



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tese de Doutorado

Um Novo Método de Estimação Fasorial para
Uso em Relés Digitais de Proteção

Alana Kelly Xavier Santos Campos

Campina Grande – Paraíba – Brasil

Outubro de 2016



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Um Novo Método de Estimação Fasorial para
Uso em Relés Digitais de Proteção

Alana Kelly Xavier Santos Campos

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Prof. Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.

Orientador

Damásio Fernandes Júnior, D.Sc.

Orientador

Campina Grande – PB
Outubro – 2016

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

C199n Campos, Alana Kelly Xavier Santos.
Um novo método de estimação fasorial para uso em relés digitais de proteção / Alana Kelly Xavier Santos Campos. – Campina Grande, 2016.
158 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.
"Orientação: Prof. Dr. Washington Luiz Araújo Neves, Prof. Dr. Damásio Fernandes Júnior".

Referências.

1. Proteção de Sistemas Elétricos. 2. Relé de Distância 3. Métodos de Estimação Fasorial. 4. Resposta em Frequência. 5. Resposta no Tempo.
I. Neves, Washington Luiz Araújo. II. Fernandes Júnior, Damásio.
III. Título.

CDU 621.316.925(043)

"UM NOVO MÉTODO DE ESTIMAÇÃO FASORIAL PARA USO EM RELÉS DIGITAIS DE PROTEÇÃO"

ALANA KELLY XAVIER SANTOS CAMPOS

TESE APROVADA EM 21/10/2016


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


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


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


WALLACE DO COUTO BOAVENTURA, D.Sc., UFMG
Examinador(a)


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


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

CAMPINA GRANDE - PB

“Confie a Deus o que você faz, e seus
projetos se realizarão.”
(Pv 16,3)

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelo alento, auxílio e conforto que encontro Nele, sobretudo nos momentos mais difíceis que enfrentei.

Aos professores Washington Luiz Araújo Neves e Damásio Fernandes Júnior por toda a ajuda, apoio e tempo que me dedicaram.

Aos membros da banca examinadora pelas valiosas contribuições que vieram no intuito de enriquecer esta pesquisa.

Ao meu marido Leonardo por todo o apoio e compreensão.

À minha mãe Adilma, minha avó Maria da Guia e minha tia Adenilda por sempre terem me incentivado e me apoiado ao longo da minha trajetória acadêmica.

A toda a minha família por estar ao meu lado e me apoiar na minha busca pelo conhecimento.

A Kleber Melo e Silva e Eubis Pereira Machado pelo apoio ao longo da pesquisa.

Aos amigos Ana Vitória, Jamile, Felipe, Raphael, Nelson, Daphne, Huilman, Yonatha e Cecília, que me incentivaram, me ajudaram e me alegraram em muitos momentos ao longo do doutorado.

À minha amiga e colega de trabalho Melinda por toda ajuda, apoio e incentivo.

Aos meus colegas de trabalho da UFERSA, pela amizade e apoio na finalização desta pesquisa, especialmente aos colegas Adriano, Humberto e Romênia.

Às minhas amigas de longa data Rafaela e Indianara pelas palavras de apoio e incentivo.

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

Resumo

Um método de estimação fasorial é proposto para ser utilizado em relés digitais de proteção. Este método tem o objetivo de melhorar a característica de rejeição de componentes indesejáveis do sinal, que são introduzidas durante faltas e manobras nos sistemas elétricos de potência e podem comprometer o desempenho dos sistemas de proteção. São realizadas comparações entre o método proposto e outros quatro métodos de estimação fasorial, em relação às respostas no tempo e frequência. Para as comparações de resposta no tempo são utilizados sinais analíticos provenientes do MATrix LABoratory (MATLAB[®]) e sinais simulados provenientes do *Alternative Transients Program* (ATP). Um relé de distância foi implementado utilizando a linguagem MODELS do ATP para avaliar o desempenho do relé, utilizando o método proposto e demais métodos avaliados. A partir de alguns parâmetros usados para avaliar quantitativamente os métodos de estimação, observou-se que o método proposto apresenta bons resultados em termos de precisão e velocidade de convergência, com resposta no tempo compatível com os demais métodos comumente utilizados. A resposta em frequência do método proposto se apresenta mais seletiva em relação aos demais, por apresentar menores lóbulos entre as harmônicas e uma banda de passagem mais estreita em torno da frequência fundamental. Outra vantagem do método proposto é que ele é de fácil programação e permite que os usuários alterem parâmetros de projeto de acordo com suas necessidades.

Palavras-chave: Métodos de estimação fasorial, proteção de sistemas elétricos, relé de distância, resposta em frequência, resposta no tempo.

Abstract

A phasor estimation method is proposed to be used in digital relays for power system protection. It aims to improve the characteristic of filtering out undesirable frequency components of signals, which are introduced during faults and switching events in electric power systems that may compromise the performance of the protection systems. Comparisons are made in relation to time response and frequency response for the proposed method and four phasor estimation methods. In relation to response time are used analytical signals from MATrix LABoratory (MATLAB[®]) and simulated signals from Alternative Transients Program (ATP). A distance relay was implemented by using the MODELS language in ATP to evaluate the performance of the relay. From some parameters used to evaluate the estimation methods, it was observed that the proposed method shows good results in terms of accuracy and convergence speed, with response time compatible with other methods. The frequency response of the proposed method appears to be more selective than those of the others methods because it presents lower lobes between the harmonics and a narrower pass band around the fundamental frequency. Another advantage of the proposed method is that it can be easily programmed, allowing users to change design parameters according to their needs.

Keywords: Phasor estimation methods, power system protection, distance relay, frequency response, time response.

Sumário

Resumo	iii
Abstract.....	iv
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xi
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Contribuições	2
1.4 Produção Intelectual.....	3
1.5 Metodologia	3
1.6 Organização do Trabalho.....	4
Capítulo 2	6
Revisão Bibliográfica	6
2.1 Método Baseado na Transformada Discreta de Fourier	7
2.1. 1. Método de Fourier de Um Ciclo	7
2.1. 2. Método de Fourier de Meio Ciclo.....	10
2.2 O Filtro Cosseno e Filtro Cosseno Modificado	11
2.3 Algoritmo de GUO (2003).....	13
2.4 O Filtro Mímico Digital	14
2.5 Algoritmo dos Mínimos Quadrados.....	16
2.6 Algoritmo de SILVA (2009).....	16
2.7 Síntese Bibliográfica.....	17
Capítulo 3	19
Fundamentação Teórica.....	19
3.1 Relés Digitais	19
3.2 Arquitetura Básica dos Relés Digitais	19
3.3 Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	21
3.3. 1. Filtro de Butterworth.....	21
3.3. 2. Comparações entre os Filtros de Butterworth e Chebyshev	25
3.4 Fundamentos da Proteção de Distância	27

3.4. 1. Característica Mho	30
3.4. 2. Característica Mho Autopolarizada	32
3.4. 3. Característica Mho com Polarização em Quadratura.....	33
3.4. 4. Característica Mho com Polarização por Memória	33
Capítulo 4	36
Método Proposto.....	36
4.1 Subfiltro Passa-faixa ($H_{bp}(z)$).....	36
4.2 Subfiltros $H_{har}(z)$, $H_{im}(z)$ e $H_{re}(z)$	42
4.3 Cascata de Subfiltros $H_{c1}(z)$ e $H_{c2}(z)$	43
4.4 Resposta em Frequência do Método Proposto	44
4.5 Método Proposto Combinado com o Filtro Butterworth	45
Capítulo 5	47
Modelagem de um Relé de Distância	47
5.1 Transformadores Auxiliares.....	48
5.2 Unidade de Condicionamento dos Sinais	48
5.3 Unidade de Aquisição de Dados	49
5.4 Unidade de Processamento de Dados	51
Capítulo 6	53
Apresentação e Análise dos Resultados	53
6.1 Análise da Resposta em Frequência	53
6.2 Índices de Desempenho para a Resposta no Tempo.....	58
6.3 Simulação de Faltas em um Sistema Elétrico Simplificado	65
6.3. 1. Trajetória da Impedância Aparente.....	66
6.3. 2. Número de Ciclos Requeridos para a Estimação da Distância de Falta	71
6.3. 3. Tripping time	73
6.4 Simulação de Faltas em um Sistema Elétrico da CHESF.....	79
6.4. 1. Número de Ciclos Requeridos para a Estimação da Distância de Falta	82
6.4. 2. Tripping Time	85
Capítulo 7	89
Conclusões.....	89
Referências Bibliográficas.....	91
Apêndice A.....	95

A. 1.	Simplificação da Equação (4.4)	95
A. 2.	Banda de Frequência Mínima Correspondente a um <i>Settling Time</i> Igual a Zero 96	
Apêndice B		98
Apêndice C		99
C. 1.	Código na MODELS para os Transformadores Auxiliares (TC)	99
C. 2.	Código na MODELS para os Transformadores Auxiliares (TP).....	99
C. 3.	Código na MODELS para o Filtro <i>Anti-Aliasing</i>	100
C. 4.	Código na MODELS para o Circuito Grampeador.....	101
C. 5.	Código na MODELS para o Dispositivo <i>Sample and Hold</i>	103
C. 6.	Código na MODELS para o Conversor A/D	104
C. 7.	Código na MODELS para o Método de Estimação Fasorial Proposto.....	106
C. 8.	Código na MODELS para o Método FDFT	124
C. 9.	Código na MODELS para o Método Cosseno Modificado.....	129
C. 10.	Código na MODELS para o Método FDFT Combinado com o Filtro Mímico 134	
C. 11.	Código na MODELS para o Algoritmo de Guo	140
C. 12.	Código na MODELS para o Relé de Distância Autopolarizado.....	148
C. 13.	Código na MODELS para o Relé de Distância Polarizado por Quadratura .	151
C. 14.	Código na MODELS para o Relé de Distância Polarizado por Memória	153

Lista de Figuras

Figura 2. 1 – Janela móvel de amostras.....	6
Figura 2. 2 – Módulo da resposta em frequência do Método FDFT.	10
Figura 2. 3 – Módulo da resposta em frequência dos filtros de Fourier de meio ciclo.	11
Figura 2. 4 – Módulo da resposta em frequência do método Cosseno Modificado.	12
Figura 2. 5 – Módulo da resposta em frequência do algoritmo de Guo.	14
Figura 2. 6 – Módulo da resposta em frequência da combinação dos filtros: Mímico e FDFT.	15
Figura 3. 1 – Arquitetura de um relé digital.....	20
Figura 3. 2 – Módulo da resposta em frequência dos filtros passa-baixas de Butterworth.	24
Figura 3. 3 – Fase da resposta em frequência dos filtros passa-baixas de Butterworth.	24
Figura 3. 4 – Módulo da resposta em frequência de um filtro de Chebychev.	26
Figura 3. 5 – Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev.....	26
Figura 3. 6 – Fluxograma de um relé digital de distância baseado no cálculo da impedância aparente.....	28
Figura 3. 7 – Tipos de características de operação do relé de distância: (a) Impedância, (b) Mho, (c) Lenticular, (d) Retângulo, (e) Blinder, (f) Reatância, (g) Resistência.....	31
Figura 4. 1 – Esquema representativo do método proposto.	36
Figura 4. 2 – <i>Overshoot</i> e <i>Settling time</i>	38
Figura 4. 3 – <i>Rise time</i> e <i>Delay</i>	38
Figura 4. 4 - <i>Settling time</i> em função da banda de passagem.....	40
Figura 4. 5 – Resposta ao degrau unitário de $H_{bp}(s)$	41
Figura 4. 6 – Módulo da resposta em frequência de $H_{bp}(z)$	41
Figura 4. 7 – Fase da resposta em frequência de $H_{bp}(z)$	41
Figura 4. 8 – Resposta em frequência do método proposto.....	44
Figura 4. 9 – Resposta em frequência do método proposto combinado com o filtro Butterworth.....	45
Figura 5. 1 – Esquema representativo do relé modelado.....	47
Figura 5. 2 – Representação da Unidade de Condicionamento.....	49
Figura 5. 3 – Representação da Unidade de Aquisição de Dados.	49
Figura 6. 1 – Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte real do fasor.	54

Figura 6. 2 – Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte imaginária do fasor.	54
Figura 6. 3 – Módulo das respostas em frequência das Combinações 1, 2, 3, 4 e 5.	57
Figura 6. 4 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_1(t)$	61
Figura 6. 5 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_2(t)$	63
Figura 6. 6 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_3(t)$	64
Figura 6. 7 – Sistema elétrico de potência de 230 kV.	65
Figura 6. 8 – Amplitude do fasor tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos ideais.	67
Figura 6. 9– Amplitude do fasor corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos ideais.	68
Figura 6. 10 – Trajetória da impedância da unidade Z_{AT} do relé de distância estimada a partir de cada método avaliado, considerando os transformadores para instrumentos ideais....	68
Figura 6. 11 – Amplitude do fasor tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos reais.	70
Figura 6. 12 – Amplitude do fasor corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos reais.	70
Figura 6. 13 – Trajetória da impedância da unidade Z_{AT} do relé de distância estimada a partir de cada método avaliado, considerando os transformadores para instrumentos reais.....	71
Figura 6. 14 - Número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta.	72
Figura 6. 15 – <i>Tripping time</i> para $R_f = 0,01 \Omega$, considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados de transformadores ideais.....	75
Figura 6. 16 – <i>Tripping time</i> para $R_f = 5 \Omega$, considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados de transformadores ideais.....	76
Figura 6. 17 – <i>Tripping time</i> para $R_f = 0,01 \Omega$, considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados de transformadores reais.	77
Figura 6. 18 – <i>Tripping time</i> para $R_f = 5 \Omega$, considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados de transformadores reais.	78
Figura 6. 19 – Comparador Cosseno Normalizado calculado, utilizando a Combinação 4,	79
Figura 6. 20 – Diagrama elétrico do sistema da CHESF modelado no ATP.	81
Figura 6. 21 – Número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta.	83
Figura 6. 22 – Amplitude do fasor de tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, para uma falta AT a 5 km do relé de distância.	84
Figura 6. 23 – Amplitude do fasor de corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados,	84

Figura 6. 24 – Trajetória da impedância estimada da unidade Z_{AT} do relé de distância, para uma falta AT a 5 km do relé de distância.	85
Figura 6. 25 – <i>Tripping time</i> para faltas monofásicas AT com $R_f = 10 \Omega$	86
Figura 6. 26 – Comparador Cosseno Normalizado calculado, utilizando a Combinação 4, para o caso de falta AT a uma distância de 170 km (com $R_f = 10 \Omega$).	87
Figura 6. 27 – <i>Tripping time</i> para faltas bifásicas AB com $R_f = 5 \Omega$	87
Figura 6. 28 – <i>Tripping time</i> para faltas trifásicas ABC com $R_f = 1 \Omega$	88

Lista de Tabelas

Tabela 2. 1 – Sinopse da Revisão Bibliográfica.....	18
Tabela 3. 1 – Desempenho dos filtros passa-baixas de Butterworth em 60 Hz.	24
Tabela 3. 2 – Sinais de entrada para as unidades de impedância do relé.	28
Tabela 3. 3 – Unidades do relé que devem operar para cada tipo de falta.	29
Tabela 3. 4 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de autopolarização.	32
Tabela 3. 5 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de polarização em quadratura.	33
Tabela 3. 6 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de polarização por memória.	34
Tabela 4. 1 – Coeficientes de $H_{bp}(z)$	40
Tabela 6. 1 – Resultados obtidos para o índice ID_1 com entrada $s_1(t)$	60
Tabela 6. 2 – Resultados obtidos para o índice ID_2 com entrada $s_1(t)$	60
Tabela 6. 3 – Resultados obtidos para o índice ID_3 com entrada $s_1(t)$	61
Tabela 6. 4 – Resultados obtidos para o índice ID_1 com entrada $s_2(t)$	62
Tabela 6. 5 – Resultados obtidos para o índice ID_2 com entrada $s_2(t)$	62
Tabela 6. 6 – Resultados obtidos para o índice ID_3 com entrada $s_2(t)$	63
Tabela 6. 7 – Resultados obtidos para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 com entrada $s_3(t)$	64
Tabela 6. 8 – Parâmetros da linha de transmissão de 230 kV.	65
Tabela 6. 9 – Parâmetros do sistema elétrico de potência de 230 kV.	65
Tabela 6. 10 – Parâmetros das fontes do sistema elétrico de potência de 230 kV.	66
Tabela 6. 11 – Variáveis de simulação usadas para gerar faltas no sistema elétrico simplificado.	66
Tabela 6. 12 – Dados da linha de transmissão 04L1 de 230 kV.....	80
Tabela 6. 13 – Variáveis de simulação usadas para gerar faltas no sistema elétrico da CHESF.	80

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Os sinais de tensão e corrente provenientes dos sistemas elétricos de potência, transmitidos ao sistema de proteção e controle a partir dos transformadores para instrumentos (transformadores de tensão e corrente), são utilizados pelos relés digitais de proteção para obterem informações sobre o sistema de potência ao qual estão conectados.

