mostraram que a associação de TI com filtros *anti-aliasing* tem impacto direto sobre a localização de faltas. Os melhores resultados obtidos foram verificados quando utilizou-se um TPC que atenua as componentes de altas frequências em conjunto com o filtro Butterworth de ordem 3. Isso ocorreu porque essa atenuação facilita a obtenção dos sinais de tensão e corrente de frequência fundamental que são utilizados na estimação fasorial.

A limitação do trabalho é a não inclusão do conversor A/D no sistema de aquisição de dados para a realização das análises.

3.9 Trabalho Proposto

Este trabalho apresenta uma análise da influência do sistema de aquisição de dados completo sobre dois algoritmos de localização de faltas e sobre a proteção de distância baseados em componentes fundamentais. São considerados um TPC, três filtros *anti-aliasing* e três conversores A/D com resoluções diferentes. Diversos cenários de falta foram simulados no ATP, variando em cada caso os parâmetros da falta de modo a realizar as análises. Para os algoritmos de localização de faltas, ao final de cada simulação foram calculados considerando os como dados de entrada dos algoritmos os sinais oriundos de cada etapa da aquisição de dados. A partir das investigações feitas, verificou-se que os melhores resultados foram obtidos quando utilizou-se o filtro Butterworth de terceira ordem em cascata com o TPC e um conversor com 32 bits, apesar de a utilização do mesmo conjunto, porém, com um conversor com 16 bits ter obtido resultados quase que idênticos. Em contrapartida, o filtro Chebyshev de terceira ordem obteve o pior desempenho.

Do ponto de vista da proteção de distância, foi verificado que a associação de TPC com filtros e conversor A/D influencia na trajetória de impedância do relé. Utilizando os sinais do primário e secundário os transitórios foram bastante severos e a curva apresentou muitas oscilações e voltas antes de convergir para o ponto de falta estimado. Por outro lado, utilizando o filtro, as curvas passaram a ter traçados mais suaves e convergiram mais rapidamente para o ponto final. Constatou-se que os conversores de 16 e 32 bits tiveram desempenhos praticamente iguais, enquanto que o conversor de 8 bits resultou em uma trajetória de impedância mais afastada e em um valor de impedância aparente maior vista

pelo relé.

A limitação deste trabalho é a utilização de um sistema simples e com apenas uma LT para as análises.

3.10 Síntese Bibliográfica

De acordo com os trabalhos mencionados, observa-se que os estudos são concentrados na análise da influência do sistema de aquisição de dados sobre a estimação fasorial, proteção de distância e algoritmos de detecção e localização de faltas.

Do exposto na revisão bibliográfica, verificou-se que o sistema de aquisição de dados influencia no desempenho das funções de proteção supracitadas. Há um grande número de trabalhos na literatura a respeito desse tema, no entanto, em sua maioria, são contempladas apenas alguns elementos do sistema de aquisição e nenhuma delas leva em consideração a influência do conversor A/D em tais funções de proteção.

Na Tabela 7 é apresentado um resumo da revisão bibliográfica estudada.

Tabela 7 – Resumo da revisão bibliográfica referente à influência do sistema de aquisição de dados sobre funções de proteção.

Referências	SAD				Análise Feita		
	TPC	TC	FAT	CAD	EF	PD	LF
Pascual e Rapallini (2001)	-	x	-	-	x	x	-
Pajuelo, Ramakrishna e Sachdev (2008)	x	-	-	-	x	x	-
Bainy <i>et al.</i> (2012)	x	-	-	-	x	-	-
Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2012)	x	-	-	-	-	-	x
Silva <i>et al.</i> (2012)	x	-	-	-	x	x	-
Lopes, Fernandes Jr. e Neves (2013)	x	-	x	-	-	-	x
Reis (2015)	x	-	x	-	-	-	x
Reis, Neves e Fernandes Jr. (2017)	x	x	x	-	-	-	x
Trabalho Proposto	x	-	x	x	x	x	x

Legenda:

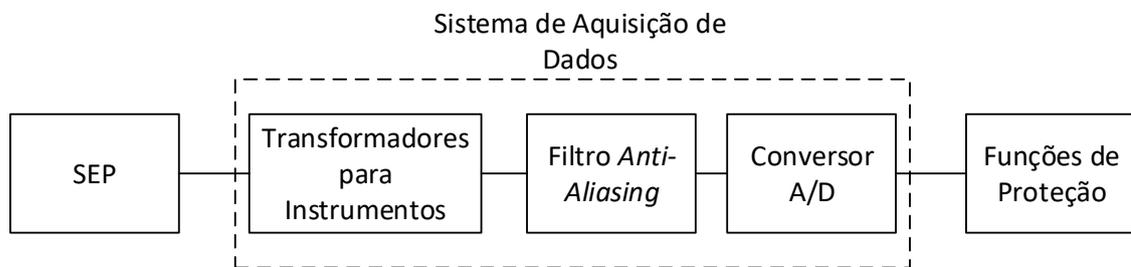
- SAD = Sistema de Aquisição de Dados;
- TPC = Transformador de Potencial Capacitivo;
- TC = Transformador de Corrente;

- FAT = Filtro *anti-aliasing*;
- CAD = Conversor A/D;
- EF = Estimação Fasorial;
- PD = Proteção de Distância;
- LF = Localização de Falhas.

4 SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O diagrama simplificado referente ao sistema de aquisição de dados usado em aplicações de proteção, composto por TI, filtro *anti-aliasing* e conversor A/D é apresentado na Figura 10. Nesse sistema, as grandezas fundamentais de corrente e tensão do SEP são medidas por um TC e um TPC, respectivamente. Após passar pelo filtro *anti-aliasing* e pelo conversor A/D, tem-se o sinal digital resultante que será utilizado na estimação fasorial que servirá de entrada para os algoritmos de localização de faltas.

Figura 10 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição de dados.



Fonte: autoria própria.

Cada um dos elementos constituintes do sistema de aquisição de dados será tratado nas próximas seções.

4.1 Transformadores para Instrumentos

Os TI são equipamentos projetados para reduzirem os altos valores de corrente e tensão do SEP para níveis adequados para os dispositivos de medição, controle e proteção sem danificá-los (FRONTIN, 2013). Em condições de regime permanente, os sinais transmitidos pelos TI são praticamente réplicas das informações adquiridas no SEP, apresentando assim, uma exatidão aceitável à maioria das aplicações. Porém, quando da ocorrência de faltas no SEP, tais sinais podem apresentar-se distorcidos aos elementos conectados em seus terminais secundários. Tal falta pode comprometer as rotinas de estimação fasorial e a atuação correta dos algoritmos de localização de faltas (REIS *et al.*, 2015).

4.1.1 Transformadores de Potencial Capacitivos

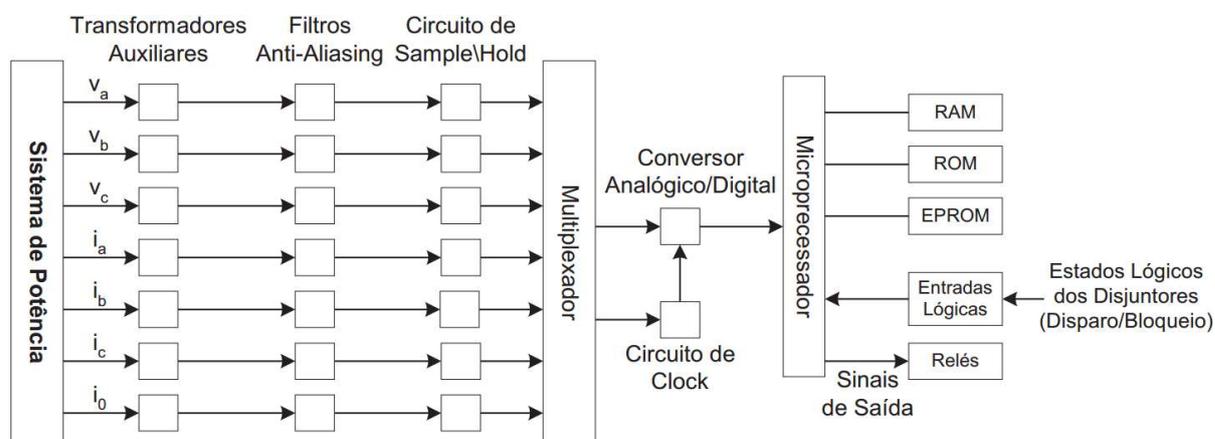
Os transformadores de potencial mais difundidos nos sistemas de energia elétrica são do tipo indutivo e capacitivo. Geralmente, a escolha entre um e outro leva em consideração dois aspectos: custo do transformador e a necessidade de utilização de dispositivos de acoplamento para sistema de onda portadora (*carrier*) para transmissão e recebimento de dados pela LT (MACHADO, 2013).

Os transformadores de potencial indutivos são normalmente utilizados em sistemas de até 138 kV. Por motivos técnicos e econômicos, em sistemas com tensões superiores a 138 kV utiliza-se, normalmente, TPC para reduzir os níveis de tensão fornecidos para os dispositivos acoplados em seu secundário (SILVA; NEVES; FERNANDES JR., 2014).

4.2 Modelagem de um Relé de Distância

A arquitetura de um relé numérico é subdividida em subsistemas com funções definidas e próprias. Na Figura 11 é ilustrada a arquitetura de um relé numérico típico. Neste trabalho, o relé de distância foi programado no *software* MATLAB[®], cuja arquitetura será descrita nas próximas seções.

Figura 11 – Arquitetura básica de um relé numérico.



Fonte: Machado (2013).

4.2.1 Transformadores Auxiliares

Os transformadores auxiliares é o subsistema responsável por ajustar os níveis das grandezas advindas dos TI para valores adequados aos microprocessadores (usualmente, ± 10 V), além de isolar eletricamente os dispositivos e os circuitos eletrônicos do relé dos demais circuitos de entrada e proteger o relé contra surtos de tensão causados por

transitórios elétricos (PEREZ, 2006). Esses transformadores foram considerados ideais neste trabalho.

4.2.2 Filtros *Anti-Aliasing*

Os filtros *anti-aliasing* são filtros analógicos passa-baixa utilizados antes da conversão A/D, a fim de limitar a banda de frequência do sinal e evitar o erro de *aliasing* (sobreposição do espectro do sinal). O teorema de Nyquist enuncia que, se um sinal for amostrado a uma taxa de amostragem superior a duas vezes o valor da maior frequência do sinal, ele pode ser recuperado perfeitamente. Portanto, de acordo com o teorema de Nyquist, os filtros *anti-aliasing* devem eliminar componentes de frequência com valores superiores à metade da frequência de amostragem do conversor A/D (PHADKE; THORP, 2009).

Existem diversos tipos de filtros analógicos como os filtros Bessel, Butterworth e Chebyshev. Os filtros Butterworth de segunda e terceira ordem são os mais utilizados em circuitos conversores A/D aplicados a relés digitais, devido ao fato de não apresentarem oscilações ao longo da faixa de passagem e não promoverem desvios de fase significativos do sinal filtrado (PHADKE; THORP, 2009).

4.2.3 Circuito *Sample and Hold*

A conversão A/D envolve quatro etapas: primeiramente o sinal analógico é amostrado e retido, e posteriormente é realizada a quantização e codificação desse sinal para uma forma digital. O circuito *sample and hold* (S/H) é responsável pelas duas primeiras etapas. Basicamente, esse circuito amostra e retém o sinal analógico durante um tempo suficiente para prevenir que haja variação deste sinal durante os processos de quantização e codificação, processos esses realizados pelo conversor A/D.

4.2.4 Circuito Multiplexador

Os sinais de saída dos circuitos *sample and hold* são disponibilizados na entrada de um multiplexador, cuja função consiste em selecionar os dados analógicos de entrada de forma sequencial para o estágio seguinte (um por vez), o que permite o uso de apenas um conversor A/D, resultando em economia e simplicidade no projeto. O multiplexador é basicamente um conjunto de chaves analógicas com entradas individuais e saídas conectadas em comum (JOHNS; SALMAN, 1995). O erro adicionado por esse circuito é desprezível, para aplicação em relés (MCLAREN *et al.*, 1994), portanto, ele será desprezado nas análises.

4.2.5 Conversor A/D

O conversor A/D realiza a quantização e codificação do sinal analógico em uma palavra digital de vários bits, tipicamente de 8 a 16 bits. As técnicas de conversão A/D mais usuais são: conversão de rampa linear, aproximação sucessiva, conversão flash e delta-sigma. Dentre essas técnicas, a mais difundida é a conversão por aproximação sucessiva (JOHNS; SALMAN, 1995), a qual foi utilizada neste trabalho.

Sinais analógicos podem assumir uma infinidade de valores dentro de um determinado intervalo, porém, os sinais digitais podem assumir apenas uma quantidade finita de valores. Devido a isso, é necessário realizar uma quantização ou arredondamento do sinal amostrado antes que o mesmo possa ser convertido em uma palavra binária. Neste trabalho, utilizou-se o método proposto em Perez (2006).

Segundo Perez (2006), para um conversor A/D com $(b+1)$ bits e uma amplitude máxima Y do sinal analógico de entrada, o valor digitalizado (Z_{10}) para um dado valor positivo X é calculado segundo a Equação 4.1.

$$Z_{10} = INT \text{ ou } RON \left[\frac{X(2^b - 1)}{Y} \right], \quad (4.1)$$

sendo Z_{10} um valor inteiro na base 10, INT a operação de truncamento e RON a operação de arredondamento.

Para um valor X negativo, o valor digitalizado é calculado segundo a Equação 4.2.

$$Z_{10} = INT \text{ ou } RON \left[\frac{(2Y - |X|)2^b}{Y} \right]. \quad (4.2)$$

O valor digitalizado Z_{10} é sempre inteiro, independentemente dos valores de entrada serem ou não inteiros. A saída do conversor A/D deve levar em consideração a sua resolução para fornecer um valor apropriado de saída (PEREZ, 2006). A resolução do conversor (RES) é dada segundo a Equação 4.3 (PEREZ, 2006).

$$RES = \frac{Y}{2^b - 1}. \quad (4.3)$$

A representação em ponto flutuante PF da saída do conversor para números positivos e negativos é calculada segundo as Equações 4.4 e 4.5, respectivamente.

$$PF = Z_{10} \cdot RES, \quad (4.4)$$

$$PF = (Z_{10} - 2^{b+1}) \cdot RES. \quad (4.5)$$

O erro máximo percentual, considerando a amplitude de pico do sinal e um conversor com $(b+1)$ bits, introduzido pela quantização é (LATHI, 2007):

$$e_q\% = \frac{100}{2^{b+1}}. \quad (4.6)$$

Portanto, quanto maior o número de bits utilizado no projeto do conversor, menor será o erro introduzido durante o processo de quantização.

A última etapa do processo de conversão A/D é a codificação. Os níveis quantizados durante a etapa anterior são representados por uma palavra digital segundo a técnica de codificação programada no conversor. Embora a codificação seja importante no projeto do conversor, essa etapa não apresenta efeitos no desempenho dos conversores A/D, podendo portanto, serem desconsideradas das análises feitas sobre a influência dos conversores sobre os algoritmos de proteção aqui estudados. Conforme mostrado em Proakis e Manolakis (2006), a única degradação a ser introduzida em um conversor A/D é o erro de quantização.