A partir dessas informações, o sistema de proteção e controle determina quais ações devem ser tomadas para manter a operação do sistema elétrico de forma segura e com o mínimo de interrupções. Com o advento da proteção digital, fez-se necessário uma operação por parte dos relés digitais mais rápida e confiável, o que requer informações mais condizentes com a realidade do sistema elétrico a ser protegido.

Durante faltas e manobras no sistema, são introduzidas componentes transitórias aos sinais de tensão e corrente, sob a forma de componentes de frequência diferentes da fundamental. Caso estas componentes indesejáveis aos sinais não sejam filtradas corretamente, uma estimação fasorial incorreta dos sinais pode vir a prejudicar o desempenho dos dispositivos de proteção e controle.

Alguns estudos têm concentrado esforços em remover a componente DC de decaimento exponencial da corrente durante os fenômenos transitórios (BENMOYAL (1995), HART *et. al.* (2000), ELREFAIE & MEGAHED (2010), SILVA & KÜSEL (2012)). Outros estudos têm por objetivo reduzir componentes transitórias do sinal de tensão fornecida aos relés, quando a tensão secundária é obtida a partir de transformadores de potencial capacitivos (PAJUELO *et. al.* (2008), AJAEI *et. al.* (2012)).

Uma função de proteção muito presente nos relés digitais é denominada de “função de distância”. A partir dela é possível detectar qual é o ponto onde a falta ocorreu ao longo da linha de transmissão, em relação ao ponto onde o relé está instalado. Contudo, os relés de distância podem apresentar problemas de subalcance ou sobrealcance durante as faltas devido à imprecisão no cálculo dos fasores de corrente e de tensão.

A maioria dos relés de proteção toma suas decisões a partir da componente fundamental dos sinais de tensão e corrente durante faltas e manobras, que invariavelmente ocorrem nos sistemas de potência. No entanto, é precisamente neste momento que os sinais de tensão e de corrente são corrompidos por componentes transitórias, sob a forma de componentes de frequência diferentes da fundamental (SACHDEV & BARIBEAU, 1979; TZIOUVARAS *et al.*, 2000; OZGONENEL *et al.* 2013). Erros simultâneos na estimação dos fasores de tensão e corrente podem provocar problemas ainda maiores na operação dos dispositivos de proteção, no momento da ocorrência de faltas e manobras no sistema.

Diante disto, neste trabalho é proposto um método de estimação fasorial capaz de mitigar as componentes de frequência indesejáveis aos sinais de tensão e corrente (harmônicas, inter-harmônicas e componente DC de decaimento exponencial). São avaliadas as respostas em frequência e no tempo do método proposto, em comparação com outras quatro técnicas de estimação fasorial comumente utilizadas na literatura. Ainda neste trabalho, é feita a verificação dos benefícios que o método proposto pode trazer para atuação de um relé de proteção com função de distância.

1.2 Objetivos

Constam como principais objetivos do trabalho de tese:

- Avaliar o estado da arte sobre os métodos que visam mitigar a influência das componentes transitórias (harmônicas, inter-harmônicas e componente DC de decaimento exponencial) na estimação fasorial dos sinais;
- Desenvolver um método de estimação fasorial capaz de ser menos sensível ao efeito das componentes harmônicas, componente DC de decaimento exponencial e as componentes inter-harmônicas, e apresente de forma simultânea uma boa resposta no tempo e frequência;
- Utilizar a linguagem MODELS do ATP para implementar um relé de proteção com função de distância, reproduzindo as principais partes que compõe a arquitetura de um relé real.

1.3 Contribuições

Constam como principais contribuições deste trabalho, o desenvolvimento de um método de estimação fasorial que:

- Seja capaz de reduzir não só as componentes harmônicas e DC de decaimento exponencial, mas também as componentes inter-harmônicas;
- Apresente de forma simultânea uma boa resposta no tempo e frequência, aliando precisão e uma rápida resposta no tempo.

1.4 Produção Intelectual

As seguintes publicações estão associadas à parte do trabalho desenvolvido nesta tese:

- **Periódico**

1. CAMPOS, A. K. X. S.; NEVES, W. L. A.; FERNANDES Jr., D. “A new phasor estimation method for digital protective relays”. *Electric Power System Research*, v. 142, p. 227–236, Jan. 2017 (*in press*). Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616303984>>. Acesso em: 07 out. 2016.

- **Conferências**

2. CAMPOS, A. K. X. S.; NEVES, W. L. A.; FERNANDES Jr., D. Enhancing Phasor Estimation in Digital Protective Relays. In: *12th International Conference on Power Systems Transients*, Cavtat, Croatia, July 2015.
3. CAMPOS, A. K. X. S.; FERNANDES Jr., D.; NEVES, W. L. A.; NASCIMENTO, J. P. Influência dos Erros Transitórios Apresentados pelos TC e TPC na Atuação de um Relé de Distância. In: *XI Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Campina Grande, Brasil, jun. 2015.

1.5 Metodologia

O trabalho de tese consiste das seguintes etapas:

- Avaliar o estado da arte sobre métodos de estimação fasorial de sinais de tensão e corrente;
- Desenvolver um método de estimação fasorial que realize a mitigação simultânea dos componentes transitórios dos sinais de tensão e corrente, utilizando uma cascata ordenada de subfiltros, formando um par de filtros ortogonais;

- Validar o método proposto a partir de cálculo de índices de desempenho utilizando o *software* MATrix LABoratory (MATLAB[®]), e comparar o desempenho do método proposto com outros quatro métodos de estimação fasorial comumente utilizados;
- Implementar o método proposto e quatro outros métodos de estimação fasorial no *software Alternative Transients Program* (ATP), como parte da arquitetura de um relé, onde serão inseridas também funções de proteção emulando um relé digital real, utilizando a linguagem MODELS;
- Realizar a modelagem de dois sistemas elétricos de potência no ATP, a serem utilizados como plataformas de simulação. Um dos sistemas utilizados é modelado a partir de características de um sistema real da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (CHESF);
- Realizar simulações de distúrbios nos sistemas elétricos de potência, para observar o desempenho do método proposto e quatro métodos comumente utilizados na literatura, na atuação do relé de proteção e, por conseguinte, do sistema de proteção, ao qual o relé está incluído.

1.6 Organização do Trabalho

Esta tese está organizada de acordo com a seguinte estrutura:

- No Capítulo 2 é realizado um levantamento do estado da arte dos métodos de estimação de fasores.
- No Capítulo 3 abordam-se as características básicas da arquitetura dos relés digitais de proteção e são apresentados conceitos básicos sobre a proteção de distância de relés digitais.
- No Capítulo 4, o método proposto é apresentado, descrevendo a ideia e toda a formulação matemática do método.
- No Capítulo 5 é mostrado como é feita a modelagem de um relé de proteção com função de distância utilizando a linguagem MODELS do ATP, emulando as características de um relé de proteção real.
- No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos da comparação do desempenho do método proposto com quatro técnicas de estimação fasorial tradicionais, a saber: método de Fourier de um ciclo, Cosseno Modificado, associação do filtro Mímico com método de Fourier de um ciclo e algoritmo de

Guo, no que concernem às suas respostas no tempo e em frequência. Para tanto, foram utilizados sinais analíticos gerados a partir do MATLAB, e sinais simulados no ATP de um sistema elétrico de potência fictício e de um sistema modelado a partir de dados reais.

- Por fim, as conclusões da tese e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 7.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

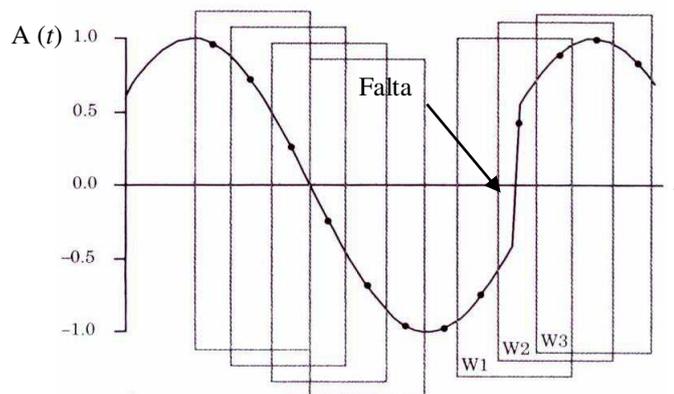
Os relés digitais utilizam algoritmos computacionais que se baseiam no cálculo das componentes de frequência fundamental das tensões e correntes, que por sua vez são calculadas pelos métodos de estimação fasorial.

Os métodos de estimação fasorial calculam os módulos e ângulos dos fasores com base em uma quantidade definida de amostras dentro do intervalo denominado de janela de amostragem. Quando uma nova amostra se torna disponível, a mais antiga é descartada, gerando assim uma janela móvel de amostragem, também chamada de janela deslizante (MASCHER, 2010).

Na Figura 2.1 é ilustrado o comportamento de uma janela móvel que contém três amostras de um sinal A , em função do tempo t . Supondo que esse sinal represente a tensão em um sistema elétrico e que ocorra uma falta, a janela $W1$ conterá amostras da tensão de pré-falta e pós-falta, enquanto que as janelas $W2$ e $W3$ contêm somente amostras de pós-falta.

Segundo COURY *et al.* (2007), uma janela de comprimento mais curto faz com que o relé opere mais rapidamente, no entanto, reduz a capacidade do algoritmo de estimação em rejeitar componentes de frequência não fundamental. E uma janela de comprimento mais longo aumenta o tempo de processamento de dados do relé, e a depender do passo de deslocamento, faz com que a janela leve mais tempo para passar sobre o ponto de falta do sinal. Logo, o comprimento da janela é um item importante a ser levado em conta na operação do relé.

Figura 2. 1 – Janela móvel de amostras.



Fonte: Adaptado de ANDERSON, 1999.

2.1 Método Baseado na Transformada Discreta de Fourier

Um dos métodos de estimação fasorial mais utilizado por fabricantes de relés digitais é baseado na Transformada Discreta de Fourier (TDF). Nesta técnica, admite-se que a forma de onda medida contém uma componente fundamental e uma componente de frequência igual a zero, acrescida de uma quantidade infinita de componentes harmônicas, que somados compõem essa forma de onda (RAMAMOORTY, 1972).

Assim, a forma de onda do respectivo sinal (tensão ou corrente), por exemplo, pode ser decomposta usando a série de Fourier, conforme a seguir

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{sen}(n\omega_0 t), \quad (2.1)$$

em que:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad n = 0, 1, \dots \quad (2.2)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt, \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.3)$$

em que ω_0 é a frequência angular da componente fundamental e T é o período da forma de onda.

2.1.1. Método de Fourier de Um Ciclo

A abordagem clássica usada nesse método consiste em extrair a componente fundamental da forma de onda medida, a partir do produto de um ciclo de amostras dessa forma de onda com as funções seno e cosseno.

Esse método é denominado neste trabalho de método FDFT, que vem de *Full Cycle Discrete Fourier Transform*.

Com o intuito de extrair a componente de frequência fundamental de um sinal $x(t)$, recorre-se às Equações (2.2) e (2.3), particularizadas para a frequência fundamental:

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(\omega_0 t) dt \quad \text{e} \quad (2.4)$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \text{sen}(\omega_0 t) dt, \quad (2.5)$$

sendo t_0 o instante inicial para o cálculo das componentes.

Considerando que N é o número de amostras por ciclo da componente fundamental, Δt o intervalo de amostragem, t_N o tempo da n -ésima amostra e $T = N\Delta t$ o período da componente fundamental, a integral que aparece na Equação (2.4) pode ser resolvida utilizando o método de integração retangular, que resulta em

$$a_1 \approx \frac{2}{N\Delta t} [x(t_0) \cos(\omega_0 t_0) + x(t_1) \cos(\omega_0 t_1) + \dots + x(t_{N-1}) \cos(\omega_0 t_{N-1})] \Delta t. \quad (2.6)$$

Reescrevendo a Equação (2.6), tem-se:

$$a_1 \approx \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} h_x x_k, \quad (2.7)$$

em que $x_k = x(t_k)$ é a k -ésima amostra da forma de onda da tensão.

Similarmente, da Equação (2.5) é possível obter:

$$b_1 \approx \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi k}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} h_y x_k, \quad (2.8)$$

as funções h_x e h_y são os coeficientes dos filtros de Fourier de um ciclo:

$$h_x = \frac{2}{N} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N} k_0\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_1\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_2\right) \dots \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_{N-1}\right) \right]$$

$$h_y = \frac{2}{N} \left[\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_0\right) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_1\right) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_2\right) \dots \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_{N-1}\right) \right]. \quad (2.9)$$

A partir das Equações (2.7) e (2.8), é possível obter as partes real X_x e imaginária X_y do fasor do sinal:

$$X_x = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right), \quad (2.10)$$

$$X_y = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi k}{N}\right). \quad (2.11)$$

O módulo $|\hat{X}|$ e fase $\angle X$ de um fasor podem ser calculados por:

$$|\hat{X}| = \sqrt{(X_x)^2 + (X_y)^2} \quad (2.12)$$

$$\angle X = \arctg\left(\frac{X_y}{X_x}\right). \quad (2.13)$$

Um sistema linear invariante ao deslocamento (LID) é caracterizado por sua resposta ao impulso (HSU, 2004). A saída “*Saída*(ω)” desse sistema LID, no domínio da frequência, é igual a multiplicação da entrada “*Entrada*(ω)” pela resposta ao impulso “*H*(ω)” :

$$Saída(\omega) = Entrada(\omega)H(\omega). \quad (2.14)$$

Isolando *H*(ω) na Equação (2.14), tem-se:

$$H(\omega) = \frac{Saída(\omega)}{Entrada(\omega)}. \quad (2.15)$$

A função de transferência *H*(ω) de um sistema LID é comumente chamada de resposta em frequência do sistema (HSU, 2004).

A função *H*(ω) pode ser escrita da seguinte forma:

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\theta_H(\omega)}, \quad (2.16)$$

em que $|H(\omega)|$ é chamada de módulo da resposta em frequência do sistema e $\theta_H(\omega)$ é chamada de fase da resposta em frequência.

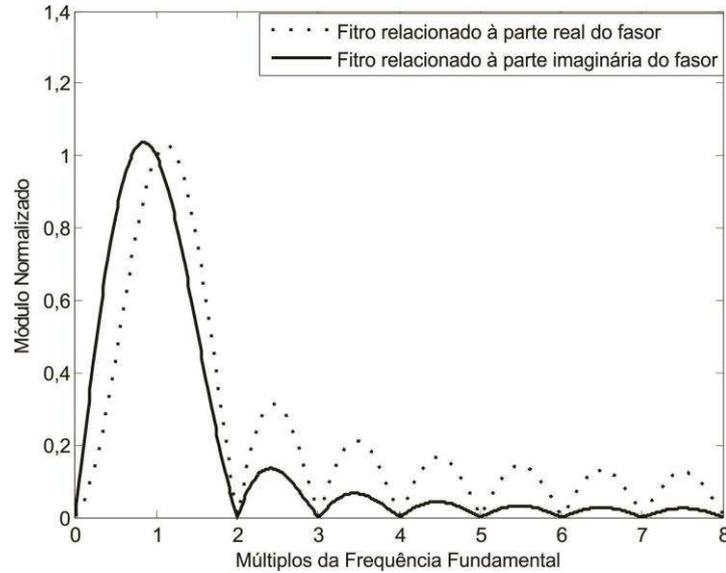
As funções de transferência dos filtros de Fourier de um ciclo relacionados à parte real do fasor (H_x) e à parte imaginária do fasor (H_y) são dados por:

$$H_x = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right), \quad (2.17)$$

$$H_y = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{sen}\left(\frac{2\pi k}{N}\right). \quad (2.18)$$

A partir das equações de transferência dos filtros de Fourier é possível calcular os módulos destas funções de transferência (módulos das respostas em frequência), que são mostrados na Figura (2.2). Pode-se observar que os módulos são unitários para a frequência fundamental, e têm ganho zero para todas as demais componentes harmônicas.

Figura 2. 2 – Módulo da resposta em frequência do Método FDFT.



Fonte: autoria própria.

2.1. 2. Método de Fourier de Meio Ciclo

O método de Fourier de meio ciclo foi desenvolvido com o intuito de melhorar o tempo de resposta dos algoritmos de estimação fasorial (PHADKE *et al.*, 1976). Esse algoritmo é semelhante ao método FDFT, mas só utiliza meio ciclo da componente de frequência fundamental do sinal $x(t)$:

$$X_x = \frac{4}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right), \quad (2.19)$$

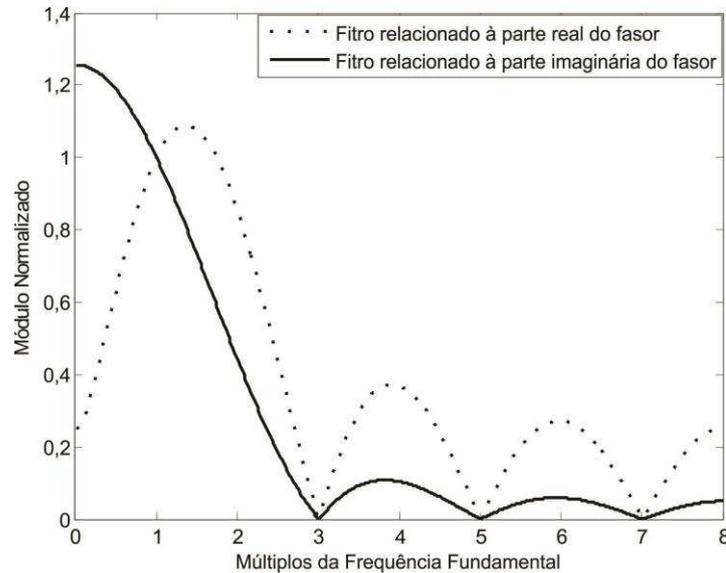
$$X_y = \frac{4}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} x(k) \text{sen}\left(\frac{2\pi k}{N}\right). \quad (2.20)$$

As funções h_x e h_y são os coeficientes dos filtros de Fourier de meio ciclo:

$$\begin{aligned} h_x &= \frac{4}{N} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N} k_0\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_1\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_2\right) \dots \cos\left(\frac{2\pi}{N} k_{N/2-1}\right) \right] \\ h_y &= \frac{4}{N} \left[\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_0\right) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_1\right) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_2\right) \dots \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k_{N/2-1}\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Os módulos da resposta em frequência para os filtros de Fourier de meio ciclo são mostrados na Figura (2.3). Nesta figura, pode-se observar que os filtros de Fourier de meio ciclo não eliminam as harmônicas de ordem par e não eliminam a componente de frequência igual a zero, comumente chamada de componente DC.

Figura 2. 3 – Módulo da resposta em frequência dos filtros de Fourier de meio ciclo.



Fonte: autoria própria.

Os algoritmos de Fourier mostrados nas seções anteriores se configuram como os mais populares na filtragem de componentes harmônicas de um sinal por meio de cálculos simples. No entanto, a componente DC de decaimento exponencial presente nos sinais não é facilmente eliminada durante o processo de estimação, por conta do seu comportamento aperiódico com um espectro de frequências relativamente amplo.

Por isso, esforços têm sido aplicados por parte dos pesquisadores na busca de criar novos algoritmos de estimação fasorial que mitiguem o valor dessa componente. A seguir, serão apresentados alguns algoritmos desenvolvidos para este objetivo.

2.2 O Filtro Cosseno e Filtro Cosseno Modificado

No trabalho de SCHWEITZER & HOU (1993) foi proposto um método de otimização denominado Filtro Cosseno, que se baseia na ortogonalidade do filtro de Fourier para as janelas de dados atual e um quarto de ciclo atrasada.

A componente fundamental do sinal $x(t)$ pode ser filtrada a partir da determinação das componentes real e imaginária do fasor, dadas pelas equações a seguir:

$$X_x = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (2.22)$$

$$X_y = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x\left(k + \frac{N}{4}\right) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right). \quad (2.23)$$

Para os casos mostrados no trabalho de SCHWEITZER & HOU (1993), os filtros mostram um bom desempenho na filtragem da componente DC de decaimento exponencial para a corrente. Porém, o algoritmo promove o atraso de um quarto de ciclo na estimação do fasor. Esse atraso motivou o desenvolvimento de uma nova versão para esse filtro, denominada de Filtro Cosseno Modificado (HART *et al.*, 2000), cujas equações estão mostradas a seguir:

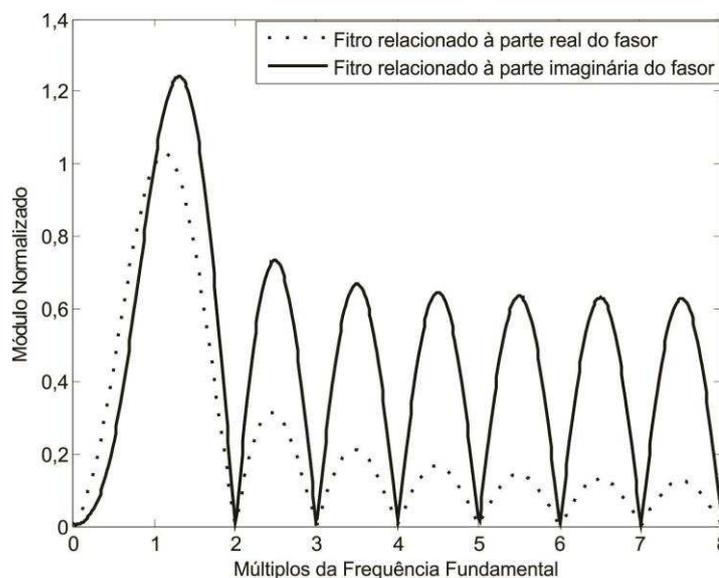
$$X_x(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (2.24)$$

$$X_y(n) = \frac{X_x(n-1) \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) - X_x(n)}{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right)}, \quad (2.25)$$

em que $X_x(n)$ e $X_y(n)$ são, respectivamente a n -ésima amostra para as componentes real e imaginária do fasor.

Os módulos da resposta em frequência para os filtros utilizados no método Cosseno Modificado são mostrados na Figura 2.4. Pode-se observar que os filtros possuem uma atenuação significativa nas baixas frequências, para reduzir o efeito da componente DC de decaimento exponencial na filtragem dos sinais, mas apresentam ganhos elevados nas frequências mais altas.

Figura 2.4 – Módulo da resposta em frequência do método Cosseno Modificado.



Fonte: autoria própria.

2.3 Algoritmo de GUO (2003)

GUO *et al.* (2003) também propuseram um algoritmo para mitigar a componente DC de decaimento exponencial por meio de uma estratégia recursiva de estimação dos fasores. Esse método baseia-se nas seguintes equações:

$$X_{x_{atual}}(n) = X_x(n) \quad (2.26)$$

$$X_{y_{atual}}(n) = X_y(n) + \frac{2}{N} \cotg\left(\frac{\pi}{N}\right)(PS_2 - PS_1), \quad (2.27)$$

em que:

$$PS_1 = \sum_{k=1}^{N/2} x(2k-1) \quad (2.28)$$

$$PS_2 = \sum_{k=1}^{N/2} x(2k),$$

e,

$$X_x(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (2.29)$$

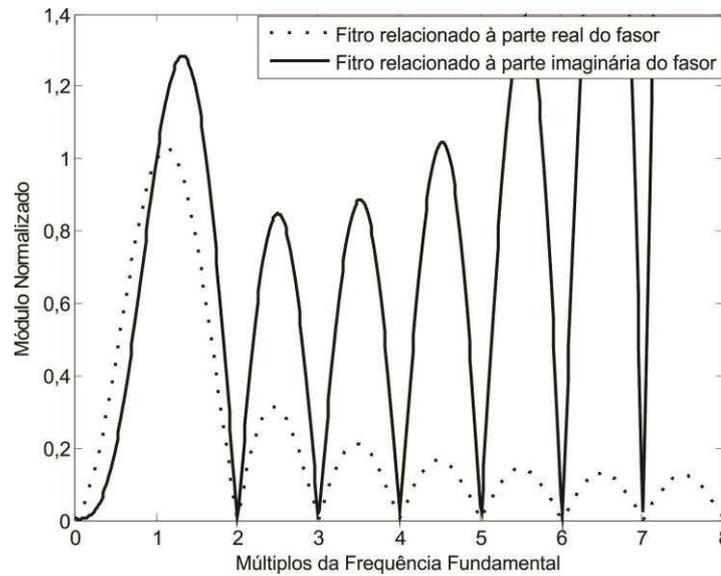
$$X_y(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \sen\left(\frac{2\pi k}{N}\right).$$

De posse das componentes real e imaginária, $X_x(n)$ e $X_y(n)$ do fasor, pode-se então, realizar a estimação do mesmo. Este algoritmo de estimação fasorial é denominado neste trabalho de algoritmo de Guo.

Os módulos da resposta em frequência para os filtros utilizados no algoritmo de Guo são mostrados na Figura 2.5. Nesta figura, pode-se observar que os filtros possuem uma atenuação significativa nas baixas frequências, para reduzir o efeito da componente DC de decaimento exponencial na filtragem dos sinais, mas apresentam ganhos elevados nas frequências mais altas.

Observa-se na Figura 2.5 que o ganho da resposta em frequência dos filtros utilizados no algoritmo de Guo é unitário. O filtro relacionado à parte real apresenta ganho zero em todas as componentes harmônicas, mas o filtro relacionado à parte imaginária não apresenta ganho zero na componente harmônica de ordem oito, logo o algoritmo de Guo não elimina completamente a oitava harmônica dos sinais no processo de filtragem.

Figura 2. 5 – Módulo da resposta em frequência do algoritmo de Guo.



Fonte: autoria própria.

2.4 O Filtro Mímico Digital

BENMOUYAL (1995) utilizou os princípios usados para minimizar a componente DC pelos relés eletromecânicos e estáticos para propor um algoritmo de filtragem a ser empregado em relés digitais, que foi denominado de Filtro Mímico Digital.

O Filtro Mímico Digital implementa a resposta de um circuito RL , cuja relação L/R é projetada de tal forma a minimizar o impacto da corrente DC de decaimento exponencial na operação do relé.

Nesse algoritmo, um sinal y no domínio do tempo discreto é filtrado e um sinal y_f é obtido e definido a partir da seguinte equação:

$$y_f(k) = K[(1 + \tau_d)y(k) - \tau_d y(k-1)], \quad (2.30)$$

em que $y_f(k)$ é a amostra do sinal filtrado no instante k ; $y(k)$ e $y(k-1)$ são, respectivamente, as amostras do sinal original nos instantes k e $k-1$; K é o ganho do filtro; e τ_d é a constante de tempo de projeto do filtro Mímico Digital.

O valor do ganho K mostrado na Equação (2.30) é calculado para ser unitário na frequência fundamental (BENMOUYAL, 1995):

$$K = \frac{1}{\sqrt{\left[(1 + \tau_d) - \tau_d \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right]^2 + \left[\tau_d \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right]^2}}. \quad (2.31)$$

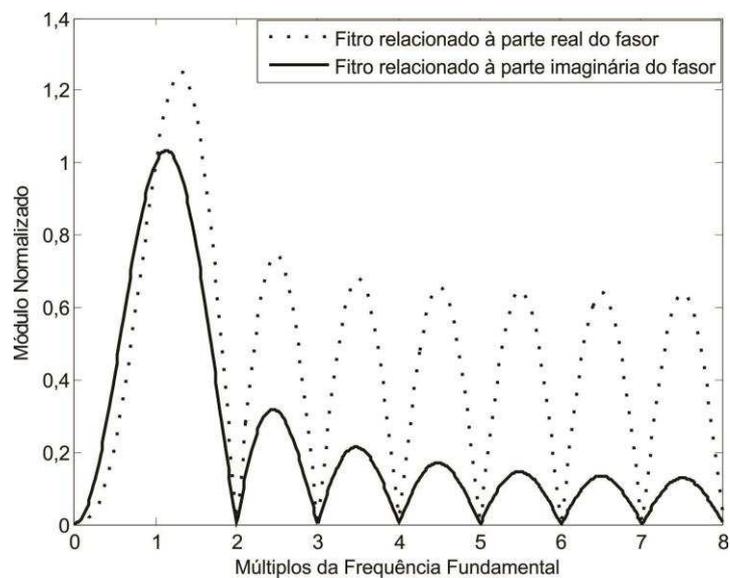
O valor de τ_d deve ser escolhido de modo a mitigar o efeito da componente DC de decaimento exponencial no sinal. Caso o valor de τ_d seja igual à constante de tempo τ do sinal a ser filtrado, a componente DC de decaimento exponencial é totalmente eliminada (BENMOUYAL, 1995). Uma deficiência desse método seria a necessidade do conhecimento prévio da constante de tempo do sinal.

O filtro Mímico é na verdade um filtro passa-altas, que está apto a eliminar as componentes de baixa frequência, mas amplifica as componentes de frequência maiores que a componente fundamental (MACHADO, 2013).

O filtro Mímico pode ser usado em combinação com um método de estimação fasorial, de forma a diminuir a influência da componente DC de decaimento exponencial e estimar o fasor da componente fundamental do sinal. Em BENMOUYAL (1995), o filtro mímico é utilizado em conjunto com o método FDFT.

Na Figura 2.6 é mostrada o módulo da resposta em frequência do filtro Mímico digital, com contante de tempo τ_d igual a três ciclos, combinado com os filtros de Fourier de um ciclo. Comparando a Fig. 2.6 com o módulo da resposta em frequência do método FDFT sem o filtro Mímico (Figura 2.2), observa-se que a resposta do conjunto dos filtros Mímico e FDFT apresenta atenuação nas baixas frequências, no entanto apresenta ganhos elevados nas frequências elevadas.

Figura 2. 6 – Módulo da resposta em frequência da combinação dos filtros: Mímico e FDFT.



Fonte: autoria própria.