4.2.6 Unidade de Processamento de Dados

A unidade de processamento de dados compreende os microprocessadores e unidades de memória (Figura 11). Essa unidade é responsável por executar os algoritmos de estimação fasorial para obter os fasores de tensão e corrente e assim, ser capaz de calcular as impedâncias das unidades de impedância do relé e calcular o ponto de falta. Caso necessário, o relé envia o comando para os outros equipamentos envolvidos na proteção do SEP.

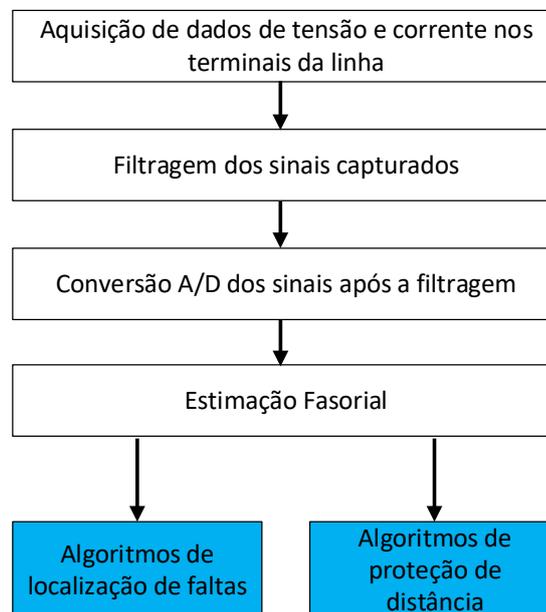
Foram programadas no MATLAB[®] as rotinas para o cálculo dos fasores para os quatro métodos de estimação fasorial utilizados, assim como as rotinas de cálculo das impedâncias das unidades do relé de distância e os algoritmos de localização de faltas. A característica usada foi a mho autopolarizada e o comparador cosseno foi programado no MATLAB[®]. Para isso, a programação dessa característica foi realizada seguindo os princípios de proteção de distância mostrados na subseção 2.3.2.

A programação dos métodos de localização de faltas também, foi realizada no MATLAB[®], seguindo os princípios abordados na seção 2.4.

5 METODOLOGIA

Como já apresentado, o objetivo geral deste trabalho foi realizar o estudo da influência do sistema de aquisição de dados sobre algoritmos de proteção, mais especificamente, algoritmos de localização de faltas e proteção de distância utilizando componentes fundamentais. O estudo foi realizado conforme a metodologia descrita no presente capítulo. Na Figura 12 é ilustrado o fluxograma que sintetiza a metodologia proposta.

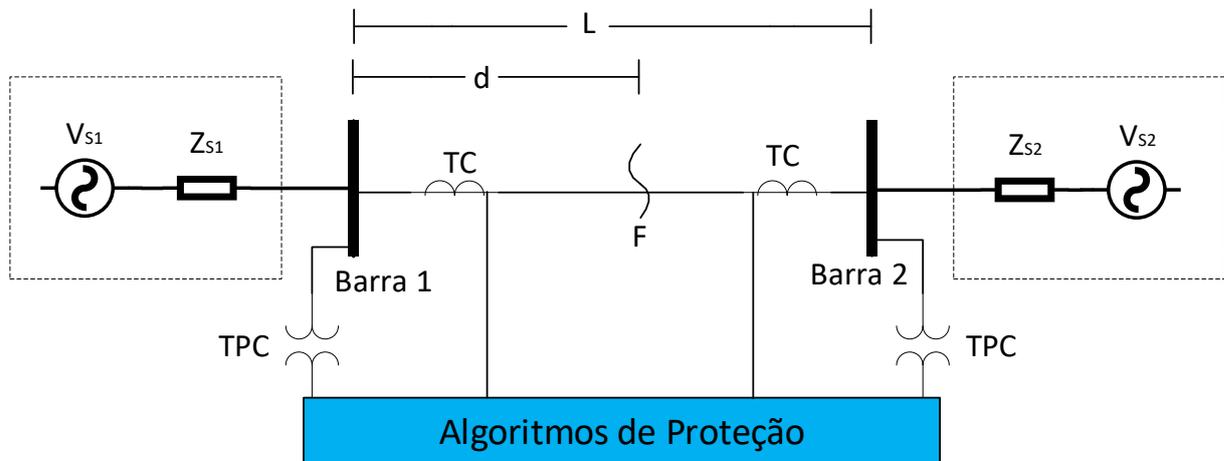
Figura 12 – Metodologia proposta.



Fonte: autoria própria.

Para as análises realizadas, considerou-se como sistema-teste o sistema fictício apresentado na Figura 13, o qual possui uma LT de 200 km interligando as barras 1 e 2. A distância d é o ponto na linha onde é aplicada a falta F . A barra 1 foi tomada como ponto de medição para o algoritmo que utiliza dados de apenas um terminal, enquanto que para o algoritmo de dois terminais, tem-se um relé numérico instalado em cada uma das barras. Esse sistema foi simulado no ATP e foi modelado com parâmetros reais. Os parâmetros da LT e dos equivalentes Thévenin podem ser vistos nas Tabelas 8 e 9, respectivamente, (REIS *et al.*, 2015). A geração de arquivos de dados com sinais de tensão e corrente foi feita mediante simulações utilizando o ATP (com passo de cálculo de $5 \mu s$). Posteriormente, foram realizadas as análises dos dados em rotinas computacionais no MATLAB[®].

Figura 13 – SEP de 230 kV modelado no ATP.



Fonte: autoria própria.

Tabela 8 – Parâmetros da linha de transmissão.

Sequência	$R(\Omega/\text{km})$	$X(\Omega/\text{km})$	$\omega C(\mu\text{F}/\text{km})$
Positiva	0,098	0,510	3,252
Zero	0.532	1.541	2.293

fonte: adaptado de Reis *et al.* (2015).

Tabela 9 – Parâmetros da linha de transmissão.

Fonte	V(p.u.)	$Z_{th}(Z_{S1}, Z_{S2})$			
		$R1(\Omega)$	$X1(\Omega)$	$R2(\Omega)$	$X2(\Omega)$
S1	1.02	0,8713	25,661	1,0141	18,754
S2	0.98	0,9681	28,513	1,1268	20,838

fonte: adaptado de Reis *et al.* (2015).

5.1 Modelo de TPC avaliado

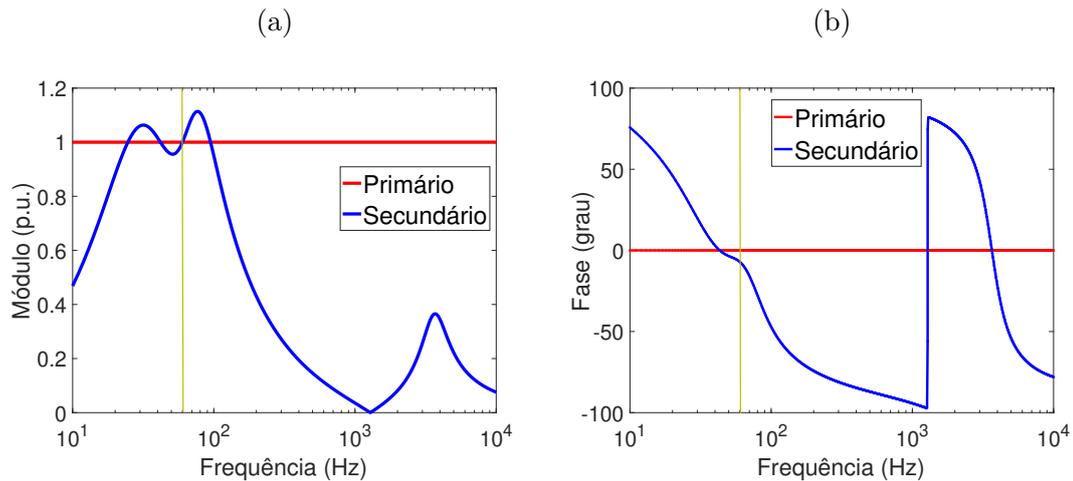
Um modelo de TPC de 230 kV, reportado na literatura, foi avaliado com relação ao seu impacto sobre os algoritmos de proteção. A topologia e os parâmetros do TPC avaliado estão disponíveis em IEEE Power System Relaying Committee 1234 (2004) e são também apresentados em Apêndice.

Para obter a resposta em frequência de módulo e fase do TPC analisado, utilizou-se a rotina *Frequency Scan* do ATP. Essa rotina faz uso de repetições de solução fasorial de regime permanente da função de transferência a partir do incremento automático da frequência de fontes senoidais (LEUVEN, 1987). A faixa de frequência utilizada foi de

10 Hz a 10 kHz.

A resposta em frequência do módulo e fase obtida para o TPC avaliado é ilustrada na Figura 14. Para que fosse possível realizar comparações entre a resposta em frequência do TPC com a tensão no seu primário, a resposta foi normalizada para valores em por unidade (p.u.).

Figura 14 – Resposta em frequência do TPC: (a) Módulo; (b) Fase.



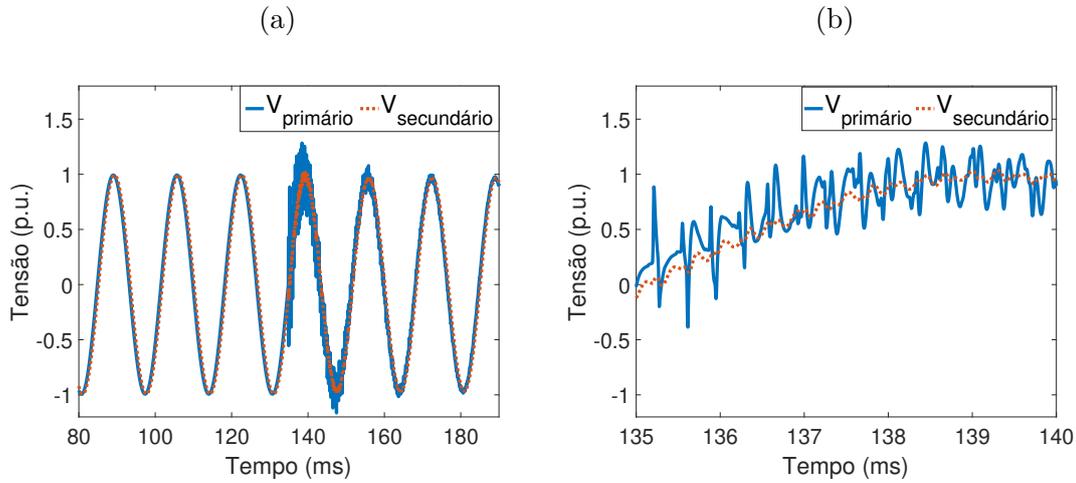
Fonte: autoria própria.

Analisando a resposta obtida na Figura 14a, é possível concluir que quando operando na frequência fundamental (60 Hz), o módulo da tensão no secundário do transformador é uma reprodução fiel e bastante exata da tensão no primário. No entanto, para frequências diferentes da fundamental, não se verifica a mesma fidelidade, pois há uma grande atenuação da tensão. Conseqüentemente, caso ocorram desvios, em especial os que são consideravelmente pequenos, na tensão do primário ocasionados por distúrbios no SEP, os mesmos não serão observados no secundário do transformador. Desse modo, a operação dos TPC durante o transitório pode comprometer a medição realizada pelos instrumentos alimentados pelo transformador, afetando seus algoritmos e conseqüentemente a atuação de tais instrumentos. Com relação a fase, mesmo operando em 60 Hz verifica-se uma pequena defasagem entre os sinais.

A fim de representar no domínio do tempo a resposta transitória do TPC analisado durante uma falta, foram traçados os sinais de tensão do primário e do secundário na Figura 15 para o caso de uma falta monofásica (fase A para terra) ocorrida a 40 km do ponto de medição considerando o sistema-teste.

Analisando a Figura 15, observa-se que durante a falta, a tensão no secundário do TPC não representa uma réplica fiel da tensão no seu primário. Fica evidente a atenuação que ocorre nos sinais de alta frequência da tensão. Esse fato pode ser explicado pela resposta em frequência que apresenta atenuação significativa para altas frequências,

Figura 15 – Sinais de tensão no primário e secundário do TPC durante uma falta monofásica: (a) Período avaliado; (b) Momento da falta.



Fonte: autoria própria.

conforme ilustrado na Figura 14a. Esse sinal distorcido acarreta no cálculo incoerente dos fasores em relação aos fasores ideais.

5.2 Filtros *Anti-aliasing* Avaliados

No total, três filtros *anti-aliasing* foram avaliados nessa pesquisa: dois filtros Butterworth, sendo um de segunda e um de terceira ordem, e um filtro Chebyshev de terceira ordem.

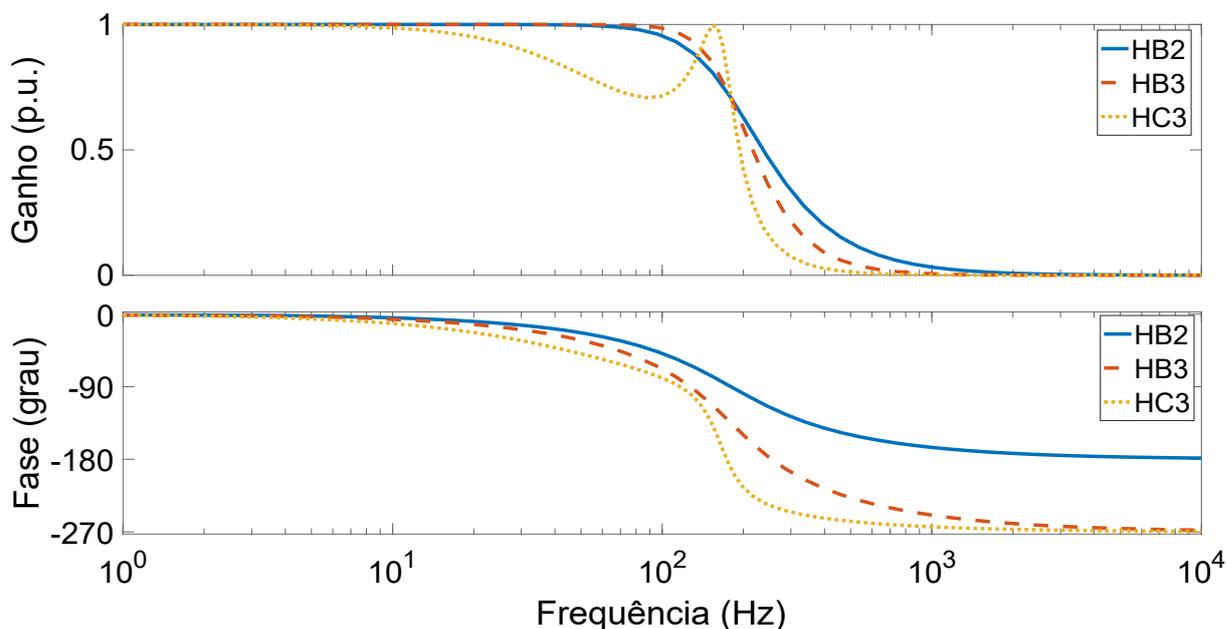
Para os cálculos dos algoritmos de estimação fasorial avaliados, utilizou-se uma frequência de amostragem f_s de 960 Hz. Portanto, a frequência de corte dos filtros *anti-aliasing* pode assumir um valor máximo de $f_s/2$ (480 Hz), de modo a obedecer ao teorema da amostragem. A frequência de corte adotada foi de 180 Hz. As respostas em frequência de módulo e fase são apresentadas na Figura 16. As funções de transferência dos filtros Butterworth de segunda (HB2) e terceira (HB3) ordens e de Chebyshev de terceira ordem (HC3) estão descritas nas Equações 5.1, 5.2 e 5.3, respectivamente.

$$HB2 = \frac{1,279 \cdot 10^6}{s^2 + 1599s + 1,279 \cdot 10^6}, \quad (5.1)$$

$$HB3 = \frac{1,447 \cdot 10^9}{s^3 + 2262s^2 + 2,558 \cdot 10^6s + 1,447 \cdot 10^9}, \quad (5.2)$$

$$HC3 = \frac{3,625 \cdot 10^8}{s^3 + 675,5s^2 + 1,187 \cdot 10^6s + 3,625 \cdot 10^8}. \quad (5.3)$$

Figura 16 – Resposta em frequência dos filtros Butterworth e Chebyshev.