2.5 Algoritmo dos Mínimos Quadrados

O algoritmo dos Mínimos Quadrados tem como fundamento a minimização de uma função de concordância entre os pontos reais do sinal e os pontos obtidos a partir da função que descreve o modelo do sinal (SACHDEV & BARIBEU, 1979; ROSOLOWSKI *et al.*, 2000). Neste algoritmo, é utilizado o modelo matemático do sinal contendo componente fundamental, harmônicas e componente DC de decaimento exponencial. A aproximação da componente DC de decaimento exponencial é obtida a partir do truncamento da série de Taylor.

O modelo do sinal é expresso pela seguinte equação (COURY *et al.*, 2011):

$$y_m = K_1 e^{-\tau t} + \sum_{n=1}^m [K_{2n} \text{sen}(n\omega t) + K_{2n+1} \text{cos}(n\omega t)], \quad (2.32)$$

em que $K_1, K_2, \dots, K_{2n+1}$ são os parâmetros incógnitos, m é o número de harmônicas a serem consideradas, τ é a constante de decaimento e ω é a frequência angular do sinal.

Logo, o ajuste a ser feito pela técnica dos Mínimos Quadrados envolve a minimização da expressão (COURY *et al.*, 2011):

$$\beta = \int_0^T \left\{ y - K_1 e^{-\tau t} - \sum_{n=1}^m [K_{2n} \text{sen}(n\omega t) + K_{2n+1} \text{cos}(n\omega t)] \right\}^2, \quad (2.33)$$

em que y é o sinal a ser analisado e T é o intervalo amostral.

As soluções do procedimento de minimização são os valores dos parâmetros incógnitos K_j , de onde são extraídos os valores aproximados para as componentes reais e imaginárias do fasor do sinal.

A resposta em frequência do algoritmo dos Mímicos Quadrados depende da sua resposta ao impulso, que por sua vez depende da função utilizada pelo algoritmo para o modelo matemático do sinal (SILVA, 2009). Logo, os ganhos da resposta em frequência podem ou não ser elevados nas componentes de frequência mais elevadas.

2.6 Algoritmo de SILVA (2009)

SILVA (2009) propôs uma reformulação na estratégia utilizada no filtro Mímico Digital de forma que seus parâmetros se adaptem ao sinal, e a componente DC de decaimento exponencial possa ser filtrada independente do seu valor. Esse algoritmo foi denominado filtro Mímico Adaptativo. Também foi proposto um algoritmo de estimação fasorial que

combina filtros ortogonais de um ciclo em conjunto com o filtro Mímico Adaptativo. Os filtros ortogonais são projetados *off-line* por uma técnica que reúne as características de filtragem da transformada *wavelet* discreta redundante e do algoritmo dos Mínimos Quadrados.

Ainda nesse trabalho, as respostas em frequência e no tempo do algoritmo de SILVA (2009) foram comparadas com as dos algoritmos dos Mínimos Quadrados e de Fourier de um e de meio ciclo, que foram combinados com o filtro Mímico de BENMOUYAL (1995).

Em relação à resposta no tempo, o algoritmo de SILVA (2009) apresentou um melhor desempenho para os casos analisados no trabalho, em se tratando da filtragem da componente DC de decaimento exponencial dos sinais avaliados. Porém, como o filtro Mímico Adaptativo é um filtro passa-altas, o módulo da resposta em frequência do algoritmo de SILVA (2009) também apresenta a característica de amplificar as componentes de frequência de ordem mais elevada.

2.7 Síntese Bibliográfica

Na Tabela 2.1 é apresentada uma sinopse do levantamento bibliográfico realizado, mostrando as características dos métodos de estimação fasorial descritos neste capítulo.

Na Tabela 2.1, o símbolo “–” indica que o método referido não apresenta a característica apresentada na tabela, o símbolo “✓” indica que o método apresenta a característica apresentada na tabela, e o símbolo “*” indica que o método pode apresentar a característica descrita.

A maioria das técnicas de estimação fasorial têm se concentrado na redução do efeito da componente DC de decaimento exponencial no processo de filtragem dos sinais. Algumas se baseiam nas características de ortogonalidade dos fitros de Fourier para elaborar algoritmos menos sensíveis ao efeito da componente DC de decaimento exponencial, outros utilizam modelos matemáticos que contém esta componente no processo de estimação de fasores, e ainda outros utilizam filtros passa-altas combinados com algoritmos baseados nas transformadas de Fourier e *wavelet*.

Na tentativa de filtrar a componente DC de decaimento exponencial, os filtros utilizados na maioria dos métodos de estimação fasorial atenuam as componentes de frequência mais baixas, mas amplificam as componentes de frequência mais elevada.

Neste contexto, um método de estimação fasorial é proposto neste trabalho, com o objetivo de melhorar a característica de rejeição das componentes indesejáveis do sinal (componentes harmônicas, inter-harmônicas e DC de decaimento exponencial), de forma a apresentar simultaneamente uma boa resposta no tempo e frequência. A resposta em frequência do método proposto apresenta ganho unitário na componente de frequência fundamental e atenua tanto as componentes de frequência mais baixas como as mais altas.

Tabela 2. 1 – Sinopse da Revisão Bibliográfica.

Referências	BENMOYAL (1995)	HART <i>et al.</i> (2000)	ROSOLOWSKI <i>et al.</i> (2000)	GUO <i>et al.</i> (2003)	SILVA (2009)
Características					
Baseado na transformada de Fourier	✓	✓	—	✓	—
Utilização da técnica dos Mínimos Quadrados	—	—	✓	—	—
Baseado da Transformada <i>Wavelet</i>	—	—	—	—	✓
Necessidade do conhecimento prévio das componentes de frequência do sinal	—	—	✓	—	—
Necessidade do conhecimento prévio da componente DC de decaimento exponencial	✓	—	✓	—	—
Redução do efeito da componente DC de decaimento exponencial na estimação fasorial	✓	✓	✓	✓	✓
Amplifica amplitudes de componentes de frequência elevada	✓	✓	*	✓	✓
Apresenta de forma simultânea boas respostas no tempo e frequência	—	—	—	—	—

Fonte: autoria própria.

Capítulo 3

Fundamentação Teórica

3.1 Relés Digitais

Uma proteção baseada em técnicas de microprocessadores mantém o mesmo princípio e guarda os mesmos requisitos básicos aplicados aos relés eletromecânicos ou de indução e aos relés estáticos ou eletrônicos. No entanto, os relés digitais oferecem novas funções, além das funções de seus antecessores, bem como maior velocidade, melhor sensibilidade, acesso remoto e armazenamento de informações (COURY *et al.*, 2011).

Os relés digitais utilizam os sinais analógicos como grandezas de entrada, que são convertidos internamente para sinais digitais através de conversores analógicos/digitais (A/D). Os relés digitais têm a capacidade de processar digitalmente os valores medidos do sistema (como tensão, corrente e frequência) e de realizarem operações lógicas e aritméticas. Apresentam as seguintes vantagens (SANTOS, 2011):

- Elevada confiabilidade devido à função de auto-supervisão;
- Diagnóstico de falha por meio do armazenamento de dados de falha;
- Possibilidade de comunicação com um sistema supervisor, através de uma *interface* serial;
- Possibilidade de serem ajustados à distância;
- Durante os procedimentos de alteração nos ajustes, mantêm a proteção do sistema elétrico no nível dos ajustes existentes;
- Indicação dos valores de medição e dos dados de falha por meio de *display* alfanumérico;
- Segurança operacional com a possibilidade de estabelecer uma senha do responsável pelo seu ajuste.

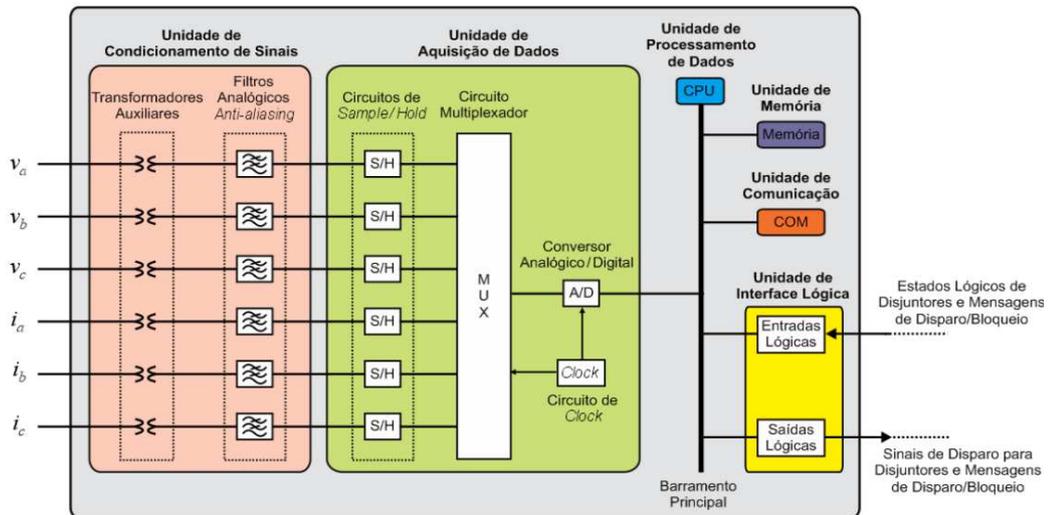
3.2 Arquitetura Básica dos Relés Digitais

A tecnologia dos relés digitais pode ser resumida no fato de que os sinais analógicos de entrada são isolados eletricamente pelos transformadores de tensão e corrente, depois são

filtrados analógicamente, processados pelos conversores analógicos/digitais e utilizados nos cálculos dos algoritmos de proteção.

Atualmente, os relés digitais são compostos por subsistemas com funções específicas. Podemos representar a arquitetura básica dos relés digitais por meio de diagrama de blocos, conforme mostrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Arquitetura de um relé digital.



Fonte: COURY *et al.*, 2011.

Os transformadores auxiliares realizam a isolação galvânica entre os relés de proteção e os sinais provenientes dos transformadores de tensão e corrente. Os filtros *anti-aliasing* são utilizados para evitar erros no processamento dos sinais devido a possíveis sobreposições de espectro.

Os circuitos *Sample and Hold* (S/H) têm a função de realizar a amostragem dos sinais analógicos de tensão e corrente no mesmo instante e disponibilizar os sinais ao multiplexador (MUX), o que minimiza a deformação provocada pela amostragem não sequencial e consequente operação incorreta da proteção (COURY *et al.*, 2011).

O multiplexador (MUX) tem a função de permitir o uso de apenas um conversor analógico/digital (A/D) para várias entradas analógicas, enquanto o conversor A/D permite que os sinais possam ser convertidos da forma analógica para a forma digital em intervalos definidos pela taxa amostral.

O processador tem a função de controlar o funcionamento do relé, no qual são inseridos os algoritmos para estimação das componentes de frequência fundamental dos sinais. Também possui a função de executar cálculos.

O *software* lógico do relé é armazenado na memória ROM, enquanto a memória RAM é utilizada para armazenar valores e operações intermediárias do relé, e na memória E2PROM são armazenados os ajustes do relé (COURY *et al.*, 2011).

Por meio do módulo de entradas lógicas são fornecidos os estados lógicos dos disjuntores e as mensagens de disparo/bloqueio desses equipamentos ao relé. O módulo de saídas lógicas externa os sinais que determinam as atuações de disjuntores e mensagens para equipamentos externos ao relé.

3.3 Filtros *Anti-Aliasing*

O teorema da amostragem de Nyquist postula que para que um determinado componente de frequência do sinal f_{cs} possa ser completamente reconstituído, a taxa amostral do processo de digitalização deve ser no mínimo igual a $2f_{cs}$, para que não ocorra a sobreposição de espectros, fenômeno denominado de *aliasing*.

Os sinais de corrente e tensão, durante manobras no sistema elétrico, apresentam componentes de alta frequência, e como a taxa de amostragem utilizada em relés geralmente varia de 480 Hz a 6000 Hz (MASCHER, 2010), logo é necessário utilizar um filtro que impeça que o fenômeno de *aliasing* ocorra.

Filtros passa-baixas com frequência de corte no máximo igual a metade da taxa de amostragem são geralmente utilizados por relés como filtros *anti-aliasing*. Um filtro passa-baixas ideal tem ganho unitário para a faixa de frequência desejada e ganho igual a zero a partir da frequência de corte. Porém, em geral, esse filtro não pode ser encontrado na prática. Normalmente, são utilizados filtros passa-baixas que se aproximam da forma ideal, como os filtros passa-baixas tipo Butterworth e Chebyshev, descritos a seguir.

3.3. 1. Filtro de Butterworth

A atenuação de um filtro passa-faixa normalizado do tipo só-polos, ou seja, um filtro passa-faixa em que a frequência da extremidade da faixa de passagem ω_p' é igual a $\omega_p' = 1$, é expressa por uma equação do tipo (DINIZ *et al.*, 2014):

$$|A(s')|^2 = 1 + |E(s')|^2, \quad (3.1)$$

$A(s')$ é a função de atenuação desejada e $E(s')$ é um polinômio que tem módulo reduzido em baixas frequências e elevado em altas frequências, em que $s' = j\omega$ e ω' é a variável frequência.

A aproximação de Butterworth se caracteriza por uma resposta de módulo maximamente plana em $\omega'=0$. A fim de obedecer essa propriedade, escolhe-se $E(s')$ como (DINIZ *et al.*, 2014):

$$E(s') = \varepsilon(j\omega')^n, \quad (3.2)$$

em que ε é uma constante e n é a ordem do filtro. Logo, a Equação (3.1) torna-se:

$$|A(s')|^2 = 1 + \varepsilon^2 (\omega')^{2n}, \quad (3.3)$$

A escolha do parâmetro ε depende da atenuação máxima A_p permitida na faixa de passagem. Desse modo, a atenuação em decibéis é dada por:

$$|A_{dB}(\omega')| = 20\log_{10}|A(j\omega')| = 10\log_{10}\left[1 + \varepsilon^2 (\omega')^{2n}\right] \quad (3.4)$$

Sabendo que a frequência da extremidade da faixa de passagem ω'_p é igual a “1”, e a partir da Equação (3.4), temos que o valor de ε considerando a atenuação máxima permitida na faixa de passagem é igual a:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1A_p} - 1}. \quad (3.5)$$

Para determinar a ordem requerida para que o filtro atinja a especificação de atenuação A_r na faixa de rejeição para a frequência ω'_r , tem-se da Equação (3.4), que:

$$A_r = A_{dB}(\omega'_r) = 10\log_{10}\left[1 + \varepsilon^2 (\omega'_r)^{2n}\right] \quad (3.6)$$

Isolando a variável n da equação anterior, tem-se que:

$$n \geq \frac{\log_{10}\left(\frac{10^{0,1A_r} - 1}{\varepsilon^2}\right)}{2\log_{10} \omega'_r}, \quad (3.7)$$

A partir dos valores da ordem do filtro n e da constante ε , pode-se encontrar a função de transferência $A(s')$. Da Equação (3.3), pode-se fatorar $|A(s')|^2$ como:

$$|A(s')|^2 = A(-j\omega')A(j\omega') = 1 + \varepsilon^2 \omega'^{2n} = 1 + \varepsilon^2 [-(j\omega')^2]^n. \quad (3.8)$$

Substituindo $j\Omega'$ por s' na Equação (3.8), tem-se que:

$$A(-s')A(s') = 1 + \varepsilon^2 [-s'^2]^n. \quad (3.9)$$

Para determinar $A(s')$ é preciso que encontrar as raízes da Equação (3.9), e encontrar aquelas que pertencem a $A(s')$ e as que pertencem a $A(-s')$. As soluções da Equação (3.9) são:

$$s_i = \varepsilon^{-1/n} e^{j(\pi/2)[(2i+n+1)/n]}, \quad (3.10)$$

com $i = 1, 2, \dots, 2n$. Essas $2n$ raízes se localizam em posições igualmente espaçadas sobre a circunferência de raio $\varepsilon^{-1/n}$ centrada na origem do plano s .

A fim de obtermos um filtro estável, escolhemos n raízes p_i localizadas na metade esquerda do plano s para pertencerem ao polinômio $A(s')$. Como resultado, a função de transferência normalizada é dada por:

$$H'(s') = \frac{H'_0}{A(s')} = \frac{H'_0}{\prod_{i=1}^n (s' - p_i)}, \quad (3.11)$$

em que H'_0 é escolhido de forma que $|H'(j0)| = 1$, e portanto

$$H'_0 = \prod_{i=1}^n (-p_i). \quad (3.12)$$

Lembra-se que as equações anteriores foram desenvolvidas para um filtro normalizado, em que $\omega'_p = 1$. Para obter o projeto de filtros para outros valores de frequência para a extremidade da faixa de passagem é necessário apenas substituir s' por $s' = s/\omega'_p$, em que ω'_p é a frequência da extremidade da faixa de passagem desejada, também chamada de frequência de corte.

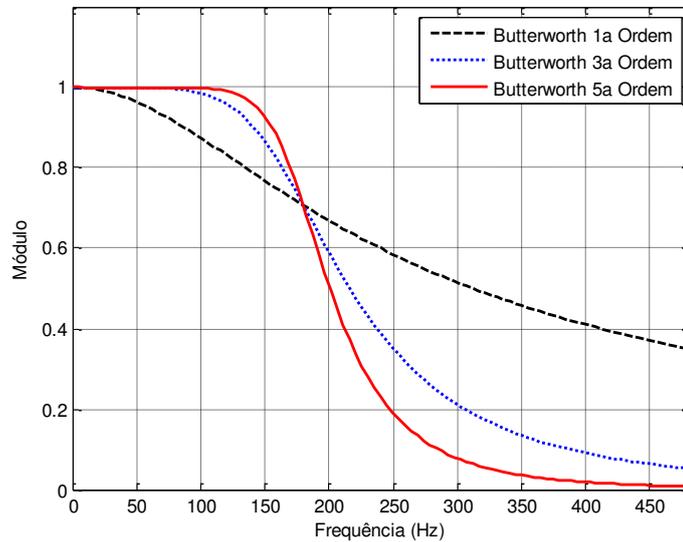
A partir da equação que descreve a função de transferência, a Equação (3.11), pode-se traçar os gráficos de módulo e fase da função de transferência. Para uma mesma frequência de corte, pode-se obter o projeto de várias ordens do filtro passa-baixas Butterworth.

Uma das características da aproximação de Butterworth é o fato de que sua atenuação cresce monotonicamente com a frequência. Para aumentar a atenuação é necessário aumentar a ordem do filtro. Nas Figuras 3.2 e 3.3 são mostrados o módulo e a fase da resposta em frequência de filtros de primeira, terceira e quinta ordem com frequência de corte igual a $\omega'_p = 2\pi 180$ rad/s.

Os filtros passa-baixas de Butterworth são muito utilizados em relés de proteção de sistemas elétricos como filtros *anti-alisang*. No Brasil, a frequência fundamental da rede é de 60 Hz, para exemplificar o desempenho desses filtros nessa frequência é apresentada a Tabela

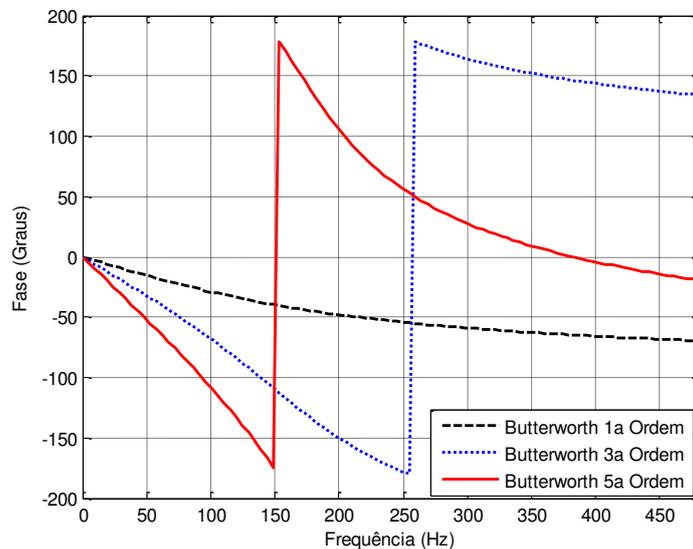
3.1, com os valores calculados dos módulos e fases das respostas em frequências dos filtros de primeira, terceira e quinta ordem.

Figura 3. 2 – Módulo da resposta em frequência dos filtros passa-baixas de Butterworth.



Fonte: autoria própria.

Figura 3. 3 – Fase da resposta em frequência dos filtros passa-baixas de Butterworth.



Fonte: autoria própria.

Tabela 3. 1 – Desempenho dos filtros passa-baixas de Butterworth em 60 Hz.

Ordem do Filtro	Módulo	Fase (°)
primeira ($n = 1$)	0,9578	-16,70
terceira ($n = 3$)	0,9996	-34,96°
quinta ($n = 5$)	1,0000	-56,32°

Fonte: autoria própria.

A atenuação do filtro Butterworth aumenta muito lentamente na faixa de passagem e rapidamente na faixa de rejeição (DINIZ *et al.*, 2014). Estas características podem ser observadas na Figuras 3.2 e 3.3, e Tabela 3.1, em que se observa que atenuação aumenta com a frequência, no entanto a fase da resposta em frequência também aumenta, o que provoca defasagens no tempo referentes à sua resposta ao degrau (LUTOVAC *et al.*, 2002).

Em aplicações práticas, os filtros Butterworth de segunda ou terceira ordem satisfazem os requisitos dos relés digitais (COURY *et al.*, 2011; SILVA, 2009), pois garantem um bom compromisso entre atenuação na faixa de passagem e atraso de fase.

Na aproximação de Butterworth, para aumentar a atenuação, é preciso aumentar a ordem do filtro. Entretanto, sacrificando-se sua monotonicidade, pode-se obter maior atenuação na faixa de rejeição com filtros de mesma ordem (DINIZ *et al.*, 2014), um exemplo de um tipo de filtro que apresenta estas características é o filtro de Chebyshev.

3.3. 2. Comparações entre os Filtros de Butterworth e Chebyshev

A função de transferência do filtro de Chebyshev é dada por (DINIZ *et al.*, 2014):

$$H'(s') = \frac{H'_0}{\prod_{i=1}^n (s' - p_i)}, \quad (3.13)$$

em que H'_0 é escolhida de forma que

$$H'_0 = \begin{cases} \prod_{i=1}^n (-p_i), & \text{para } n \text{ ímpar} \\ 10^{-0,05A_p} \prod_{i=1}^n (-p_i), & \text{para } n \text{ par,} \end{cases} \quad (3.14)$$

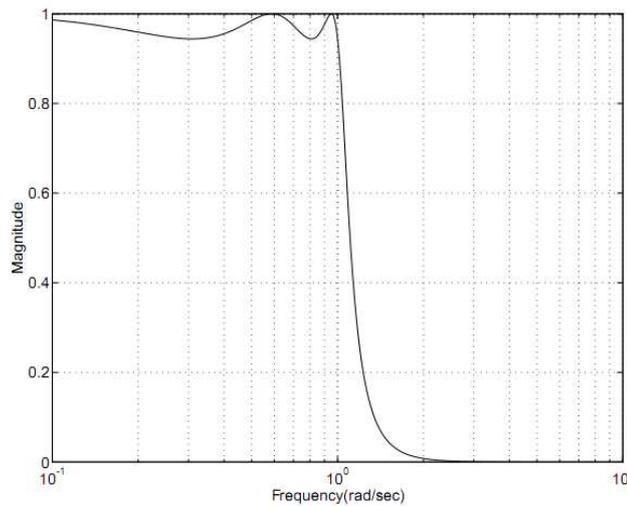
em que p_i são i -ésimo pólo e A_p é a atenuação máxima permitida na faixa de passagem do filtro Chebyshev.

O método de aproximação de Chebyshev introduz oscilações na faixa de passagem. Embora a transição entre faixa de passagem e rejeição seja mais rápida do que o filtro de Butterworth, pode-se projetar filtros Chebyshev de ordem menor quando se deseja uma atenuação mais rapidamente crescente em comparação com a mesma prescrição desejada para um filtro Butterworth. A sua resposta em frequência na banda de rejeição é bastante plana.

Na Figura 3.4 é mostrado o gráfico do módulo da resposta em frequência de um filtro passa-baixas de Chebyshev, em que podem ser observadas as oscilações na banda de

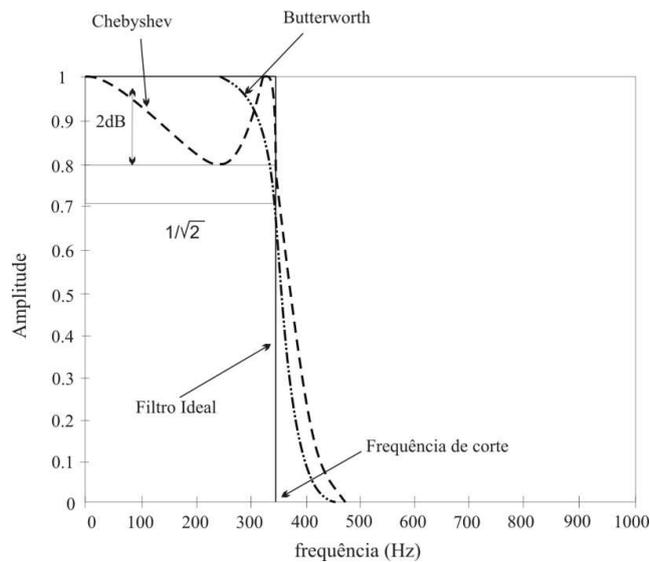
passagem. Na Figura 3.5 são mostrados os módulos das respostas em frequência para um filtro passa-baixas ideal, um filtro passa-baixas Butterworth de segunda ordem e um filtro passa-baixas Chebychev de segunda ordem para efeitos de comparação. Apesar de o filtro Chebychev apresentar uma melhor atenuação entre a banda de passagem e a banda de rejeição, ele apresenta oscilações na sua faixa de passagem, por isso, os filtros de Butterworth são os mais empregados em relés digitais (SCHWEITZER & HOU, 1993).

Figura 3. 4 – Módulo da resposta em frequência de um filtro de Chebychev.



Fonte: The MathWorks, 2001.

Figura 3. 5 – Resposta em frequência dos filtros ideal, Butterworth e Chebyshev.



Fonte: COURY et al., 2011.

3.4 Fundamentos da Proteção de Distância

Nos relés digitais, as amostras dos sinais de tensão e corrente medidas são disponibilizadas em forma de grandezas vetoriais, após a estimação feita pelos métodos de estimação fasorial. Esses fasores são utilizados nas funções de proteção, implementadas nos relés digitais, para verificar o estado do sistema a ser protegido.

A função de distância, presente nos relés digitais, tem por objetivo detectar qual é o ponto onde a falta ocorreu ao longo da linha de transmissão, em relação ao ponto onde o relé está instalado. Para verificar esta condição, os relés digitais utilizam as impedâncias calculadas a partir das grandezas entre fase e terra, e entre fases, para cada unidade de impedância.

As tarefas básicas de um relé digital de distância podem ser divididas em (Figura 3.6): detecção da falta, classificação da falta, cálculo da impedância aparente, verificação da zona de proteção e se pertinente, envio de sinal para abertura dos disjuntores para isolação elétrica da falta envolvida (COURY *et al.*, 2011). O foco deste trabalho se concentra na filtragem dos sinais.

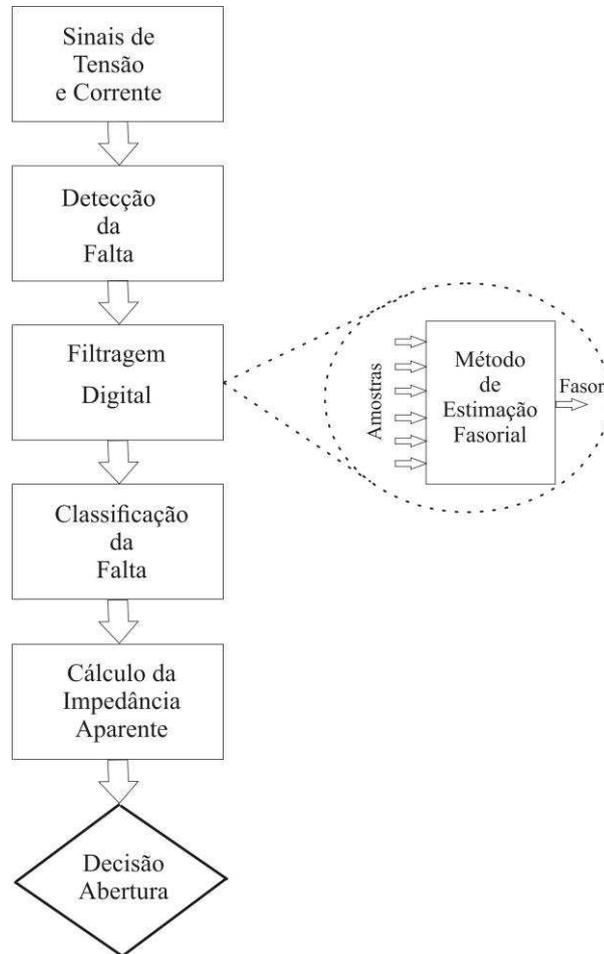
As faltas no sistema podem ser detectadas de várias maneiras e está associada à mudança dos sinais de corrente e tensão (COURY *et al.*, 2011). Alguns métodos de detecção são baseados na transformada de Park (LOPES *et al.*, 2013), outros na transformada *wavelet* (COSTA *et al.*, 2010) e outros ainda no monitoramento do cálculo do valor absoluto da soma das inclinações do sinal de corrente (NAGARAJU *et al.*, 2011).

Após o processo de detecção, as faltas são classificadas com o intuito de permitir uma rápida identificação das fases faltosas e dessa forma diminuir o tempo do cálculo dos parâmetros que identificarão a localização da falta. No caso da ocorrência de faltas em linhas de transmissão, os seguintes tipos de faltas podem ocorrer: faltas do tipo monofásica (AT, BT e CT), faltas do tipo bifásica (AB, AC e BC), faltas do tipo bifásica para terra (ABT, ACT e BCT) e a falta trifásica (ABC). Os métodos propostos na literatura especializada para classificação das faltas podem ser baseados na transformada de Park (LOPES *et al.*, 2014), na transformada *wavelet* (COSTA *et al.*, 2012) e na análise do crescimento da corrente na fase sob falta em relação ao seu valor em regime permanente (ADU, 2002).

Após o processo de classificação de falta, a impedância aparente de falta é calculada. Como em um sistema elétrico trifásico há vários tipos diferentes de falta (trifásicas, bifásicas,

bifásicas para terra e monofásicas), o relé digital com função de distância tem seis unidades de impedância para p cálculo desta impedância, dependendo do tipo de falta (SILVA, 2009).

Figura 3. 6 – Fluxograma de um relé digital de distância baseado no cálculo da impedância aparente.



Fonte: autoria própria.

Para o cálculo da impedância de falta em cada unidade específica são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 3.2.

Tabela 3. 2 – Sinais de entrada para as unidades de impedância do relé.

Unidade	Tensões de Entrada	Correntes de Entrada
Z_{AT}	V_A	$I_A + K_0 3I_0$
Z_{BT}	V_B	$I_B + K_0 3I_0$
Z_{CT}	V_C	$I_C + K_0 3I_0$
Z_{AB}	$V_A - V_B$	$I_A - I_B$
Z_{BC}	$V_B - V_C$	$I_B - I_C$
Z_{CA}	$V_C - V_A$	$I_C - I_A$

Fonte: autoria própria.