Fonte: autoria própria.

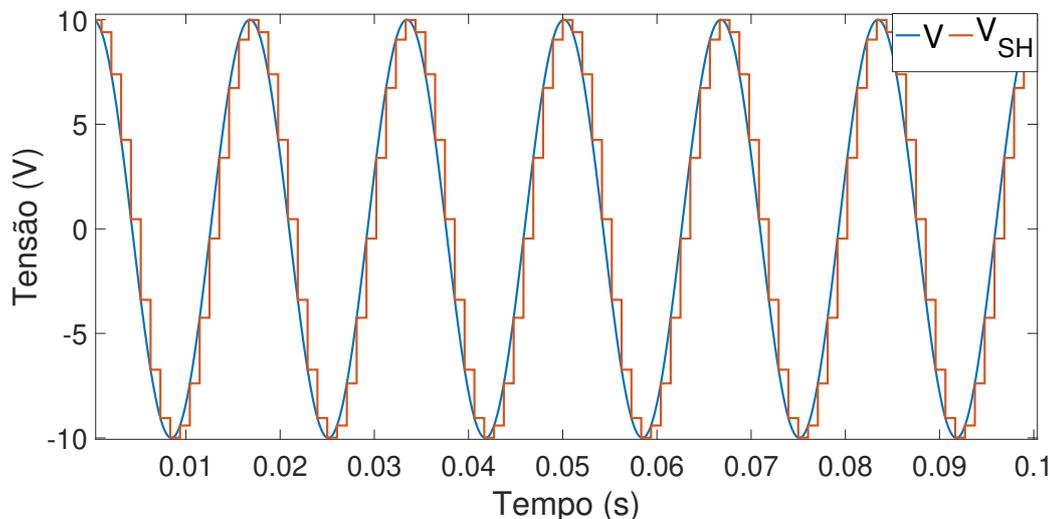
5.3 Conversores A/D

Os sinais provenientes do ATP (onde o passo de cálculo adotado foi de $5\mu s$) são reamostrados para uma taxa de 16 amostras por ciclo pelo *sample and hold*. A redução da taxa de amostragem sem a necessidade de converter a sequência de tempo discreto para o tempo contínuo e depois refazer a amostragem, é denominada decimação ou compressão no domínio do tempo (HAYKIN; VEEN, 2001). O processo de amostragem e retenção é ilustrado na Figura 17. Um sinal de tensão V com amplitude de 10 V é amostrado e retido (sinal V_{SH}).

Na Figura 18 é ilustrada a quantização das amostras retidas pelo circuito *sample and hold* para dois níveis diferentes de resolução, 4 (V_{4b}) e 8 (V_{8b}) bits. Como dito anteriormente, quanto maior o número de bits utilizado no projeto do conversor, menor será o erro introduzido durante a quantização. Esse fato é ilustrado na Figura 18, quando utilizou-se um conversor com 8 bits, os valores de tensão se aproximaram mais do sinal amostrado pelo *sample and hold* quando comparados com os valores obtidos para um conversor com 4 bits. Neste trabalho, avaliou-se o impacto que três diferentes resoluções (8, 16 e 32 bits, valores comumente utilizados nos relés de distância) do conversor A/D tem sobre os algoritmos de proteção de distância e localização de faltas baseados em componentes fundamentais.

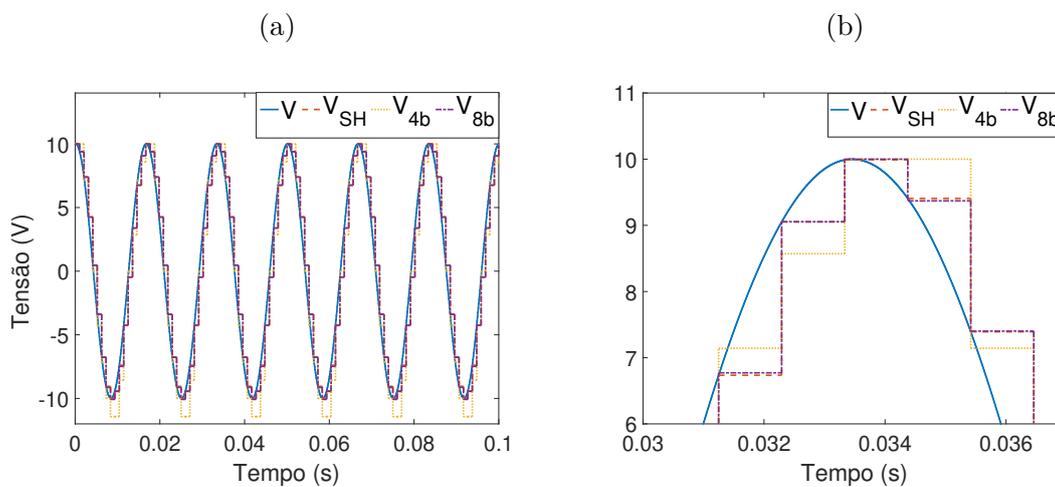
Vale ressaltar que o erro avaliado introduzido pelo processo de conversão A/D neste trabalho, foi o erro de quantização. Não se levou em consideração o erro causado devido à quantidade de amostras por ciclo utilizada. Foram utilizadas 16 amostras por ciclo

Figura 17 – Processo de amostragem de um sinal de tensão.



Fonte: autoria própria.

Figura 18 – Quantização das amostras retidas pelo circuito *sample and hold*: (a) Sinais avaliados; (b) Enquadramento dos sinais avaliados no intervalo de 0,030 a 0,037s.



Fonte: autoria própria.

(quantidade mais comum de amostras utilizadas na literatura para esse tipo de análise) em todas as simulações. No entanto, existem relés mais robustos capazes de extrair, por exemplo, 256 amostras por ciclo, o que conseqüentemente reduziria os erros causados pela etapa de amostragem do sinal, levando em consideração que o sinal digital se aproximaria ainda mais do sinal analógico amostrado.

Para a simulação do sistema, utilizou-se uma rotina no ATP de modo que fosse possível realizar alterações nos parâmetros para os diferentes casos de falta e ao final da simulação fossem obtidos os referentes valores de tensão e corrente, antes e após a

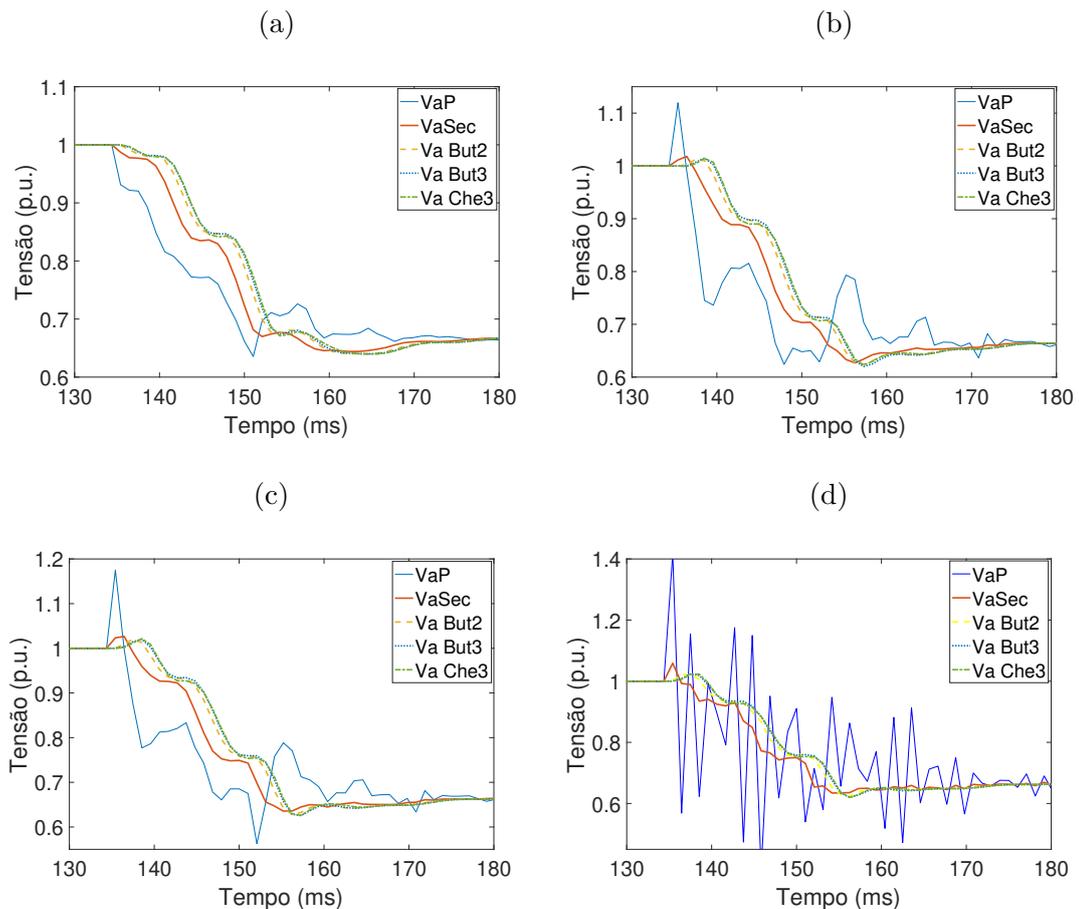
ocorrência da falta. A modelagem do relé de distância (transformadores auxiliares, filtros *anti-aliasing*, circuito *sample and hold* e conversor A/D) e a programação dos algoritmos de estimação fasorial juntamente com os algoritmos de proteção foram feitas utilizando o MATLAB®. A partir dos dados obtidos da simulação do sistema no ATP, os fasores de tensão e corrente foram calculados para os quatro algoritmos de estimação fasorial empregados e utilizados nos algoritmos de proteção avaliados. Foram utilizadas 16 amostras para a janela de dados para os métodos de estimação fasorial.

Dado que comumente é reportado que o TC apresenta uma resposta em frequência aproximadamente plana ao longo de um grande espectro de frequência e praticamente não afeta o desempenho de funções de proteção, a não ser em casos de saturação, considerou-se, neste trabalho, um modelo de TC ideal durante as análises (NAODOVIC, 2005; REIS; NEVES; FERNANDES JR., 2018).

6 ANÁLISE E RESULTADOS

Inicialmente, fez-se uma análise da influência de cada parte do sistema de aquisição de dados sobre os algoritmos de estimação fasorial. Essa análise é importante, pois os fasores resultantes são utilizados como dados de entrada nos algoritmos de proteção baseados em impedância. Primeiro, a fim de ilustrar em um primeiro caso (caso 1) o efeito da resposta transitória do conjunto TPC+filtro *anti-aliasing*, durante uma falta, na Figura 19 são representados os fasores de tensão considerando como dados de entrada os sinais de tensão no primário (VaP, sinal considerado de referência), no secundário (VaSec), na saída do filtro Butterworth de segunda (Va But2) e terceira (Va But3) ordem e do filtro Chebyshev (Va Che3). Foi simulada uma falta monofásica no sistema-teste, à 40 km do ponto de medição, com ângulo de incidência de 30° e resistência de falta de 10Ω .

Figura 19 – Fasores estimados utilizando os sinais do caso 1: (a) FCDFT; (b) FCDFT +MIMICO; (c) COSMOD; (d) GUO.



Mediante análise dos gráficos obtidos na Figura 19, observa-se que os fasores são idênticos antes da ocorrência do curto-circuito, o que não se repete durante a falta. Para

os quatro métodos de estimação utilizados, verificou-se que os fasores mais distorcidos foram obtidos quando utilizaram-se os sinais capturados diretamente do circuito primário do TPC. Isso se deve ao fato de que durante a ocorrência do distúrbio, os transitórios são bastante severos, fazendo com que componentes de alta frequência apareçam no sinal de tensão e, portanto, dificultando a extração da componente fundamental para ser utilizada na estimação fasorial. Uma vez que o TPC avaliado possui uma resposta em frequência que atenua componentes de alta frequência, o sinal de tensão no seu secundário apresenta menos distorções e conseqüentemente, fasores menos distorcidos.

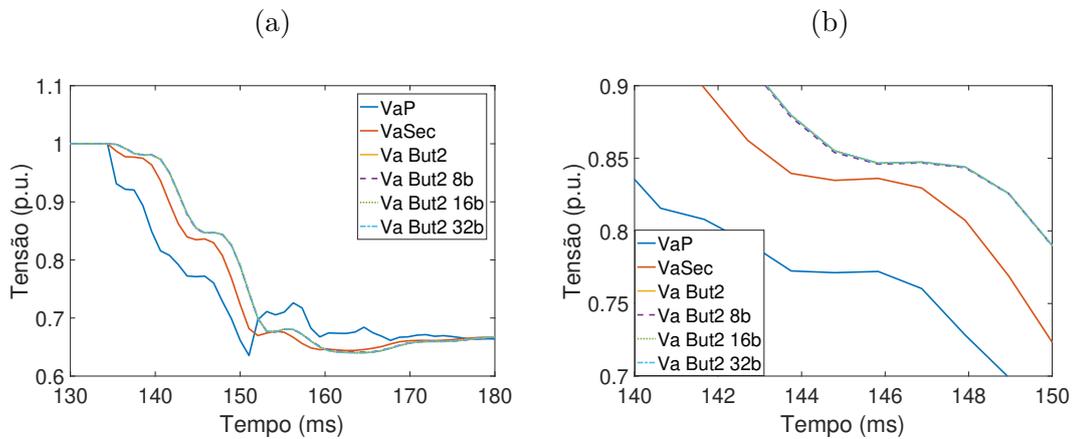
Para os fasores calculados utilizando os sinais de saída dos filtros, observou-se uma melhoria em relação à distorção dos fasores calculados com a tensão no secundário, pois a baixa frequência de corte adotada no projeto desses filtros eliminou ainda mais componentes com frequências superiores à frequência fundamental. No entanto, o uso desses filtros causa um atraso nos fasores, o qual é maior e mais evidente nos fasores estimados utilizando os dois filtros de terceira ordem.