Na Tabela 3.2: Z_{AT} , Z_{BT} , Z_{CT} são as unidades de impedância fase-terra; Z_{AB} , Z_{BC} , Z_{CA} são as unidades de impedância fase-fase do relé; V_A , V_B , V_C são as tensões de fase; I_A , I_B , I_C são as correntes de fase fornecidas ao relé; I_0 é a corrente de sequência zero calculada pelo relé. O fator K_0 é o fator de compensação da corrente de sequência zero, calculado como:

$$K_0 = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{3Z_{L1}}, \quad (3.15)$$

em que Z_{L0} e Z_{L1} são respectivamente, as impedâncias de sequência zero e positiva da linha de transmissão a ser monitorada.

A proteção de distância baseia-se no princípio da medição da impedância de sequência positiva da linha, calculada a partir dos valores fornecidos pelos transformadores para instrumentos. O relé de distância mede continuamente o valor da impedância e quando esta for menor do que um valor de limiar pré-estabelecido, o relé irá atuar. Esse conceito parte do pressuposto que em uma falta, ocorre um aumento significativo de corrente e uma diminuição no nível de tensão, resultando na diminuição do valor de impedância medido (ZIEGLER, 2011).

Na Tabela 3.3 apresenta-se um resumo das unidades de impedância do relé de distância que devem ser capazes de atuar para cada tipo de falta. Nesta tabela, o símbolo “✓” indica que a respectiva unidade de impedância deve atuar, e o símbolo “–” que a respectiva unidade não deve atuar.

Tabela 3. 3 – 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	✓	–	–	–	–	–
Monofásica BT	–	✓	–	–	–	–
Monofásica CT	–	–	✓	–	–	–
Bifásica AB	–	–	–	✓	–	–
Bifásica BC	–	–	–	–	✓	–
Bifásica AC	–	–	–	–	–	✓
Bifásica para terra ABT	✓	✓	–	✓	–	–
Bifásica para terra BCT	–	✓	✓	–	✓	–
Bifásica para terra CAT	✓	–	✓	–	–	✓
Trifásica	✓	✓	✓	✓	✓	✓

Fonte: autoria própria.

3.4. 1. Característica Mho

Baseada na impedância de sequência positiva e na porcentagem da linha de transmissão que o relé de distância pode atuar (o alcance), é possível construir uma figura geométrica, que representa a zona de atuação do relé, no plano Resistência – Reatância ($R - X$), o qual pode apresentar vários formatos: círculos, retângulos, elipses, etc..., conforme mostrado na Figura 3.7.

Uma das formas geométricas mais utilizadas até hoje é a característica mho (Figura 3.7-*b*), cujo formato é um círculo com centro fora da origem do plano $R - X$ (SCHWEITZER & ROBERTS, 1993). O diâmetro do círculo determina a zona de atuação do relé de distância (ZIEGLER, 2011).

A representação da característica mho pode ser feita a partir de um elemento comparador, que consiste na comparação dos vetores de operação (S_{op}) e de polarização (S_{pol}), a partir da sua defasagem ou da relação entre os seus módulos. A partir desta comparação, é possível distinguir se o sistema se encontra em operação normal ou está ocorrendo uma falta no sistema.

“ S_{op} ” corresponde a queda de tensão sobre a réplica da impedância de alcance do relé, dado por:

$$S_{op} = V_R - Z_R I_R, \quad (3.16)$$

em que:

- V_R é a tensão de entrada da unidade de impedância (conforme mostrado na Tabela 3.2);
- I_R é a corrente de entrada da unidade de impedância (conforme mostrado na Tabela 3.2);
- Z_R é a impedância de alcance do relé de distância.

Z_R é calculado a partir pela equação que segue:

$$Z_R = \frac{hZ'_{L1}}{\cos(\theta_{L1} - \varphi)}, \quad (3.17)$$

em que h é a porcentagem do comprimento da linha de transmissão a ser protegida, Z'_{L1} é a réplica da impedância de sequência positiva da linha, θ_{L1} é o ângulo da impedância de sequência positiva da linha e φ é o ângulo de projeto da característica mho (ZIEGLER, 2011).

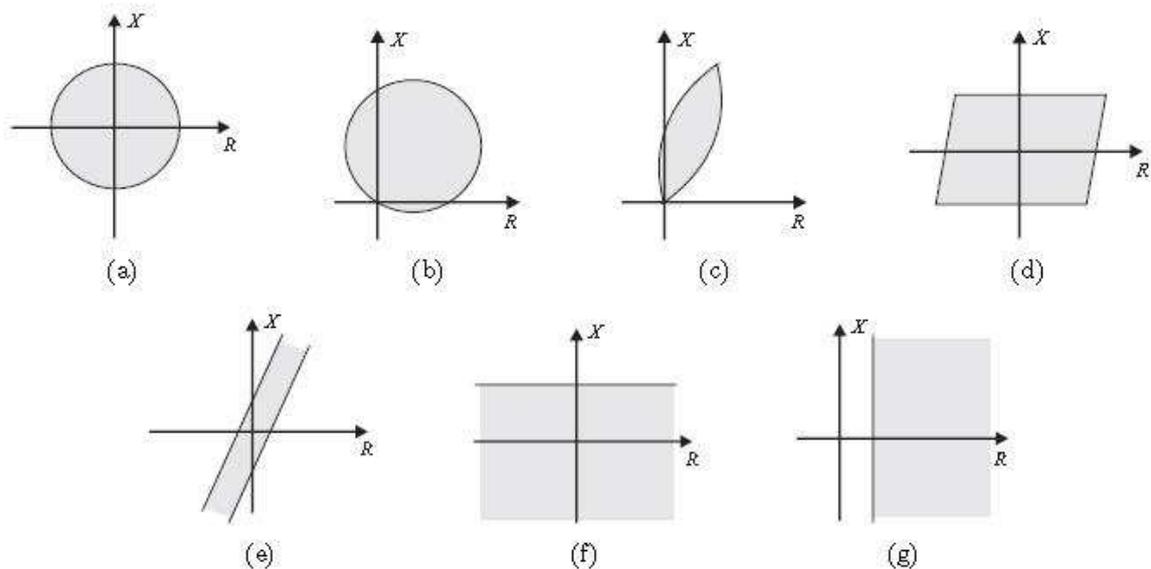
Nos relés eletromecânicos, φ é ajustado para ser igual ao ângulo θ_{L1} . No entanto a fim de melhorar a cobertura da resistência de falta, o ângulo φ é ajustado para um valor menor do que θ_{L1} (SILVA, 2009).

O termo Z'_{L1} é calculado a partir da equação a seguir:

$$Z'_{L1} = \frac{RTC}{RTP} Z_{L1}, \quad (3.18)$$

em que RTP é a relação de transformação do transformador de potencial, RTC é a relação de transformação do transformador de corrente e Z_{L1} é a impedância de sequência positiva da linha de transmissão a ser protegida.

Figura 3. 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.

A ideia do Comparador Cosseno “P” surgiu do princípio de funcionamento de um relé eletromecânico de indução, cuja equação é mostrada a seguir (SCHWEITZER & ROBERTS, 1993):

$$P = \text{Real}(S_{op} S_{pol}^*), \quad (3.19)$$

em que S_{pol}^* é o conjugado do vetor de polarização S_{pol} , que depende do tipo de polarização utilizada pelo relé de distância.

O Comparador Cosseno pode ser utilizado para representar a área que compreende a característica mho, da seguinte forma:

- $P > 0$: Representa a área dentro da característica mho do relé;
- $P = 0$: Representa o limiar de operação;
- $P < 0$: Representa a área fora da característica mho do relé.

Normalizando o Comparador Cosseno, tem-se que o comparador normalizado P_{std} , o qual assume os níveis ± 1 . Atribuindo o valor “0” quando o comparador normalizado tiver o valor igual a “-1”, tem-se:

- $P_{std} = 1$: Comando de *trip*;
- $P_{std} = 0$: Comando de bloqueio.

As técnicas de polarização comumente utilizadas são: a autopolarizada, a polarização em quadratura e a polarização por memória de tensão (ZIEGLER, 2011).

3.4. 2. Característica Mho Autopolarizada

A característica mho autopolarizada foi muito utilizada pelos relés eletromecânicos e ainda hoje é utilizada pelos relés digitais comerciais (ZIEGLER, 2011). Na técnica de polarização autopolarizada, o sinal de polarização S_{pol} corresponde à tensão de entrada da unidade da respectiva unidade de impedância. Estas grandezas são mostradas na Tabela 3.4 para cada unidade de impedância do relé.

Nas faltas que ocorrem muito próximas ao transformador de potencial e com impedância de curto-circuito com valor muito baixo (teoricamente zero), o relé de distância utilizando a característica mho não opera de forma adequada. A característica mho também não funciona adequadamente em linhas com compensação série (ZIEGLER, 2011). Com o intuito de contornar a deficiência desta técnica, foram criadas outras técnicas de polarização, a exemplo, da polarização em quadratura.

Tabela 3. 4 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de autopolarização.

Unidade	Tensões de Entrada	S_{pol}
Z_{AT}	V_A	V_A
Z_{BT}	V_B	V_B
Z_{CT}	V_C	V_C
Z_{AB}	$V_A - V_B$	$V_A - V_B$
Z_{BC}	$V_B - V_C$	$V_B - V_C$
Z_{CA}	$V_C - V_A$	$V_C - V_A$

Fonte: autoria própria.

3.4.3. Característica Mho com Polarização em Quadratura

Na técnica de polarização em quadratura, são utilizados como referência para o sinal de polarização as grandezas das fases não envolvidas com a falta, as quais estão mostradas na Tabela 3.5 para cada unidade de impedância do relé.

Pode-se observar, a partir da Tabela 3.5, que a tensão utilizada como referência para o sinal de polarização está em quadratura com a tensão de entrada da unidade de impedância (Tabela 3.2), e portanto, imune aos distúrbios das fases sob falta.

No caso de faltas trifásicas, não há fases sãs disponíveis. No caso desta eventualidade, relés digitais utilizam memória de tensão, que armazena a tensão de polarização antes do instante de falta (ZIEGLER, 2011).

Tabela 3.5 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de polarização em quadratura.

Unidade	Tensões de Entrada	S_{pol}
Z_{AT}	V_A	jV_{BC}
Z_{BT}	V_B	jV_{CA}
Z_{CT}	V_C	jV_{AB}
Z_{AB}	$V_A - V_B$	$-jV_C$
Z_{BC}	$V_B - V_C$	$-jV_A$
Z_{CA}	$V_C - V_A$	$-jV_B$

Fonte: autoria própria.

3.4.4. Característica Mho com Polarização por Memória

A polarização por memória de tensão é uma solução para proteção de linhas de transmissão com compensação série e detecção de faltas trifásicas próximas à localização do relé (ZIEGLER, 2011). Este tipo de polarização se apresenta como alternativa para estes casos porque tem por finalidade garantir a direcionalidade correta da proteção.

Na polarização por memória de tensão, o sinal empregado como sinal de polarização é a tensão pré-falta de sequência positiva. Esse tipo de polarização provoca uma expansão no diâmetro da característica envolvendo a origem, o que aumenta a confiabilidade quando a resistência de falta é baixa e o defeito encontra-se próximo ao ponto de instalação do relé.

De forma a restabelecer valores passados do sinal de polarização, SCHWEITZER (1989) utilizou um filtro digital com memória para estabelecer um fasor de polarização por memória de tensão de sequência positiva:

$$S_{pol}(n) = \frac{1}{N} V_{pol}(n) - \frac{N-1}{N} S_{pol}(n - \frac{N}{2}), \quad (3.20)$$

em que: N é o número de amostras por ciclo; S_{pol} é o fasor de polarização por memória de sequência positiva na n -ésima amostra; $V_{pol}(n)$ é o fasor de tensão de sequência positiva na n -ésima amostra.

Na Tabela 3.6 são mostradas as tensões de entrada e tensões de sequência positiva utilizando a técnica de polarização por memória de tensão (MACHADO, 2013), para cada unidade de impedância do relé:

Tabela 3. 6 – Unidades de impedâncias, tensões de entrada e sinais de referência para técnica de polarização por memória.

Unidade	Tensões de Entrada	$V_{pol}(n)$
Z_{AT}	V_A	$V_{a1}(n)$
Z_{BT}	V_B	$V_{b1}(n)$
Z_{CT}	V_C	$V_{c1}(n)$
Z_{AB}	$V_A - V_B$	$V_{a1}(n) - V_{b1}(n)$
Z_{BC}	$V_B - V_C$	$V_{b1}(n) - V_{c1}(n)$
Z_{CA}	$V_C - V_A$	$V_{c1}(n) - V_{a1}(n)$

Fonte: autoria própria.

As amostras no domínio do tempo do sinal de polarização “ $s_{pol}(n)$ ” são obtidas por (MACHADO, 2013):

$$s_{pol}(n) = \frac{1}{N} v_{pol}(n) - \frac{N-1}{N} s_{pol}(n - \frac{N}{2}), \quad (3.21)$$

em que: N é o número de amostras por ciclo do relé, $s_{pol}(n)$ é o fasor de polarização por memória de sequência positiva na n -ésima amostra, $v_{pol}(n)$ é o fasor de polarização de sequência positiva n -ésima amostra, $s_{pol}(n-N/2)$ é o fasor de polarização por memória de sequência positiva na amostra $n-N/2$.

Aplicando a transformada z inversa à Equação (3.21), obtém-se:

$$s_{pol}(z) = \frac{1}{N} v_{pol}(z) - \frac{N-1}{N} s_{pol}(z)z^{-N/2}, \quad (3.22)$$

Nos próximos capítulos, um relé de distância é implementado no ATP utilizando os tipos de polarização descritas anteriormente: autopolarização, polarização por quadratura e polarização por memória de sequência positiva. O relé de distância implementado utiliza

diversos métodos de estimação fasorial para calcular os fasores de tensão e corrente. Estes fasores, por sua vez, são usados no cálculo da impedância aparente que determina o ponto onde a falta ocorre.

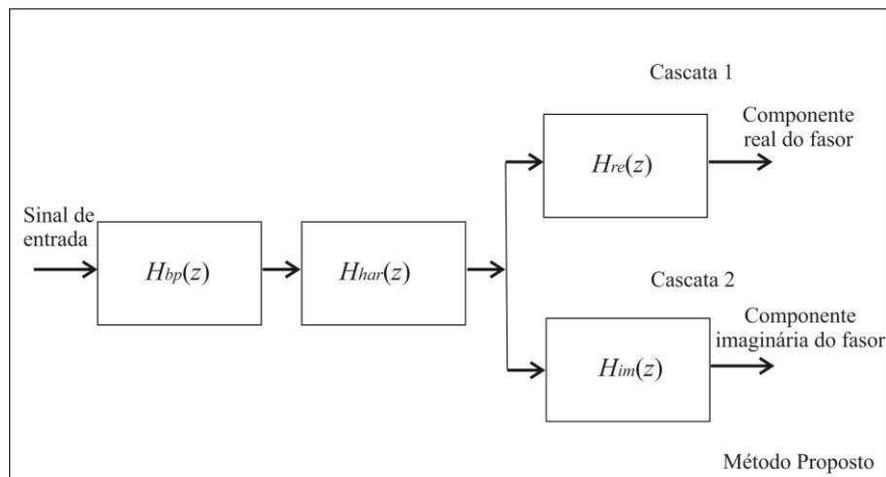
Capítulo 4

Método Proposto

Um filtro ideal de componentes de frequência não fundamentais deve apresentar ganho unitário para a componente de frequência fundamental e ganho zero para as demais componentes de frequência. Na prática, filtros em cascata podem ser utilizados para aproximar esta característica.