Com relação aos métodos de estimação fasorial nota-se que todos tiveram desempenhos satisfatório, uma vez que todos convergem para o valor final em amplitude. Verificou-se o método de GUO como o mais sensível à presença dos transitórios causados pela falta (considerando os sinais do circuito primário), pois apresentou oscilações bruscas, tanto com relação ao pico quanto à frequência, e foi o que demorou mais a estabilizar em um valor, enquanto que os métodos FCDFT, FCDFT+MIMICO e COSMOD apresentaram curvas mais suaves e os dois últimos obtiveram traçados semelhantes. No entanto, após a filtragem do conjunto TPC+filtro *anti-aliasing* as curvas passam a ser similares para todos os métodos de estimação fasorial.

A seguir, com o intuito de mostrar o efeito do conversor A/D na estimação fasorial, são apresentados na Figura 20 os fasores de tensão obtidos utilizando os sinais do circuito primário (VaP), secundário (VaSec), secundário filtrado pelo filtro Butterworth de segunda ordem e os sinais de saída do conversor A/D considerando as três diferentes resoluções (Va But2 8b, para o conversor com 8 bits; Va But2 16b, para o conversor com 16 bits e Va But2 32b, para o conversor com 32 bits) após a filtragem pelo mesmo filtro (sinais considerados para o caso 2). Considerou-se para esse caso a mesma falta utilizada anteriormente, porém, com o uso apenas do método de estimação fasorial FCDFT, a fim de diminuir o número de gráficos apresentados, uma vez que o objetivo é apenas mostrar as diferenças nas curvas dos fasores para cada resolução do conversor.

Analisando os fasores estimados na Figura 20, é possível observar que para um conversor com uma palavra digital de 8 bits, os fasores se distanciam um pouco dos fasores estimados utilizando o sinal filtrado. Essa disparidade é devido ao erro de quantização inerente do processo de conversão A/D. Como mostrado no decorrer do presente trabalho, o erro inserido durante o processo de quantização é inversamente proporcional à quanti-

Figura 20 – Fasores estimados utilizando os sinais do caso 2: (a) Sinais avaliados; (b) Enquadramento dos sinais.



dade de bits utilizada no projeto do conversor A/D. Portanto, os fasores Va But2 16b e Va But2 32b possuem valores mais próximos aos calculados utilizando os dados de saída do filtro. Adicionalmente, as curvas com fasores calculados com os dados dos conversores com 16 e 32 bits são praticamente sobrepostas.

6.1 Resultados Obtidos para a Localização de Faltas

Diversos cenários de falta foram simulados no ATP no SEP de 230 kV descrito no Capítulo 5 (ver Figura 13). Em cada simulação, os parâmetros de falta (tipo de falta, local, ângulo de incidência e resistência) são variados, sendo os erros relativos calculados considerando como dados de entrada os sinais do circuito primário, os sinais do circuito secundário, os sinais do secundário filtrados e os sinais amostrados pelo conversor A/D. Apesar de a utilização das grandezas medidas no circuito primário não ser possível em situações práticas, sua análise é realizada para fins comparativos, uma vez que esses sinais são considerados como sendo de referência. Os erros são calculados de acordo com a Equação 6.1.

$$\epsilon(\%) = \frac{|d - d'|}{L} \cdot 100, \quad (6.1)$$

sendo d e d' os pontos de falta real e estimado, respectivamente.

No total, foram simulados 50 cenários de falta realizando algumas combinações dos parâmetros de falta apresentados na Tabela 10. As resistências de falta para as análises foram escolhidas como segue:

- Nos casos de faltas entre fases, as resistências são pequenas, normalmente, aproximadamente $0,5 \Omega$ (BLACKBURN; DOMIN, 2006);

- Em faltas envolvendo a terra, os valores podem ser maiores que 10 Ω . Sendo que em alguns cenários, tais valores podem aumentar, como quando árvores encostam nos cabos, os valores da resistência podem ser da ordem de 50 Ω a 100 Ω (PEREIRA, 2004). Quando condutores entram em contato com terrenos de alta resistividade ou mesmo em queimadas, a resistência é da ordem de 15 Ω a 40 Ω (PEREIRA, 2004).

Foram calculados a média (μ_ϵ) e o desvio padrão (σ_ϵ) dos erros calculados para os dois algoritmos de localização de faltas avaliados considerando os diferentes sinais de entrada. Os resultados para os métodos de estimação fasorial FCDFT, FCDFT+MIMICO, COSMOD e GUO estão apresentados nas Tabelas 11, 12, 13 e 14, respectivamente.

Tabela 10 – Parâmetros das simulações de falta no ATP.

Parâmetros de falta	Valor
Tipo de falta	AT, AB, BCT, ABC
Local de falta (km)	10, 100, 190
Ângulo de incidência ($^\circ$)	0, 45, 90, 180
Resistência de falta (Ω)	1, 20, 50, 100
Resistência entre fases (Ω)	0,5 e 1,0

Tabela 11 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial FCDFT.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal		Algoritmo de dois Terminais	
	Erros Relativos (%)		Erros Relativos (%)	
	μ_ϵ	σ_ϵ	μ_ϵ	σ_ϵ
Primário	3,947	8,294	0,419	0,456
Secundário	4,975	12,653	0,443	0,323
Filtro But2	4,991	12,639	0,448	0,324
Filtro But2 + A/D 8b	5,036	12,611	0,454	0,306
Filtro But2 + A/D 16b	4,991	12,639	0,448	0,324
Filtro But2 + A/D 32b	4,991	12,639	0,448	0,324
Filtro But3	4,968	12,649	0,448	0,324
Filtro But3 + A/D 8b	4,993	12,603	0,482	0,320
Filtro But3 + A/D 16b	4,968	12,649	0,448	0,325
Filtro But3 + A/D 32b	4,968	12,649	0,448	0,324
Filtro Che3	5,028	12,624	0,459	0,329
Filtro Che3 + A/D 8b	5,060	12,557	0,471	0,312
Filtro Che3 + A/D 16b	5,028	12,624	0,459	0,329
Filtro Che3 + A/D 32b	5,028	12,624	0,459	0,329

Fonte: autoria própria.

Tabela 12 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial FCDFT +MIMICO.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal		Algoritmo de dois Terminais	
	Erros Relativos (%)		Erros Relativos (%)	
	μ_ϵ	σ_ϵ	μ_ϵ	σ_ϵ
Primário	3,797	8,094	0,367	0,413
Secundário	4,923	12,589	0,368	0,334
Filtro But2	4,906	12,690	0,367	0,326
Filtro But2 + A/D 8b	4,916	12,650	0,372	0,327
Filtro But2 + A/D 16b	4,906	12,690	0,367	0,326
Filtro But2 + A/D 32b	4,906	12,690	0,367	0,327
Filtro But3	4,910	12,690	0,372	0,325
Filtro But3 + A/D 8b	4,916	12,675	0,377	0,320
Filtro But3 + A/D 16b	4,910	12,690	0,372	0,324
Filtro But3 + A/D 32b	4,910	12,690	0,372	0,324
Filtro Che3	4,913	12,690	0,388	0,325
Filtro Che3 + A/D 8b	4,937	12,631	0,402	0,320
Filtro Che3 + A/D 16b	4,913	12,690	0,388	0,325
Filtro Che3 + A/D 32b	4,913	12,690	0,388	0,325

Fonte: autoria própria.

Tabela 13 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial COSMOD.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal		Algoritmo de dois Terminais	
	Erros Relativos (%)		Erros Relativos (%)	
	μ_ϵ	σ_ϵ	μ_ϵ	σ_ϵ
Primário	3,673	8,071	0,369	0,417
Secundário	4,983	12,552	0,372	0,333
Filtro But2	4,937	12,663	0,369	0,326
Filtro But2 + A/D 8b	5,021	12,599	0,376	0,327
Filtro But2 + A/D 16b	4,937	12,663	0,369	0,326
Filtro But2 + A/D 32b	4,937	12,663	0,369	0,326
Filtro But3	4,945	12,665	0,369	0,327
Filtro But3 + A/D 8b	5,039	12,630	0,394	0,328
Filtro But3 + A/D 16b	4,945	12,665	0,369	0,327
Filtro But3 + A/D 32b	4,945	12,665	0,369	0,327
Filtro Che3	4,965	12,659	0,374	0,324
Filtro Che3 + A/D 8b	5,041	12,580	0,380	0,319
Filtro Che3 + A/D 16b	4,965	12,659	0,375	0,324
Filtro Che3 + A/D 32b	4,965	12,659	0,374	0,324

Fonte: autoria própria.

Tabela 14 – Erros dos dois algoritmos de localização de faltas para os diferentes sinais de entrada utilizando o método de estimação fasorial GUO.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal		Algoritmo de dois Terminais	
	Erros Relativos (%)		Erros Relativos (%)	
	μ_ϵ	σ_ϵ	μ_ϵ	σ_ϵ
Primário	6,670	9,436	0,446	0,476
Secundário	5,688	12,775	0,454	0,409
Filtro But2	4,989	12,633	0,368	0,328
Filtro But2 + A/D 8b	5,003	12,280	0,373	0,329
Filtro But2 + A/D 16b	4,989	12,632	0,368	0,328
Filtro But2 + A/D 32b	4,989	12,633	0,368	0,328
Filtro But3	4,983	12,652	0,366	0,329
Filtro But3 + A/D 8b	5,109	12,603	0,390	0,331
Filtro But3 + A/D 16b	4,983	12,652	0,366	0,329
Filtro But3 + A/D 32b	4,983	12,652	0,366	0,329
Filtro Che3	5,000	12,656	0,372	0,327
Filtro Che3 + A/D 8b	5,090	12,503	0,376	0,322
Filtro Che3 + A/D 16b	5,000	12,655	0,372	0,327
Filtro Che3 + A/D 32b	5,000	12,656	0,372	0,327

Fonte: autoria própria.

Analisando os resultados obtidos nas Tabelas 11, 12, 13 e 14, observa-se que para todos os quatro métodos de estimação fasorial, o método de dois terminais apresentou os melhores resultados (menores erros), comprovando assim sua maior robustez, confiabilidade e precisão. Esse resultado é esperado, visto que mais informações a respeito do SEP são utilizadas como dados de entrada desses algoritmos. Os erros obtidos quando foram utilizados os sinais do circuito primário, no geral, foram os menores. Esses sinais não sofrem atenuações e atrasos ocasionados pela resposta transitória dos TPC e filtros *anti-aliasing*, e por isso são considerados como dados de referência aqui.

Os erros encontrados quando foram utilizados os dados do secundário do TPC foram mais elevados, quando comparados com os erros obtidos utilizando os sinais de referência. No entanto, os erros foram relativamente baixos, especialmente para o algoritmo de dois terminais. Isso é explicado pelo fato de esse TPC ser do tipo que atenua as componentes de alta frequência (ver Figura 14), o que facilita a tarefa do algoritmo de estimação fasorial em obter a componente fundamental do sinal, o que não ocorre nos casos em que a resposta do TPC amplifica as altas frequências, ocasionando erros maiores, como mostrado em Reis, Neves e Fernandes Jr. (2018).

Em relação aos erros calculados, quando se consideraram os sinais secundários filtrados, verifica-se na maioria dos casos, uma melhoria quando comparando os mesmos

com os erros obtidos utilizando os sinais do secundário. Nesse caso, isso ocorreu devido à filtragem das componentes de frequência acima da frequência de corte adotada.

Dentre os filtros avaliados, o filtro Butterworth de terceira ordem apresentou os melhores resultados em praticamente todos os casos simulados. O que aconteceu devido a esse filtro ser mais próximo do filtro ideal em comparação ao filtro Butterworth de segunda ordem e não apresentar oscilações na banda de passagem como o filtro Chebyshev de terceira ordem. Portanto, dentre os filtros estudados, o filtro Butterworth de terceira ordem pode ser considerado o mais indicado para os métodos de localização de faltas baseados em impedância. Entretanto, ressalta-se que o desempenho do filtro Butterworth de segunda ordem foi semelhante ao de terceira ordem. Já o filtro Chebyshev obteve os piores desempenhos em todos os casos, tendo inclusive em alguns casos, erros maiores do que os erros obtidos utilizando os sinais do secundário do TPC.

Quanto aos resultados obtidos utilizando os sinais digitalizados pelo conversor A/D, o melhor desempenho foi verificado quando o conversor A/D foi projetado com uma palavra digital de 32 bits, tendo em vista que os erros encontrados foram exatamente iguais aos erros quando se utilizou o sinal de saída dos filtros *anti-aliasing*. O desempenho do conversor com 16 bits foi praticamente idêntico ao do conversor com 32 bits, enquanto que o uso do conversor com 8 bits promoveu erros um pouco mais elevados. Esses resultados eram esperados, dado que como mencionado anteriormente, o erro introduzido pelo conversor, durante o processo de quantização, é inversamente proporcional ao tamanho da palavra digital do conversor.

No entanto, apesar dos erros obtidos com resoluções maiores (menos bits) terem sido mais elevados, a diferença dos erros não é relevante a ponto de justificar maiores investimentos em conversores com maior taxa de amostragem para serem empregados nos algoritmos de localização de falta baseado em componentes fundamentais.

Portanto, conclui-se que, em termos de custo-benefício, os melhores resultados foram verificados para o conversor com 16 bits, pois neste caso os erros foram relativamente melhores do que quando utilizado o conversor com 8 bits, enquanto que foram praticamente idênticos (em algumas ocasiões foram exatamente iguais) aos erros empregando o conversor com 32 bits. Portanto, para os algoritmos avaliados, o valor de 16 bits mostrou ser um ponto de saturação na relação *resolução x erro*, tendo em vista que o aumento no tamanho da palavra digital para 32 bits não resultou em melhoria significativa dos resultados.

No que tange a performance dos métodos de estimação fasorial utilizados, os melhores resultados foram alcançados com o uso dos métodos FCDFT+MIMICO e COSMOD. Esse resultado é elucidado mediante análise das respostas em frequência desses métodos. Analisando as Figuras 3 e 4, mesmo havendo ganhos elevados para frequências mais altas e amplificação de frequências inter-harmônicas, é possível observar que a componente

DC de decaimento exponencial é praticamente eliminada e que todas as harmônicas são eliminadas.

O método FCDFT também elimina as harmônicas, porém, o mesmo não ocorre com a componente DC, o que acaba prejudicando a performance do algoritmo. Por outro lado, o método de GUO atenua a componente DC, no entanto, apresenta ganhos bastante elevados para frequências mais altas e não elimina a componente harmônica de ordem oito, e isso explica o motivo pelo qual a localização de faltas utilizando os sinais do primário juntamente com esse método ter sido a única com desempenho abaixo da localização de falta quando considerado os dados do secundário do TPC.

A seguir, é realizada uma análise acerca da influência do valor da resistência de falta sobre o desempenho dos métodos de localização de falta investigados. Os valores de impedância utilizados foram os mesmos dos casos reportados na análise anterior (1, 20, 50 e 100 Ω). Os resultados obtidos para cada um dos métodos de estimação fasorial e considerando os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta estão apresentados nas Tabelas 15, 16, 17 e 18.

Tabela 15 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método FCDFT.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal				Algoritmo de dois Terminais			
	Erros Relativos (%)				Erros Relativos (%)			
	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω
Primário	4,494	4,706	6,740	9,174	0,720	0,476	0,405	0,329
Secundário	4,131	6,871	10,510	15,151	0,424	0,396	0,364	0,327
Filtro But2	3,880	6,848	10,772	15,155	0,438	0,403	0,352	0,364
Filtro But2 + A/D 8b	3,943	6,989	10,775	15,180	0,473	0,428	0,361	0,393
Filtro But2 + A/D 16b	3,880	6,848	10,772	15,156	0,438	0,403	0,352	0,364
Filtro But2 + A/D 32b	3,880	6,848	10,772	15,155	0,438	0,403	0,352	0,364
Filtro But3	3,846	6,814	10,703	15,144	0,429	0,402	0,351	0,362
Filtro But3 + A/D 8b	3,934	6,928	10,753	15,160	0,459	0,454	0,392	0,431
Filtro But3 + A/D 16b	3,847	6,815	10,703	15,144	0,429	0,402	0,351	0,362
Filtro But3 + A/D 32b	3,846	6,814	10,703	15,144	0,429	0,402	0,351	0,362
Filtro Che3	3,953	6,868	10,820	15,181	0,458	0,419	0,364	0,379
Filtro Che3 + A/D 8b	4,003	6,945	10,860	15,198	0,463	0,457	0,383	0,407
Filtro Che3 + A/D 16b	3,953	6,868	10,820	15,181	0,458	0,419	0,365	0,379
Filtro Che3 + A/D 32b	3,953	6,868	10,820	15,181	0,458	0,419	0,364	0,379

Fonte: autoria própria.

Tabela 16 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método FCDFT+MIMICO.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal				Algoritmo de dois Terminais			
	Erros Relativos (%)				Erros Relativos (%)			
	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω
Primário	3,497	4,376	6,977	9,315	0,596	0,408	0,413	0,247
Secundário	3,703	6,830	10,692	15,248	0,289	0,283	0,276	0,240
Filtro But2	3,773	6,820	10,678	15,466	0,297	0,279	0,254	0,257
Filtro But2 + A/D 8b	3,810	6,874	10,726	15,473	0,333	0,281	0,255	0,325
Filtro But2 + A/D 16b	3,773	6,820	10,678	15,466	0,297	0,279	0,254	0,257
Filtro But2 + A/D 32b	3,773	6,820	10,678	15,466	0,297	0,279	0,254	0,257
Filtro But3	3,766	6,820	10,680	15,466	0,298	0,280	0,255	0,257
Filtro But3 + A/D 8b	3,839	6,845	10,738	15,531	0,332	0,285	0,258	0,322
Filtro But3 + A/D 16b	3,766	6,820	10,680	15,466	0,298	0,280	0,255	0,258
Filtro But3 + A/D 32b	3,766	6,820	10,680	15,466	0,298	0,280	0,255	0,257
Filtro Che3	3,772	6,821	10,688	15,471	0,306	0,287	0,261	0,265
Filtro Che3 + A/D 8b	3,854	6,886	10,697	15,498	0,317	0,304	0,281	0,298
Filtro Che3 + A/D 16b	3,773	6,821	10,688	15,471	0,307	0,287	0,262	0,265
Filtro Che3 + A/D 32b	3,772	6,821	10,688	15,471	0,306	0,288	0,261	0,265

Fonte: autoria própria.

Tabela 17 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método COSMOD.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal				Algoritmo de dois Terminais			
	Erros Relativos (%)				Erros Relativos (%)			
	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω
Primário	3,059	4,450	6,971	8,484	0,600	0,410	0,414	0,254
Secundário	3,670	6,851	10,783	15,442	0,290	0,284	0,277	0,267
Filtro But2	3,704	6,991	10,818	15,615	0,299	0,280	0,255	0,267
Filtro But2 + A/D 8b	3,734	7,004	10,916	15,675	0,345	0,303	0,256	0,309
Filtro But2 + A/D 16b	3,704	6,991	10,818	15,615	0,299	0,281	0,255	0,267
Filtro But2 + A/D 32b	3,704	6,991	10,818	15,615	0,299	0,280	0,255	0,267
Filtro But3	3,696	6,978	10,823	15,603	0,297	0,279	0,253	0,265
Filtro But3 + A/D 8b	3,724	7,053	10,864	15,620	0,344	0,307	0,256	0,320
Filtro But3 + A/D 16b	3,696	6,978	10,824	15,603	0,297	0,279	0,254	0,265
Filtro But3 + A/D 32b	3,696	6,978	10,823	15,603	0,297	0,279	0,253	0,265
Filtro Che3	3,718	7,024	10,835	15,638	0,307	0,289	0,263	0,276
Filtro Che3 + A/D 8b	3,731	7,075	10,873	15,699	0,319	0,306	0,282	0,313
Filtro Che3 + A/D 16b	3,718	7,024	10,835	15,639	0,308	0,289	0,263	0,276
Filtro Che3 + A/D 32b	3,718	7,024	10,835	15,638	0,307	0,289	0,263	0,276

Fonte: autoria própria.

Tabela 18 – Erros na localização de faltas para os diferentes sinais de entrada e valores de resistência de falta, utilizando o método GUO.

Dados de Entrada	Algoritmo de um Terminal				Algoritmo de dois Terminais			
	Erros Relativos (%)				Erros Relativos (%)			
	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω	1 Ω	20 Ω	50 Ω	100 Ω
Primário	5,400	5,365	7,691	11,443	0,652	0,460	0,487	0,622
Secundário	3,913	7,387	11,275	15,717	0,353	0,355	0,372	0,647
Filtro But2	3,707	6,973	10,797	15,490	0,298	0,278	0,253	0,256
Filtro But2 + A/D 8b	3,960	7,104	11,037	15,509	0,254	0,284	0,254	0,303
Filtro But2 + A/D 16b	3,707	6,973	10,797	15,491	0,297	0,278	0,253	0,256
Filtro But2 + A/D 32b	3,707	6,973	10,797	15,490	0,298	0,278	0,253	0,256
Filtro But3	3,698	6,937	10,797	15,310	0,289	0,269	0,253	0,261
Filtro But3 + A/D 8b	3,759	7,193	10,993	15,559	0,328	0,274	0,270	0,325
Filtro But3 + A/D 16b	3,699	6,937	10,796	15,311	0,289	0,280	0,253	0,261
Filtro But3 + A/D 32b	3,698	6,937	10,797	15,310	0,289	0,279	0,253	0,261
Filtro Che3	3,752	7,011	10,820	15,511	0,306	0,286	0,260	0,264
Filtro Che3 + A/D 8b	3,881	7,101	10,939	15,615	0,310	0,304	0,283	0,297
Filtro Che3 + A/D 16b	3,752	7,011	10,820	15,511	0,306	0,286	0,260	0,264
Filtro Che3 + A/D 32b	3,752	7,011	10,820	15,511	0,306	0,283	0,260	0,264

Fonte: autoria própria.

A partir dos resultados mostrados nas Tabelas 15, 16, 17 e 18, pode-se concluir que os erros obtidos considerando os sinais oriundos de cada uma das etapas do sistema de aquisição de dados mantiveram o mesmo padrão observado nos erros calculados na análise anterior. Os filtros Butterworth de terceira e segunda ordem tiveram os melhores desempenhos, com pequena vantagem para o filtro de terceira ordem, enquanto que o filtro Chebyshev obteve os piores resultados. O mesmo ocorreu para os erros utilizando os sinais digitalizados pelos conversores A/D, resultados melhores para o conversor com 32 bits e praticamente idênticos aos verificados para o conversor com 16 bits. Por outro lado, valores mais discrepantes para os erros obtidos utilizando o conversor com 8 bits.

Conclui-se também, que o método de dois terminais mostrou-se imune à variação dos valores de resistência de falta, pois as medições realizadas no terminal remoto têm como um de seus objetivos eliminar os erros causados por esse parâmetro da falta. Por outro lado, o valor de resistência de falta tem influência significativa no algoritmo de localização de faltas de um terminal, quanto maior o valor dessa resistência, maiores são os erros calculados. Esse fato pode ser explicado tomando como base a Equação 2.31, a qual possui três variáveis desconhecidas (d , Z_F e \hat{I}_F) e os métodos de um terminal são desenvolvidos de modo a eliminar as variáveis Z_F e \hat{I}_F .

No entanto, o método de Takagi não consegue eliminar completamente da influência dessas variáveis, pois o método parte do pressuposto de que as correntes \hat{I}_F e \hat{I}_R estão

em fase e que o termo $(Z_F \frac{\hat{I}_F}{I_R})$ passa a ser puramente real, não influenciando assim na estimação do local do distúrbio. O que acontece na realidade é que essas correntes não estão em fase, fazendo com que o termo $(Z_F \frac{\hat{I}_F}{I_R})$ da Equação 2.31 se torne uma impedância com caráter indutivo ou capacitivo, e quanto maior o valor da resistência de falta, maior será a influência da mesma no cálculo da impedância aparente e conseqüentemente na localização da falta.

6.2 Resultados Obtidos para a Proteção de Distância

Por fim, analisou-se a influência do sistema de aquisição de dados sobre a proteção de distância. Para isso, nove cenários de faltas foram simulados no sistema teste descrito no Capítulo 5. Os casos avaliados são apresentados na Tabela 19. O relé de distância foi programado com duas zonas de proteção, sendo a zona primária com alcance correspondendo a 80% e a segunda zona com alcance de 120% da LT. O estudo analisou a trajetória da impedância aparente para cada caso.

Tabela 19 – Casos de falta simulados.

Caso	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Tipo de falta	AT	AT	AT	AB	ABT	AT	AT	AT	AT
Local de falta (km)	80	190	164	164	164	164	164	164	164
Ângulo de incidência (°)	0	0	0	0	0	0	0	45	90
Resistência de falta (Ω)	10	10	10	10	10	1	5	10	10

fonte: autoria própria.

Inicialmente, foram analisados os três primeiros cenários de falta, de modo a verificar se houve atuação correta do algoritmo programado na zona de proteção correspondente. Para tanto, os três distúrbios possuem os mesmos parâmetros, variando apenas o local onde a mesma foi aplicada. A primeira falta foi aplicada dentro da primeira zona de proteção, a segunda falta foi aplicada na segunda zona de proteção e a terceira falta foi aplicada na segunda zona, porém, próxima ao limiar entre a primeira e segunda zona (em 82% do comprimento da linha).

A fim de reduzir o número de gráficos analisados nessa etapa, foram selecionados dois métodos de estimação fasorial. Foram escolhidos os métodos FCDF+MIMICO e COSMOD por terem apresentado os melhores resultados na etapa de localização de faltas. Outra consideração feita foi a de selecionar apenas o filtro com melhor desempenho na etapa passada, de modo a limitar o número de curvas traçadas em um só gráfico. Os resultados para os três cenários são apresentados nas Figuras 21, 22 e 23.

As grandezas presentes nos gráficos a seguir são:

- Primário: trajetória de impedância estimada utilizando os sinais do primário;
- Secundário: trajetória de impedância estimada utilizando os sinais do secundário;
- But3: trajetória de impedância estimada utilizando os sinais filtrados;
- But3 8b, But3 16b e But3 32b: trajetórias estimadas usando os sinais digitalizados pelos conversores com 8, 16 e 32 bits, respectivamente, após o processo de filtragem.

Nos gráficos apresentados a seguir, as curvas traçadas utilizando os dados filtrados foram separadas das curvas estimadas a partir dos sinais dos circuitos primário e secundário, pois esses dois últimos possuem componentes de alta frequência que fazem com que as curvas tenham um traçado caótico, o que prejudica a visualização das demais curvas.

Figura 21 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 1: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.

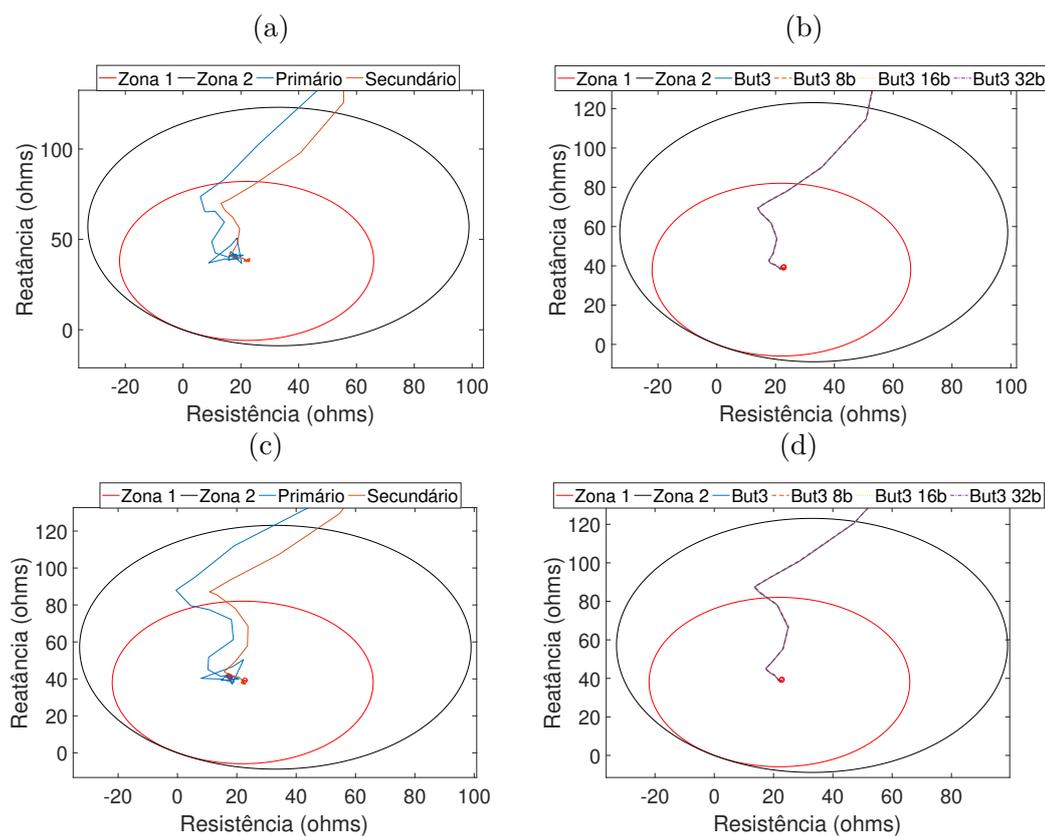


Figura 22 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 2: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.