Para filtrar as componentes de frequência não fundamentais, o método proposto utiliza duas cascatas de subfiltros de segunda ordem, conforme mostrado na Figura 4.1. Estas cascatas, quando combinadas, preservam a componente fundamental, tendo um ganho unitário nesta componente, e atenuam as componentes não fundamentais dos sinais. As principais características destas cascatas de subfiltros são descritas a seguir.

Figura 4. 1 – Esquema representativo do método proposto.



Fonte: autoria própria.

4.1 Subfiltro Passa-faixa ($H_{bp}(z)$)

O objetivo de inserir um filtro passa-faixa, denominado neste trabalho de subfiltro H_{bp} , é melhorar o processo de filtragem dos sinais, tornando a resposta em frequência do método mais seletiva, com banda de passagem mais estreita em torno da componente fundamental.

Para se realizar o projeto de um filtro deve-se saber que uma boa característica de resposta em frequência não implica numa boa resposta no domínio do tempo. Muitos filtros

apresentam uma boa resposta na frequência e em contrapartida uma resposta pobre no domínio do tempo.

Para avaliar o desempenho de um filtro no domínio do tempo geralmente são observadas a resposta no tempo do filtro a uma função degrau (LUTOVAC *et al.*, 2002). Nas Figuras 4.2 e 4.3 são mostradas duas respostas no tempo a um função degrau de um filtro passa-baixas.

Algumas especificações para a resposta no tempo dos filtros são listadas a seguir (LUTOVAC *et al.*, 2002):

- a) *Overshoot* – é a máxima diferença entre a resposta transitória e a resposta em regime permanente a um degrau unitário (ilustrado na Figura 4.2);
- b) *Delay time* – é o tempo requerido para a resposta a um degrau unitário atingir 50% do valor final (ilustrado na Figura 4.3);
- c) *Rise Time* – é o tempo requerido para a resposta a um degrau unitário aumentar de 10% a 90% do valor final (ilustrado na Figura 4.3);
- d) *Settling Time* – é o tempo requerido para a resposta a um degrau unitário atingir e permanecer com uma porcentagem específica (frequentemente definida entre 2% e 5%) do valor final (ilustrado na Figura 4.2).

Neste trabalho, a porcentagem escolhida para o cálculo do *settling time* foi 2%, escolhido para garantir o caso mais severo e portanto uma menor variação da resposta no tempo em torno do valor final. Este valor é utilizado como parâmetro para o projeto do subfiltro passa-faixa H_{bp} .

A função de transferência de um filtro passa-faixa de segunda ordem é dada por:

$$H_{bp}(s) = \frac{(\omega_0/Q)s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}, \quad (4.1)$$

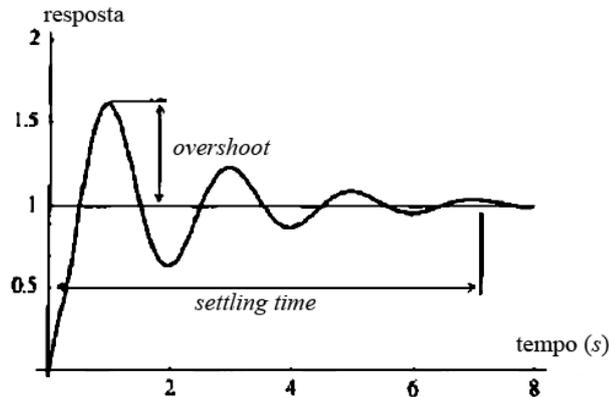
em que: ω_0 é a frequência central em rad/s; Q é o fator de qualidade do filtro, dado por $Q = f_0/\Delta f$, onde Δf é a banda de passagem do filtro em Hz, e f_0 é a frequência central em Hz.

Este filtro tem módulo unitário e fase igual a 0° para a frequência central. O parâmetro atraso de tempo deste filtro é igual a “0” para a frequência central, visto que o atraso de tempo é calculado como (LUTOVAC *et al.*, 2002):

$$\tau = -\frac{\theta(\omega)}{\omega}, \quad (4.2)$$

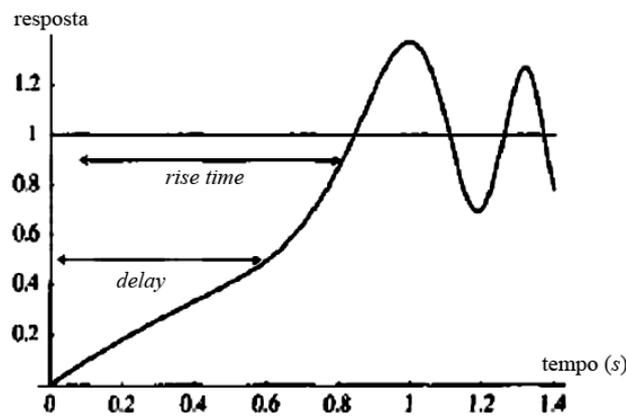
em que $\theta(\omega)$ é o valor do ângulo da resposta em frequência para a frequência ω .

Figura 4. 2 – *Overshoot e Settling time.*



Fonte: Adaptado de LUTOVAC *et al.*, 2002.

Figura 4. 3 – *Rise time e Delay.*



Fonte: Adaptado de LUTOVAC *et al.*, 2002.

Com o objetivo de obter a resposta a um degrau, a Equação (4.1) é multiplicada pela função degrau unitário, logo:

$$F(s) = (1/s)H_{bp}(s) = \frac{(\omega_o/Q)s}{s^2 + (\omega_o/Q)s + \omega_o^2} \cdot \quad (4.3)$$

A transformada inversa de Laplace da resposta ao degrau do filtro passa-faixa, dada pela Equação (4.3) é igual a:

$$f(t) = \frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{(4Q^2-1)\omega} \left\{ e^{\left[t \left(-\frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{2Q} - \frac{\omega}{2Q} \right) \right]} - e^{\left[t \left(\frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{2Q} - \frac{\omega}{2Q} \right) \right]} \right\} \quad (4.4)$$

A Equação (4.4) pode ser simplificada aplicando as propriedades da função exponencial complexa. A demonstração dessa simplificação está no Apêndice A.1.

$$f(t) = \frac{2}{\sqrt{(4Q^2-1)}} \left[\text{sen} \left(\frac{\omega}{2Q} \sqrt{(4Q^2-1)t} \right) e^{-\frac{\omega}{2Q}t} \right], \quad (4.5)$$

A taxa considerada para o cálculo do *settling time* é de 2%, logo $f(t_s) = 2/100$. Sabendo que a função seno sempre varia entre $[-1,1]$, e considerando que o valor da função seno no instante em que $f(t_s) = 2/100$ seja igual a “1”, tem-se:

$$\text{sen} \left(\frac{\omega}{2Q} \sqrt{(4Q^2-1)t} \right) = 1. \quad (4.6)$$

Para $f(t_s) = 2/100$ e a condição da Equação (4.6), temos que:

$$t_s = -\frac{2Q}{\omega} \ln \left[0,01 \sqrt{(4Q^2-1)} \right]. \quad (4.7)$$

Sabendo que: $Q = f_0/\Delta f$, podemos reescrever a Equação (4.7) como:

$$t_s = -\frac{1}{\pi \Delta f} \ln \left[0,01 \sqrt{4 \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]. \quad (4.8)$$

A Equação (4.8) quantifica a relação entre o *settling time* e a banda de passagem do filtro passa-faixa. Assim, pode-se projetar a banda de passagem de acordo com o *settling time* escolhido, e vice-versa. Com essa expressão podemos plotar o gráfico do *settling time* em função da banda de passagem do filtro (Figura 4.4). A banda de frequência mínima corresponde a um *settling time* igual a zero, e corresponde a 1,20 Hz (Apêndice A.2).

Para $\Delta f \geq 1,20$ Hz, a parcela $\ln \left[0,01 \sqrt{4 \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]$ apresenta sempre um valor negativo, resultando que a expressão descrita pela Equação (4.8) sempre será positiva, e o *settling time* sempre será maior ou igual a zero ($t_s \geq 0$ s).

Re-escrevendo a Equação (4.8), para que a banda de passagem “ Δf ” fique em função do *settling time* “ t_s ”:

$$\Delta f = -\frac{1}{\pi t_s} \ln \left[0,01 \sqrt{4 \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]. \quad (4.9)$$

Neste trabalho, o *settling time* escolhido para o projeto do filtro é 16,67 ms. A resposta ao degrau do subfiltro $H_{bp}(s)$ é mostrada na Figura 4.5. Na figura, o *settling time* escolhido para o filtro ($t_s = 16,67$ ms) está representado por um ponto vermelho.

Para uma frequência central de 60 Hz e um *settling time* (t_s) de 16,67 ms, a banda de passagem calculada é de 90,69 Hz, utilizando o método de Gauss (PRESS *et al.*, 1992) com estimativa inicial de 60 Hz e 19 iterações.

Aplicando a transformada bilinear na função de transferência do subfiltro passa-faixa, dada pela Equação (4.1), temos que a função de transferência no domínio z é igual a:

$$H_{bp}(z) = \frac{a_1 + a_2 z^{-1} + a_3 z^{-2}}{1 + a_4 z^{-1} + a_5 z^{-2}}. \quad (4.10)$$

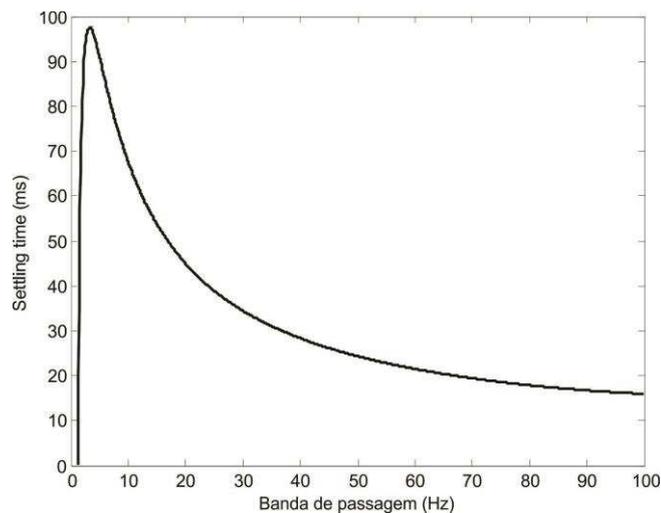
Os coeficientes a_1 , a_2 , a_3 , a_4 e a_5 do subfiltro são mostrados na Tabela 4.1. Estes coeficientes são calculados com frequência de amostragem igual a 960 Hz. Definidos todos os parâmetros do projeto do filtro, pode-se plotar a sua resposta em frequência. Nas Figuras 4.6 e 4.7 são mostrados o módulo e fase da resposta em frequência do subfiltro $H_{bp}(z)$.

Tabela 4. 1 – Coeficientes de $H_{bp}(z)$.

Coeficientes	Valores
a_1	$2,22 \cdot 10^{-1}$
a_2	0
a_3	$2,22 \cdot 10^{-1}$
a_4	-1,44
a_5	$5,55 \cdot 10^{-1}$

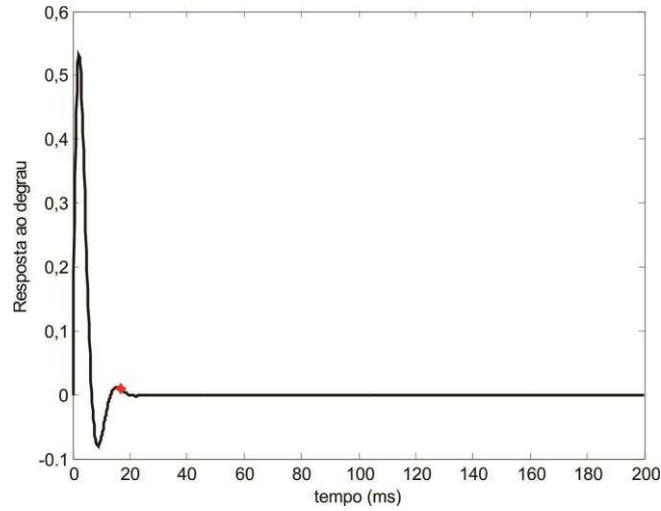
Fonte: autoria própria.

Figura 4. 4 - *Settling time* em função da banda de passagem.



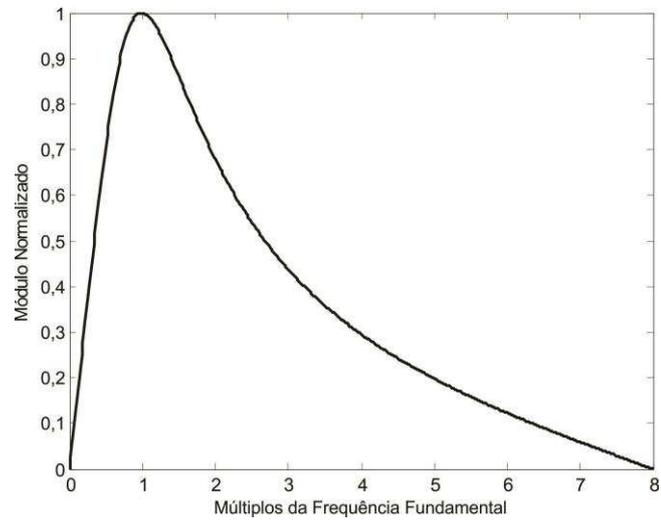
Fonte: autoria própria.

Figura 4. 5 – Resposta ao degrau unitário de $H_{bp}(s)$.



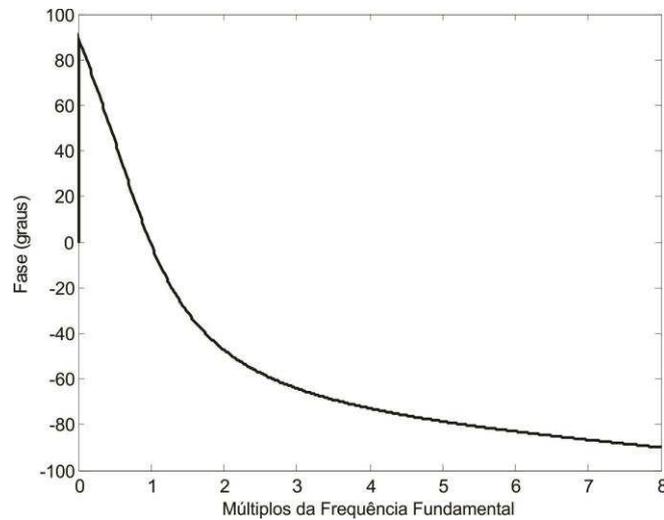
Fonte: autoria própria.

Figura 4. 6 – Módulo da resposta em frequência de $H_{bp}(z)$.



Fonte: autoria própria.

Figura 4. 7 – Fase da resposta em frequência de $H_{bp}(z)$.



Fonte: autoria própria.

Com uma banda de passagem de 90,69 Hz não é possível obter um ganho igual a zero para as componentes harmônicas do sinal a ser filtrado. Por isso, para obter este efeito é necessário associar outros subfiltros. Logo, no método proposto, o subfiltro $H_{bp}(z)$ é associado a outros subfiltros para filtrar componentes harmônicas, conforme descrito a seguir.

4.2 Subfiltros $H_{har}(z)$, $H_{im}(z)$ e $H_{re}(z)$

Os subfiltros de componentes harmônicas $H_k(z)$ apresentam ganho unitário na componente fundamental (ω_1) e ganho zero nas harmônicas múltiplas da fundamental de ordem $\omega_k = k\omega_1$, em que k é um número inteiro. A função de transferência desses subfiltros é dada pela seguinte equação (KUŠLJEVIĆ, 2008):

$$H_k(z) = \frac{1 - 2\cos(\omega_k \Delta s)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2\cos(\omega_k \Delta s)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}, \quad (4.11)$$

em que $z^{-1} = e^{-j2\pi f / f_s}$, $z_1^{-1} = e^{-j2\pi f_1 / f_s}$, f é o vetor de frequências em Hz, e f_1 é a frequência fundamental, f_s é a frequência de amostragem em Hz, e $\Delta s = 1/f_s$ é a taxa de amostragem.