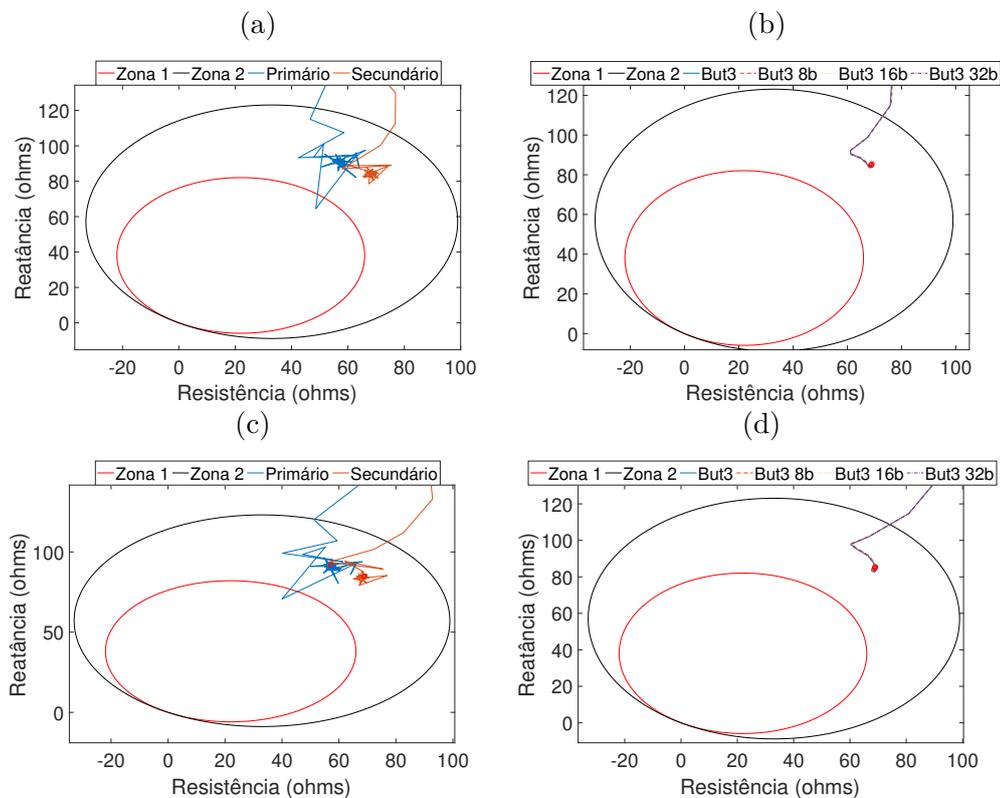
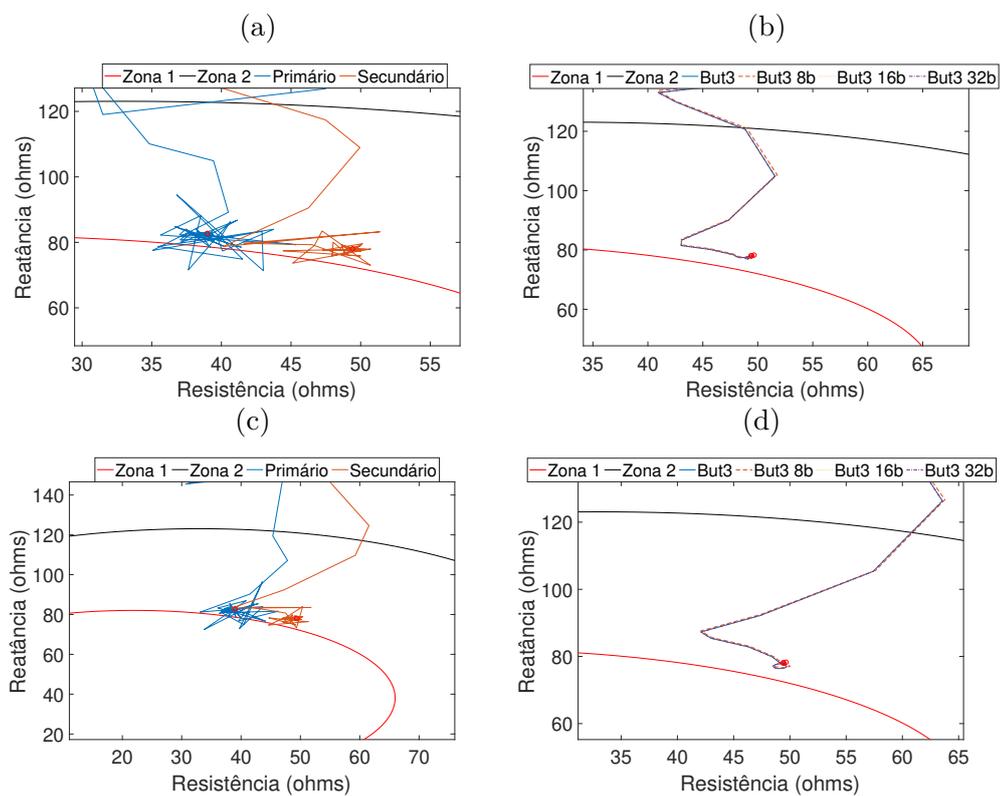


Figura 23 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 3: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.



Observa-se que nos três casos, a atuação ocorreu na zona correspondente considerando todos os sinais. Os sinais primários provocaram uma grande oscilação na trajetória antes da convergência para o ponto de falta. Como explicado anteriormente, esses sinais não passam por um processo de filtragem e possuem diversas componentes de alta frequência devido ao regime de falta e aos filtros inseridos nos dois métodos de estimação fasorial, a fim de eliminar a componente DC que amplificam essas componentes, promovendo assim grandes oscilações na trajetória da impedância.

Para as trajetórias de impedância traçadas utilizando os sinais do secundário, secundário filtrado e sinais digitalizados, as curvas tiveram um traçado mais suave e com menos oscilações, convergindo mais rapidamente para o ponto de falta estimado, apesar da presença de algumas oscilações quando considerados os sinais do secundário. Dessas curvas, a obtida utilizando o sinal secundário foi a que mais se distanciou das outras, enquanto que as outras curvas ficaram praticamente sobrepostas.

Observou-se também, que no caso em que a falta foi aplicada próxima ao limite entre as duas zonas de proteção, houve várias oscilações da trajetória entre as zonas, provando que essa região pode ser a mais sensível à variação de parâmetros de falta ou mesmo da influência do sistema de aquisição de dados. Tendo isso em vista, os outros casos foram simulados também a 164 km de distância do ponto de medição, com o objetivo de observar se a variação dos parâmetros iria resultar em má atuação do relé de distância.

Nos casos 4 e 5, a resistência de falta foi mantida, assim como os ângulos de incidência, e foram testados casos com dois tipos distintos de faltas. As trajetórias de impedância para esses dois casos estão ilustradas nas Figuras 24 e 25.

Constata-se que os transitórios oriundos desses novos cenários de curto-circuito foram mais severos, tendo em vista que as trajetórias obtidas utilizando os sinais do primário e do secundário oscilaram mais do que nos casos anteriores antes de convergir para o ponto de falta, além de terem entrado e saído mais vezes da primeira zona de proteção. Por outro lado, os sinais filtrados, mais uma vez convergiram mais rapidamente e tendo oscilado apenas uma vez entre as zonas de proteção. Vale ressaltar que nos dois casos, a curva que representa a trajetória estimada utilizando os dados de saída do conversor com 8 bits teve um traçado um pouco distante das demais curvas, tendo inclusive mantido o valor de impedância aparente visto pelo relé maior do que a impedância vista quando se utilizou os outros sinais. Esse fato fica mais evidente observando o ponto final de impedância estimada (representada por um círculo vermelho), uma vez que a impedância final estimada usando o sinal digitalizado pelo conversor de 8 bits é maior.

Figura 24 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 4: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.

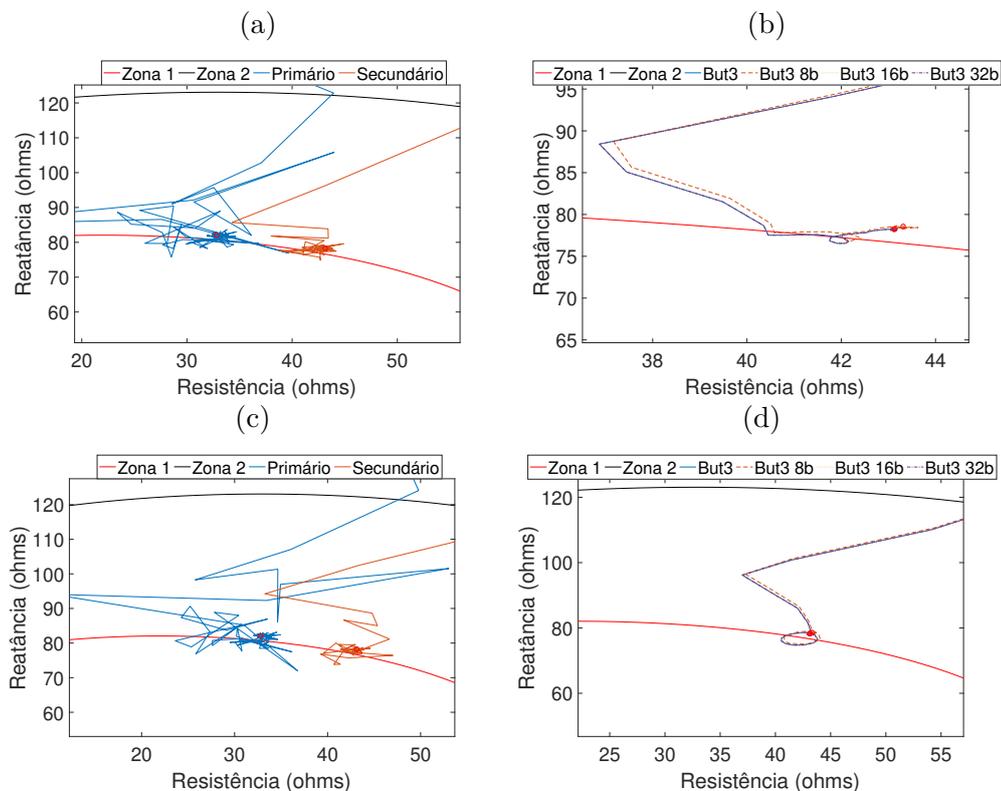
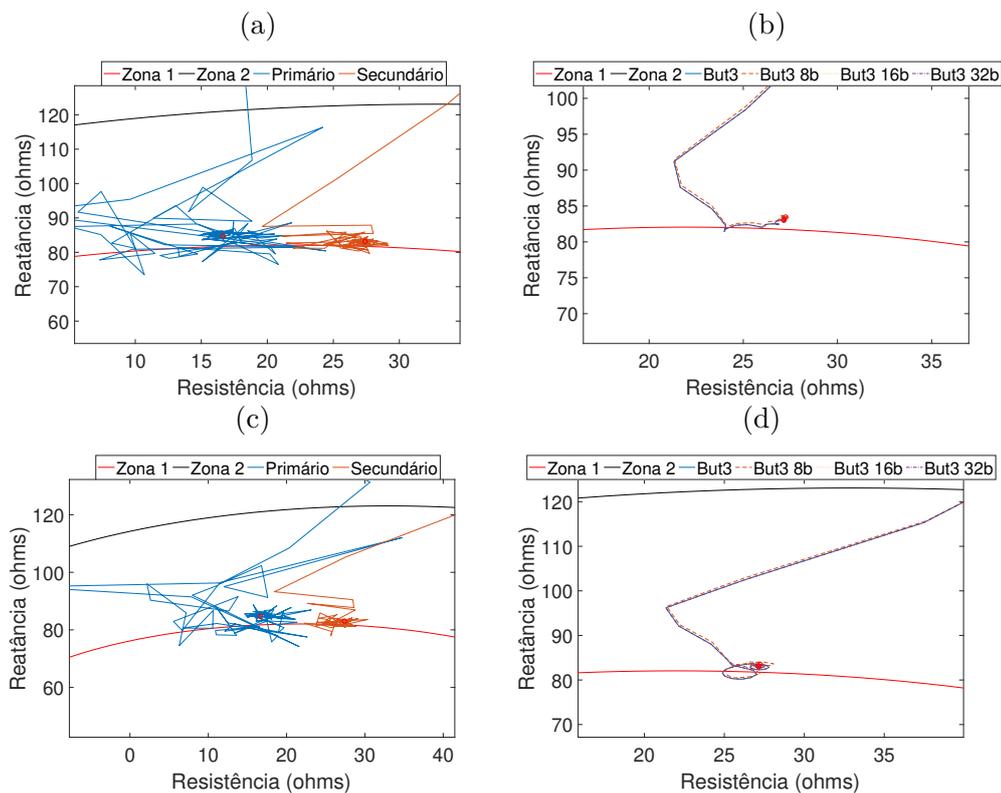
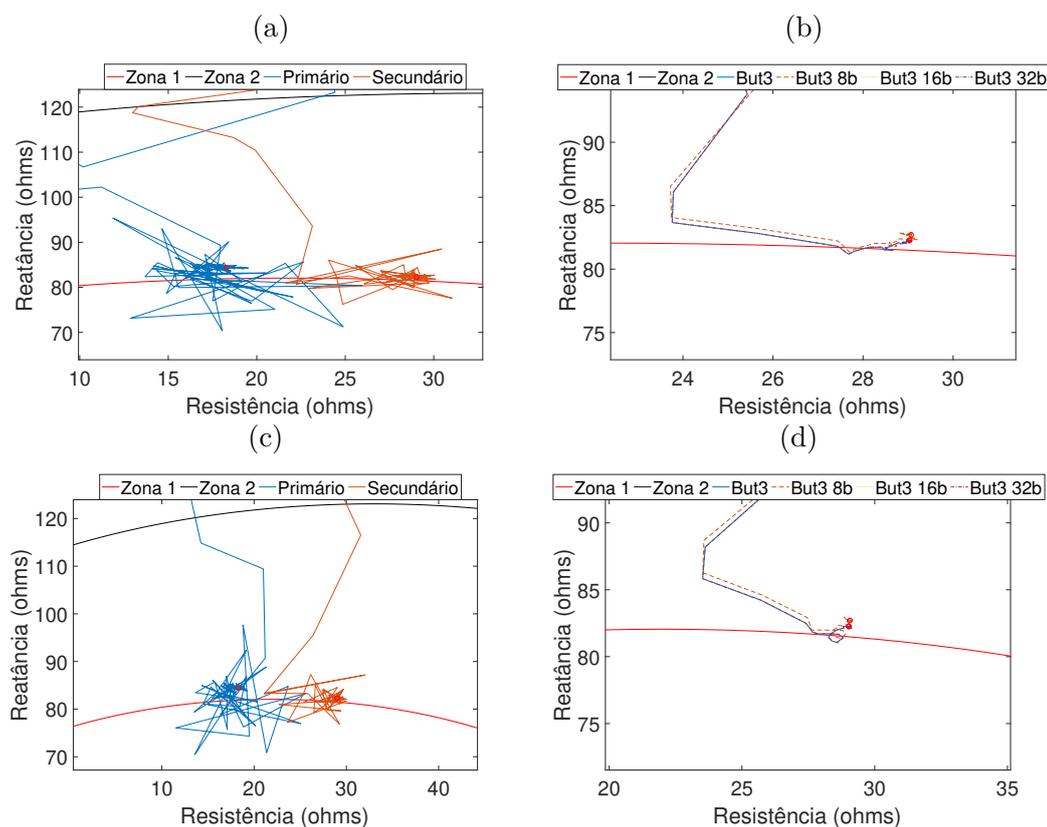


Figura 25 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 5: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.



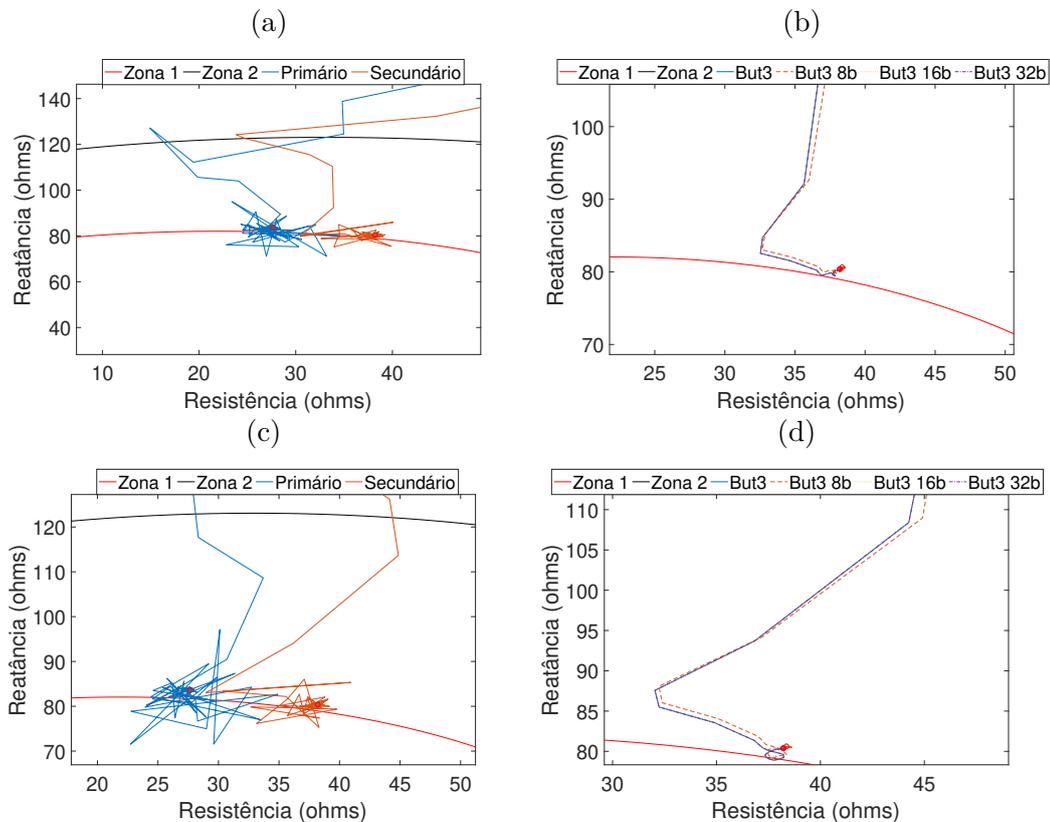
Em seguida, foram mantidos constantes o tipo de falta e ângulo de incidência da falta, variando apenas a resistência de falta, a fim de examinar a resposta do relé de distância frente a essa variação. As trajetórias referentes aos casos 6 e 7 são apresentadas nas Figuras 26 e 27.

Figura 26 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 6: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.



Novamente, as trajetórias estimadas usando os dados do primário e do secundário apresentaram muitas voltas antes de chegar ao ponto final e ficaram oscilando entre a primeira e segunda zona. Os outros sinais apresentaram poucas voltas antes de convergir para o ponto e final e entraram apenas uma vez na primeira zona. Novamente, a impedância vista pelo relé quando foi considerado o sinal digitalizado pelo conversor com 8 bits foi superior quando comparada com a impedância vista utilizando os outros sinais.

Figura 27 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 7: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.



Por fim, nos casos 8 e 9 foram mantidos constantes a resistência de falta e o tipo de falta, e variou-se o ângulo de incidência. As trajetórias estão ilustradas nas Figuras 28 e 29.

Observa-se que nesses casos, os transitórios são atenuados, especialmente no caso 9, pois o ângulo de incidência de 90° significa que o distúrbio foi aplicado próximo a passagem da tensão pelo zero. Em ambos os casos, a convergência para o ponto estimado do curto-circuito ocorre de modo mais rápido para todos os sinais, ressaltando que no caso 8 apenas a trajetória traçada a partir dos sinais do primário entra na zona primária, enquanto que no caso 9 as trajetórias estimadas usando método FCDFT+MIMICO não entram na primeira zona e as trajetórias obtidas a partir do método COSMOD entram e saem uma vez da primeira zona para os sinais primários e para os demais sinais as trajetórias entram e saem quase que instantaneamente da mesma.

Figura 28 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 8: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.

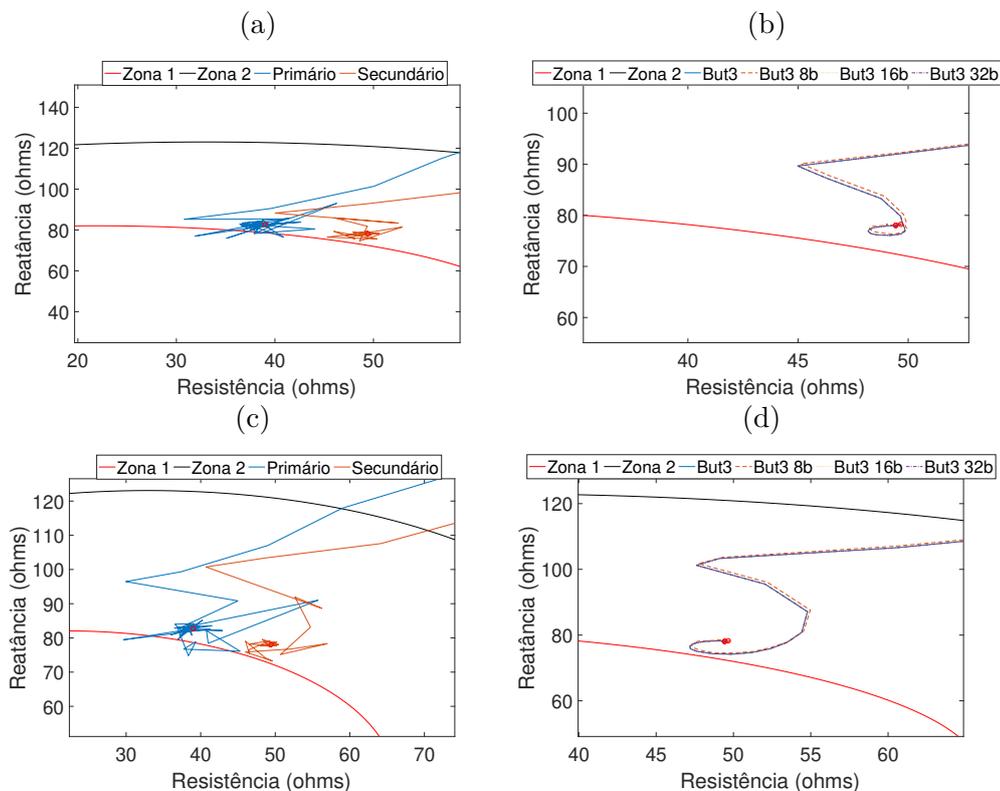
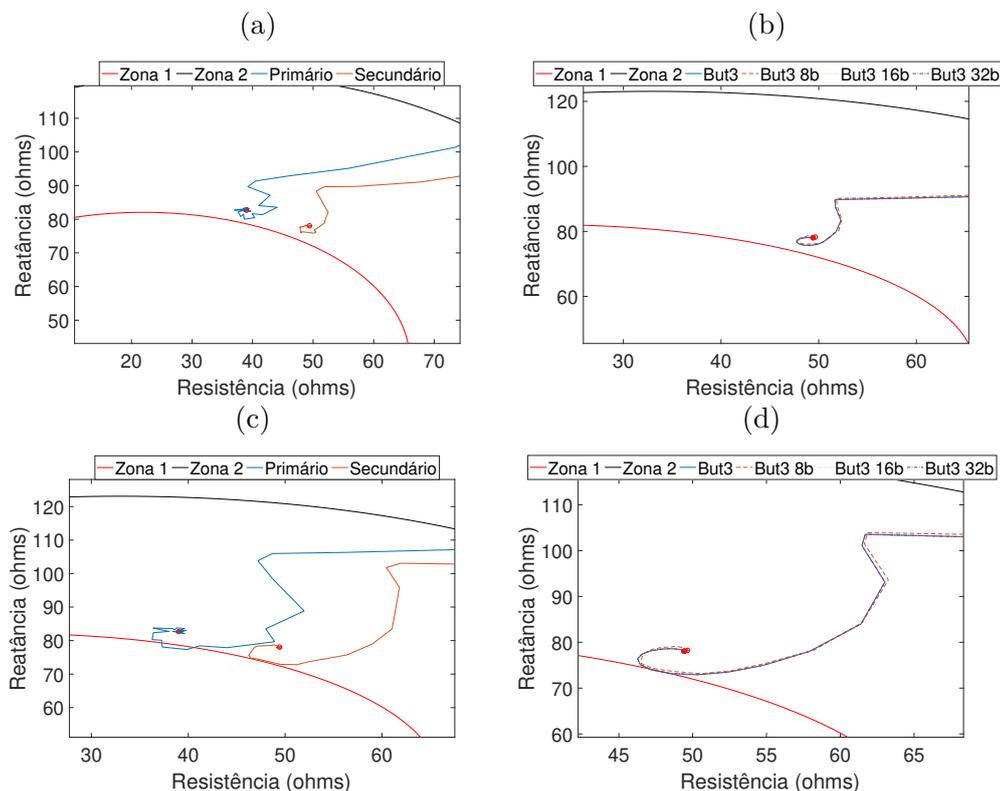


Figura 29 – Trajetória da impedância do relé de distância estimada para o caso 9: (a) FCDFT+MIMICO; (b) FCDFT+MIMICO; (c) COSMOD; (d) COSMOD.



Nas Tabelas 20 e 21 são apresentados os valores de impedância finais estimados para cada um dos sinais de entrada do relé de distância a partir da utilização dos métodos de estimação fasorial FCDFT+MIMICO e COSMOD, respectivamente.

Tabela 20 – Valores de impedância (Ω) aparente final considerando todos os sinais de entrada e utilizando o método de estimação fasorial FCDFT +MIMICO.

Sinais de entrada	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5	Caso 6	Caso 7	Caso 8	Caso 9
Primário	44,797	108,063	91,389	104,878	77,787	86,296	88,045	91,396	91,391
Secundário	45,260	109,163	92,343	105,998	78,771	87,196	88,970	92,356	92,348
Filtro But3	45,259	109,206	92,349	105,968	78,625	87,222	88,984	92,350	92,350
Filtro But3 + A/D 8b	45,476	109,832	92,644	106,401	78,902	87,654	89,271	92,644	92,644
Filtro But3 + A/D 16b	45,260	109,207	92,352	105,970	78,626	87,223	88,985	92,352	92,352
Filtro But3 + A/D 32b	45,259	109,206	92,349	105,968	78,625	87,222	88,984	92,350	92,350

fonte: autoria própria.

Tabela 21 – Valores de impedância (Ω) aparente final considerando todos os sinais de entrada e utilizando o método de estimação fasorial COSMOD.

Sinais de entrada	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5	Caso 6	Caso 7	Caso 8	Caso 9
Primário	44,795	108,040	91,397	104,853	77,742	86,353	88,067	91,401	91,391
Secundário	45,261	109,170	92,344	105,979	78,726	87,199	88,971	92,354	92,347
Filtro But3	45,259	109,206	92,349	105,967	78,622	87,222	88,984	92,350	92,351
Filtro But3 + A/D 8b	45,476	109,832	92,644	106,400	78,898	87,654	89,271	92,644	92,645
Filtro But3 + A/D 16b	45,260	109,207	92,352	105,969	78,623	87,223	88,985	92,352	92,353
Filtro But3 + A/D 32b	45,259	109,206	92,349	105,967	78,622	87,222	88,984	92,350	92,351

fonte: autoria própria.

Analisando os resultados, constata-se que os erros inseridos pelos conversores de 16 e 32 bits são mínimos, enquanto que o erro inserido pelo conversor de 8 bits foi maior. Isso pode ocasionar má atuação do relé de distância uma vez que o mesmo pode se tornar sub alcançado, podendo atuar em zona indevida ou até mesmo interferindo na coordenação entre os relés de distância.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi avaliada a influência do sistema de aquisição de dados sobre dois algoritmos de localização de faltas baseados em componentes fundamentais, de um e de dois terminais, e sobre a proteção de distância. O sistema de aquisição de dados avaliado foi constituído de: um TPC de 230 kV, reportado na literatura; três filtros *anti-aliasing* e três conversores A/D com tamanhos diferentes de palavras digitais em seus projetos. Para as análises, diversos cenários de falta foram simulados no ATP em um SEP de 230 kV fictício modelado com parâmetros reais. Para os algoritmos de localização de faltas, em cada cenário de curto-circuito, os parâmetros (tipo de falta, local, ângulo de incidência e resistência de falta) foram variados e os locais do distúrbio foram estimados utilizando como dados de entrada dos algoritmos, os sinais provenientes do circuito primário, secundário, secundário filtrado e os sinais digitalizados pelos conversores A/D. Ao final, os erros foram calculados considerando cada um dos sinais oriundos de cada parte do sistema de aquisição de dados. A fim de ter um estudo mais preciso e detalhado, foram utilizados quatro métodos de estimação fasorial bastante difundidos na literatura.

Verificou-se que o método de dois terminais apresentou erros menores que o método de um terminal, o que é esperado, visto que o mesmo dispõe de mais informações acerca do SEP. Os erros obtidos quando foram utilizados os dados do secundário do TPC foram mais elevados em relação aos erros obtidos utilizando os sinais do primário. A diferença, entretanto, não foi significativa, devido à capacidade desse TPC de atenuar as componentes de alta frequência, reduzindo assim os transitórios.

Com relação aos filtros *anti-aliasing* avaliados, constatou-se que o filtro Chebyshev de terceira ordem foi o que apresentou o pior desempenho devido às oscilações presentes ao longo da faixa de passagem. Os filtros Butterworth de segunda e terceira ordem apresentaram os melhores resultados, com ligeira vantagem para o filtro de terceira ordem. Portanto, pode-se concluir que para os algoritmos de localização de faltas baseados em componentes fundamentais, o filtro Butterworth de terceira ordem é o mais adequado.

Do ponto de vista do desempenho dos conversores A/D empregados, observaram-se que os menores erros foram obtidos quando se utilizou uma quantidade maior de bits no projeto, já que quanto maior a palavra digital do conversor, menor é o erro de quantização inserido. É importante destacar que mesmo utilizando um conversor com 8 bits, os erros não foram significativamente mais elevados.

Na realidade, os erros obtidos considerando o conversor com 16 e 32 bits foram praticamente iguais em todos os casos analisados e foram superiores aos resultados obtidos utilizando o conversor com 8 bits. Sendo assim, pode-se concluir que, levando em

consideração os fatores desempenho e custo, o conversor de 16 bits é o mais indicado para a aplicação avaliada. Verificou-se uma certa saturação em relação ao erro, quando se aumentou de 16 para 32 bits, o tamanho da palavra digital, indicando que essa diferença não justifica investimentos maiores em conversores mais robustos para esse tipo de algoritmo.

A partir da comparação dos resultados entre os algoritmos de estimação fasorial, os melhores resultados foram obtidos com o uso dos métodos FCDFT+MIMICO e COSMOD, devido aos mesmos conseguirem praticamente eliminar a componente DC de decaimento exponencial. Por outro lado, o método FCDFT não possui filtro para eliminar a componente DC, o que prejudica seu desempenho e o método de GUO amplifica bastante altas frequências e não elimina a harmônica de ordem oito.

Com relação à proteção de distância, nove casos de falta foram simulados no mesmo SEP de 230 kV, considerando o mesmo sistema de aquisição de dados. Porém, nessa análise foram utilizados os métodos de estimação fasorial FCDFT+MIMICO e COSMOD, e apenas o filtro de Butterworth de terceira ordem, tendo em vista que esses métodos e esse filtro foram os que obtiveram os melhores resultados na análise anterior.

A princípio, foram simuladas faltas em três locais: na primeira zona, na segunda zona e na segunda zona próximo ao limite com a primeira. Observou-se que análises mais apuradas acerca do terceiro caso eram necessárias, uma vez que a trajetória de impedância oscilou bastante entre as duas zonas de proteção. Assim, novas simulações foram feitas com modificações nos parâmetros de falta. Primeiramente, manteve-se constante o ângulo de incidência e resistência de falta e foi variado o tipo da falta. Em seguida a variação ocorreu na resistência de falta e por fim no ângulo de incidência.

Concluiu-se que, utilizando os dados do secundário e do primário, a trajetória de impedância apresentou muitas voltas antes de convergir para o ponto de falta estimado e oscilou bastante entre as duas zonas de proteção. Com o uso do filtro as oscilações diminuíram consideravelmente e a convergência para o ponto final passou a ser significativamente mais rápida.

Os conversores de 16 e 32 bits novamente obtiveram resultados praticamente idênticos e superiores ao de 8 bits. Em um dos casos, a trajetória estimada com o sinal de saída do conversor com 8 bits entrou e saiu mais vezes quando comparado com as trajetórias utilizando os sinais dos outros conversores. Destaca-se que os valores de impedância aparente final utilizando os dados oriundos do conversor com menos bits foi superior em todos os casos, o que pode fazer com que o relé se torne sub alcançado atuando de forma inadequada.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se:

- Avaliar a influência do sistema de aquisição de dados sobre algoritmos de proteção em sistemas mais complexos, tendo em vista que as análises realizadas durante o de-

envolvimento da pesquisa foram feitas mediante simulações de faltas considerando um sistema teste simples com apenas duas barras e uma LT;

- Avaliar a influência de outros tipos de TPC na localização de faltas e proteção de distância, uma vez que o TPC avaliado possui uma operação que atenua as altas frequências. Portanto, uma análise realizada utilizando uma variedade maior de modelos de TPC é válida para comparar os resultados obtidos frente aos diferentes modelos avaliados;
- Incluir um modelo de TC e analisar o impacto do mesmo quando em situação de saturação nos algoritmos de proteção. Nesta pesquisa, o TC foi considerado ideal, uma vez que, como reportado na literatura, os TC apresentam uma resposta em frequência aproximadamente plana ao longo de um grande espectro de frequência e praticamente não afeta o desempenho de funções de proteção, a não ser em casos de saturação.

Referências

- BAINY, R.; CARDOSO, L.; SILVA, C.; LOPES, F.; PESENTE, J.; OTTO, R. Influência de modelos de transformadores de potencial capacitivo sobre a estimação de fasores de tensão. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, 2012. Citado 5 vezes nas páginas xiv, 16, 20, 38 e 42.
- BENMOUYAL, G. Removal of dc-offset in current waveforms using digital mimic filtering. *IEEE Transactions on power delivery*, IEEE, v. 10, n. 2, p. 621–630, 1995. Citado na página 24.
- BLACKBURN, J. L.; DOMIN, T. J. *Protective relaying: principles and applications*. [S.l.]: CRC press, 2006. Citado na página 58.
- CAMPOS, A. K. X. S. *Um Novo Método de Estimação Fasorial para Uso em Relés Digitais de Proteção*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2016. Citado na página 31.
- COURY, D. V.; OLESKOVICZ, M.; GIOVANINI, R. *Proteção digital de sistemas elétricos de potência: dos relés eletromecânicos aos microprocessados inteligentes*. [S.l.]: SEL/EESC/USP, 2007. Citado na página 20.
- DAS, S.; SANTOSO, S.; GAIKWAD, A.; PATEL, M. Impedance-based fault location in transmission networks: theory and application. *IEEE Access*, IEEE, v. 2, p. 537–557, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 35.
- ELMORE, W. A. *Protective relaying: theory and applications*. [S.l.]: CRC press, 2003. v. 1. Citado na página 19.
- FRONTIN, S. O. Equipamentos de alta tensão—prospecção e hierarquização de inovações tecnológicas. *Finatec 1ª Edição, Brasília*, 2013. Citado na página 44.
- GERS, J. M.; HOLMES, E. J. *Protection of electricity distribution networks*. [S.l.]: IET, 2004. v. 47. Citado na página 28.
- GOH, Y. L.; RAMASAMY, A. K.; NAGI, F. H.; ABIDIN, A. A. Z. Evaluation of dsp based numerical relay for overcurrent protection. *International Journal of Systems Applications, Engineering and Development*, v. 5, p. 396–403, 2011. Citado na página 19.
- GRID, A. Network protection & automation guide. *Alstom grid*, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.
- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M.; CHEN, D. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying dc-offset on the fourier algorithm. *IEEE Transactions on power delivery*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 711–717, 2003. Citado na página 26.
- HART, D. G.; NOVOSEL, D.; SMITH, R. A. *Modified cosine filters*. [S.l.]: Google Patents, 2000. US Patent 6,154,687. Citado na página 25.

HAYKIN, S. S.; VEEN, B. V. *Sinais e sistemas*. [S.l.]: Bookman, 2001. Citado na página 53.

IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE. Emtplib reference models for transmission line relay testing. *Sl: sn*, 2004. Citado 4 vezes nas páginas ix, xi, 50 e 83.

JOHNS, A. T.; SALMAN, S. K. *Digital protection for power systems*. [S.l.]: IET, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.

KHEDERZADEH, M. Back-up protection of distance relay second zone by directional overcurrent relays with combined curves. In: IEEE. *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*. [S.l.], 2006. p. 6–pp. Citado na página 19.

LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares-2*. [S.l.]: Bookman, 2007. Citado na página 48.

LEUVEN, E. Center, atp-alternative transient program-rule book. *Herverlee, Belgium*, 1987. Citado na página 50.

LOPES, F.; BARROS, D.; REIS, R.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N.; NEVES, W.; SOARES, S. Influência de modelos de transformadores de potencial capacitivo sobre a estimação de fasores de tensão. *SBSE*, 2012. Citado na página 21.

LOPES, F.; BARROS, D.; REIS, R.; NASCIMENTO, J.; BRITO, N.; NEVES, W.; SOARES, S. Influência de métodos de estimação fasorial no processo de análise de faltas no sistema chesf. *CBQEE*, 2015. Citado na página 21.

LOPES, F. V. *Localização de Faltas em Tempo Real Baseada na Teoria de Ondas Viajantes Usando Dados Não Sincronizados de Dois Terminais*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2014. Citado na página 20.

LOPES, F. V.; FERNANDES JR., D.; NEVES, W. L. Análise da influência dos transformadores de potencial capacitivos sobre a localização de faltas baseada na teoria de ondas viajantes. In: *XIX Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande-PB, Brasil, Campina Grande-PB, Brasil, setembro*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado 3 vezes nas páginas xiv, 38 e 42.

LOPES, F. V.; FERNANDES JR., D.; NEVES, W. L. A. Influência dos transformadores de potencial capacitivos e filtros anti-aliasing sobre algoritmos de localização de faltas baseados em componentes transitórias. *Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, Araxá, MG*, 2013. Citado 4 vezes nas páginas xiv, 16, 39 e 42.

MACHADO, E. P. *Compensação Dinâmica dos Transitórios de Baixa Frequência de Transformadores de Potencial Capacitivos para Otimização da Proteção de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 18, 28 e 45.

MCLAREN, P.; SWIFT, G.; NEUFELD, A.; ZHANG, Z.; DIRKS, E.; HAYWOOD, R. Open systems relaying. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 1316–1324, 1994. Citado na página 46.

- MUSA, O.; AKSAMOVIC, A. Comparative analysis of algorithms for elimination of exponentially decaying dc component. In: IEEE. *Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP), 2012 19th International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 362–367. Citado na página 23.
- NAODOVIC, B. *Influence of instrument transformers on power system protection*. Tese (Doutorado) — Texas A&M University, 2005. Citado na página 55.
- OPPENHEIM, A. V. *Sinais e sistemas*. [S.l.]: Prentice-Hall, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- PAITHANKAR, Y. G.; BHIDE, S. *Fundamentals of power system protection*. [S.l.]: PHI Learning Pvt. Ltd., 2011. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 31.
- PAJUELO, E.; RAMAKRISHNA, G.; SACHDEV, M. Phasor estimation technique to reduce the impact of coupling capacitor voltage transformer transients. *IET generation, transmission & distribution*, IET, v. 2, n. 4, p. 588–599, 2008. Citado 3 vezes nas páginas xiv, 37 e 42.
- PASCUAL, H.; RAPALLINI, J. Behaviour of fourier, cosine and sine filtering algorithms for distance protection, under severe saturation of the current magnetic transformer. In: IEEE. *Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto*. [S.l.], 2001. v. 4, p. 6–pp. Citado 3 vezes nas páginas xiv, 37 e 42.
- PEREIRA, I. H. Localização automática de faltas em linhas de transmissão com informações dos dois terminais. *Belo Horizonte, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG*, 2004. Citado na página 59.
- PEREZ, S. G. A. *Modeling relays for power system protection studies*. Tese (Doutorado), 2006. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer relaying for power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 20, 23, 24 e 46.
- PRICE, E. The next step in the evolution of protection and control implementation. In: IEEE. *Protective Relay Engineers, 2010 63rd Annual Conference for*. [S.l.], 2010. p. 1–16. Citado na página 19.
- PROAKIS, J.; MANOLAKIS, D. G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. [S.l.]: Bookman, 2006. Citado na página 48.
- REIS, R.; LOPES, F.; NEVES, W.; FERNANDES JR., D. Influence of coupling capacitor voltage transformers on travelling wave-based fault locators. In: *International Conference on Power Systems Transients, Cavtat, Croatia*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado 4 vezes nas páginas 16, 44, 49 e 50.
- REIS, R.; NEVES, W.; FERNANDES JR., D. Impact of instrument transformers and anti-aliasing filters on fault locators. In: *International Conference on Power Systems Transients*. [S.l.: s.n.], 2017. Citado 4 vezes nas páginas xiv, 16, 41 e 42.
- REIS, R. L.; NEVES, W. L.; FERNANDES JR., D. Influence of instrument transformers and anti-aliasing filters on the performance of fault locators. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 162, p. 142–149, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 61.

REIS, R. L. A. Influência do transformadores de potencial capacitivo e filtros anti-aliasing sobre métodos de localização de faltas baseados na teoria das ondas viajantes. *Paraíba, Campina Grande, Brasil: Dissertação de Mestrado, UFCG*, 2015. Citado 4 vezes nas páginas xiv, 16, 40 e 42.

RUSH, P. *Proteção e automação de redes: conceito e aplicação*. [S.l.]: Schneider, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J. J.; ROSOLOWSKI, E. *Fault location on power networks*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

SCHWEITZER, E. O. New developments in distance relay polarization and fault type selection. In: *16th Annual Western Protective Relay Conference*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 24–26. Citado na página 32.

SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. Filtering for protective relays. In: IEEE. *WESCANEX 93.'Communications, Computers and Power in the Modern Environment.'*Conference Proceedings., IEEE. [S.l.], 1993. p. 15–23. Citado na página 25.

SILVA, C. A.; NEVES, W. L. A.; FERNANDES JR., D. Filtros digitais recursivos para redução do impacto da resposta transitória do tpc. Universidade Federal de Campina Grande, 2014. Citado na página 45.

SILVA, K. *Estimação de fasores baseada na transformada wavelet para uso na proteção de distância de linhas de transmissão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

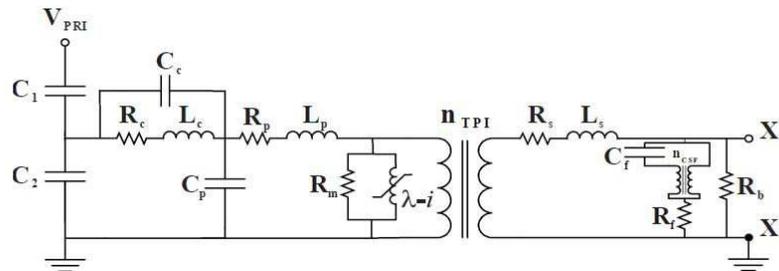
SILVA, K.; SILVA, C.; LOPES, F.; NEVES, W.; PESENTE, J.; BAINY, R.; CARDOSO, L. Avaliação do impacto da correção da tensão secundária de transformadores de potencial capacitivos sobre a proteção de distância. In: *Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado 3 vezes nas páginas xiv, 39 e 42.

TAKAGI, T.; YAMAKOSHI, Y.; YAMAURA, M.; KONDOW, R.; MATSUSHIMA, T. Development of a new type fault locator using the one-terminal voltage and current data. *IEEE Transactions on Power apparatus and systems*, IEEE, n. 8, p. 2892–2898, 1982. Citado na página 34.

Apêndice

Topologia e Parâmetros do TPC Avaliado

Figura 30 – Topologia do TPC proposto em IEEE Power System Relaying Committee (2004).



Fonte: IEEE Power System Relaying Committee (2004).

Tabela 22 – Parâmetros do TPC de 230 kV proposto em IEEE Power System Relaying Committee (2004).

Elemento	Valor
$C_1(nF)$	2.43
$C_2(nF)$	82
$C_c(pF)$	100
$C_p(pF)$	150
$C_f(\mu F)$	9.6
$L_c(H)$	153.85
$L_p(H)$	7.95
$L_s(\mu H)$	2.653
$R_c(\Omega)$	228
$R_p(\Omega)$	400
$R_s(\Omega)$	0.001
$R_f(\Omega)$	40
$R_b(\Omega)$	100
n_{CSF}	1.98
$n_{TPI}(X_1-X_3)$	57.25
$\lambda(V.s)$	13.7867
$i(mA)$	1.421

Fonte: autoria própria.