Na Equação (4.12) é mostrada a função de transferência $H_{har}(z)$, que corresponde ao produto dos subfiltros $H_k(z)$ de componentes harmônicas de segunda até a sétima ordem.

$$H_{har}(z) = \prod_{k=2}^7 \frac{1 - 2\cos(\omega_k \Delta t)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2\cos(\omega_k \Delta t)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}. \quad (4.12)$$

O subfiltro $H_{im}(z)$ apresenta ganho zero na componente DC e na frequência “ $\omega_s/2$ ”, em que ω_s é a frequência de amostragem do filtro em rad/s, e apresenta ganho unitário na frequência fundamental, sua equação de transferência é dada por (KUŠLJEVIĆ, 2008):

$$H_{im}(z) = \frac{1 - z^{-2}}{|1 - z_1^{-2}|}. \quad (4.13)$$

Como no processo de estimação fasorial é necessário ter duas componentes ortogonais do sinal para encontrar seu módulo e fase, é primordial utilizar dois filtros ortogonais que possam possibilitar esse cálculo. O subfiltro $H_{re}(z)$ é ortogonal ao subfiltro $H_{im}(z)$ (Apêndice B), possui ganho unitário na frequência fundamental e atenua as componentes de baixa frequência. Sua equação de transferência é dada por:

$$H_{re}(z) = \frac{1 - 2tg(2\omega_1\Delta s)z^{-1} + z^{-2}}{|1 - 2tg(2\omega_1\Delta s)z_1^{-1} + z_1^{-2}|}. \quad (4.14)$$

Além da característica de ortogonalidade do filtro $H_{re}(z)$ em relação à $H_{im}(z)$, ele possui a vantagem de atenuar baixas frequências. O fato de atenuar baixas frequências contribui para mitigar o efeito da componente DC de decaimento exponencial no processo de estimação fasorial.

4.3 Cascata de Subfiltros $H_{c1}(z)$ e $H_{c2}(z)$

A cascata de subfiltros $H_{c1}(z)$ é composta pelos subfiltros $H_{bp}(z)$, $H_{har}(z)$ e $H_{re}(z)$, cuja função de transferência é dada por:

$$H_{c1}(z) = H_{bp}(z)H_{har}(z)H_{re}(z), \quad (4.15)$$

A cascata de subfiltros $H_{c2}(z)$ é composta pelos subfiltros $H_{im}(z)$, $H_{har}(z)$ e $H_{bp}(z)$, cuja função de transferência é dada por:

$$H_{c2}(z) = H_{bp}(z)H_{har}(z)H_{im}(z). \quad (4.16)$$

Sendo um sinal senoidal, representado por uma equação exponencial complexa $x(n) = z^n$, em que z é um parâmetro complexo da forma $z = re^{j\Omega}$, e sabendo que a resposta de um sistema LID a uma função exponencial complexa é a própria função complexa multiplicada pela função de transferência do sistema, a resposta do filtro $H_{c1}(z)$ a uma entrada $x(n)$ é dada por:

$$X_x(n) = z^n H_{c1}(z) \quad (4.17)$$

A resposta do filtro $H_{c2}(z)$ a uma entrada $x(n)$ é dada por:

$$X_y(n) = z^n H_{c2}(z) \quad (4.18)$$

Duas funções são ortogonais quando o produto interno entre as duas funções é igual a zero, e o produto interno equivale à integral do produto de uma função pelo conjugado complexo da outra função.

Efetuada a integral do produto dessas funções no domínio do círculo unitário, temos que $r = 1$, logo z é dado por $z = e^{j\Omega}$. Substituindo z por $e^{j\Omega}$ nas Equações (4.17) e (4.18), as funções X_x e X_y podem ser escritas em função de Ω . A integral do produto entre as funções $X_x(\Omega)$ e $X_y^*(\Omega)$ é dada por:

$$\int_0^{2\pi} X_x(\Omega) X_y^*(\Omega) d\Omega, \quad (4.19)$$

em que $X_y^*(\Omega)$ é o conjugado da função $X_y(\Omega)$.

Pode-se mostrar que a Equação (4.19) resulta em zero, provando que os sinais X_x e X_y são ortogonais, considerando o domínio do círculo unitário z .

Sendo ω_1 a frequência fundamental do sinal, pode-se calcular as componentes real X_x e imaginária X_y associadas ao fasor do sinal de entrada $x(n)$, associados a componente fundamental do sinal. Então, o módulo $|\hat{X}|$ e fase $\angle X$ do fasor de um sinal $x(n)$ podem ser calculados por:

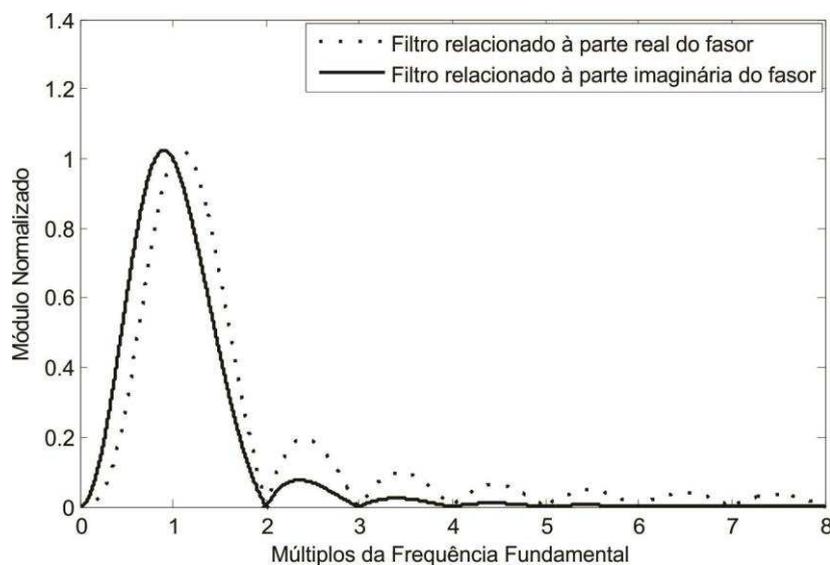
$$|\hat{X}| = \sqrt{(X_x)^2 + (X_y)^2}, \quad (4.20)$$

$$\angle X = \arctg\left(\frac{X_y}{X_x}\right). \quad (4.21)$$

4.4 Resposta em Frequência do Método Proposto

O método proposto utiliza os filtros H_{c1} e H_{c2} para calcular as componentes real X_x e imaginária X_y do fasor do sinal de entrada. O filtro H_{c1} está associado à componente real do fasor, e o filtro H_{c2} está associado à componente imaginária do fasor. A resposta em frequência do método proposto é mostrada na figura a seguir.

Figura 4. 8 – Resposta em frequência do método proposto.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 4.8, observa-se que o módulo da resposta em frequência do método proposto apresenta pequenos lóbulos laterais, tanto para o filtro relacionado à parte real do fasor quanto para o filtro relacionado à parte imaginária do fasor, o que torna-o menos afetado pelas componentes inter-harmônicas.

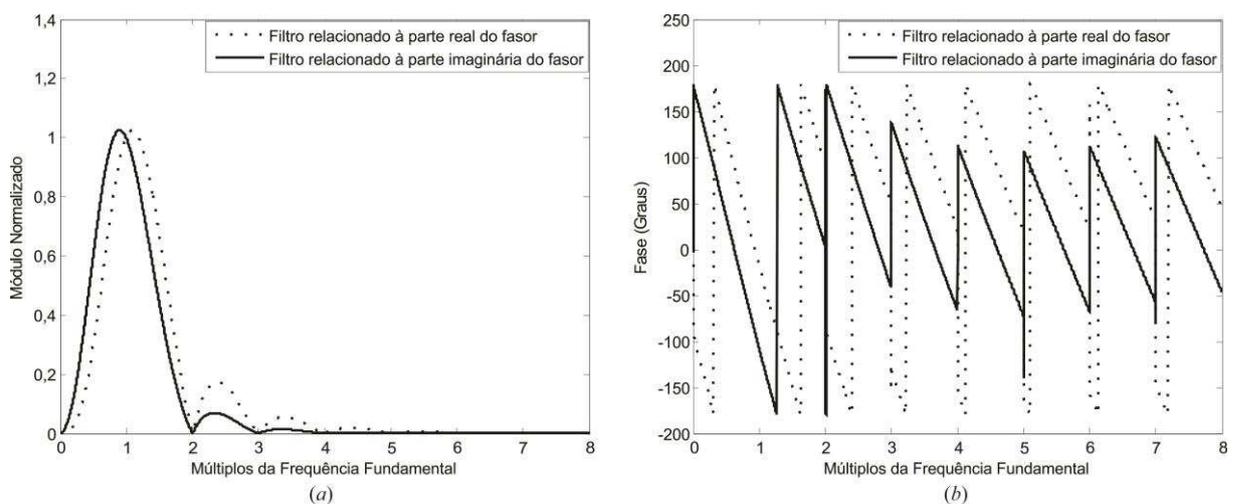
Outra observação importante é que a resposta em frequência do método proposto possui uma banda de passagem estreita em torno da frequência fundamental, tanto observando o filtro relacionado à parte real quanto o relacionado à parte imaginária, o que promove uma maior seletividade das componentes de frequência indesejáveis em torno da componente fundamental do sinal.

4.5 Método Proposto Combinado com o Filtro Butterworth

No Capítulo 3 é mostrado que os relés digitais de proteção possuem em sua arquitetura filtros *anti-aliasing* para evitar o fenômeno de sobreposição de espectro dos sinais, e que geralmente são utilizados filtros de passa-baixas Butterworth de segunda ou terceira ordem.

Como o processo de filtragem do sinal começa com o filtro *anti-aliasing*, a resposta do filtro *anti-aliasing* é incluída em conjunto com a resposta em frequência do método proposto. Neste trabalho, um filtro passa-baixas Butterworth de terceira ordem com frequência de corte de 180 Hz é utilizado. Na Figura 4.9 é mostrada a resposta em frequência do método proposto em conjunto com o filtro Butterworth.

Figura 4.9 – Resposta em frequência do método proposto combinado com o filtro Butterworth.



Fonte: autoria própria.

A Equação (4.2) pode ser utilizada para calcular o atraso de tempo provocado quando um sinal de entrada passa pelo conjunto formado pelos filtros do método proposto com o filtro

Butterworth. Esta equação calcula o atraso de tempo a partir do valor do ângulo de fase da resposta em frequência na respectiva frequência de interesse.

Para a frequência fundamental, que neste trabalho é 60 Hz, o valor do ângulo de fase da resposta em frequência do filtro relacionado à parte real do fasor em conjunto com o filtro Butterworth (Figura 4.9-*b*) é igual a $-17,47^\circ$. A partir da Equação (4.2), o atraso de tempo calculado para este conjunto de filtros foi de $\tau = 0,81$ ms.

O valor do ângulo de fase da resposta em frequência do filtro relacionado à parte imaginária do fasor em conjunto com o filtro Butterworth (Figura 4.9-*b*) é igual a $-107,47^\circ$, para a frequência de 60 Hz. A partir da Equação (4.2), o atraso de tempo calculado para este conjunto de filtros foi de $\tau = 4,98$ ms.

Capítulo 5

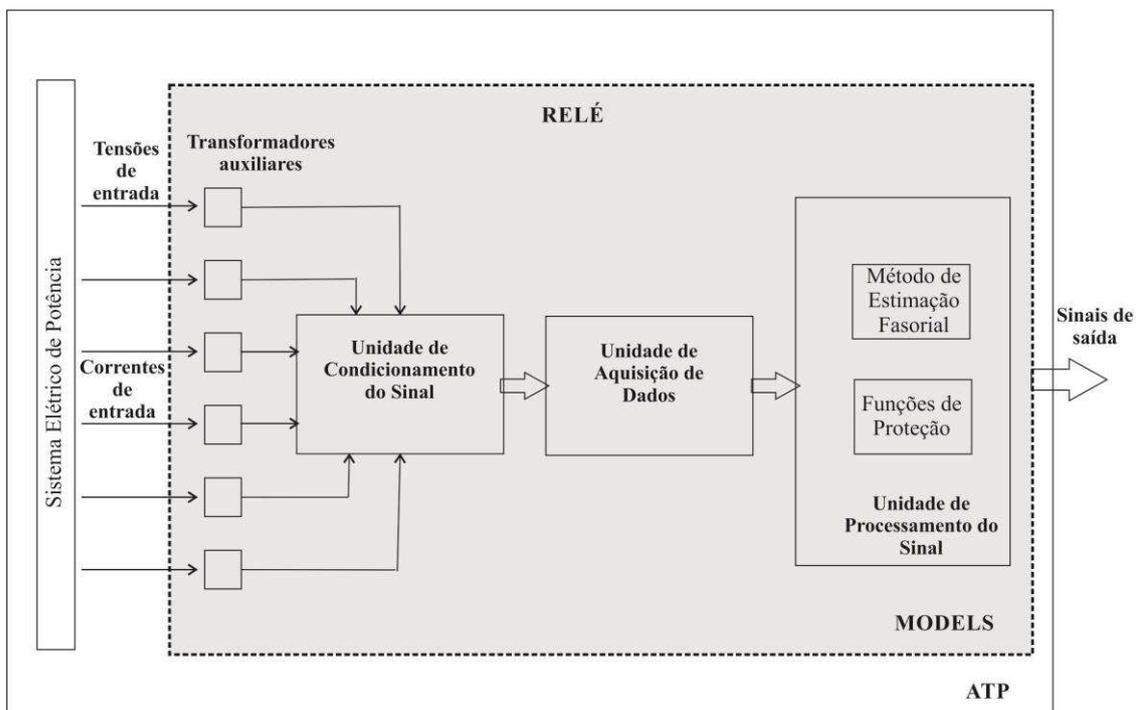
Modelagem de um Relé de Distância

A influência do método proposto na atuação de um relé digital de distância é avaliada e comparada com o desempenho do relé quando os métodos de estimação proposto e clássicos são utilizados. Para isto, os métodos proposto e clássicos foram implementados utilizando a linguagem MODELS do ATP.

A MODELS é uma linguagem de uso geral, baseada na descrição de estruturas, com características semelhantes à programação orientada a objetos. Os modelos podem ser desenvolvidos separadamente, agrupados em bibliotecas e usados em outros modelos como blocos independentes (DUBE, 1996).

O relé de distância também foi implementado no ATP, utilizando a linguagem MODELS, baseado na arquitetura básica de um relé de distância real. Cada parte da arquitetura do relé foi modelada separadamente em blocos independentes, que juntos integralizam as características do relé. A representação esquemática do relé implementado está mostrada na Figura 5.1.

Figura 5. 1 – Esquema representativo do relé modelado.



Fonte: autoria própria.

Na Figura 5.1, observa-se que os sinais de entrada do relé (tensões e correntes trifásicas) provenientes do sistema elétrico passam inicialmente pelos transformadores auxiliares de tensão (TP) e de corrente (TC) do relé, depois pela Unidade de Condicionamento de Sinais, após isso, pela Unidade de Aquisição de Dados e só então, são processados pela Unidade de Processamento de Dados. Tanto os sinais de saída do relé, como sinais de *trip*, são externados e enviados para o restante do sistema de controle e proteção.

Cada parte da arquitetura que compõe o relé é codificada em uma sub-rotina específica criada na MODELS. Estes códigos são apresentados no Apêndice C, as funções da MODELS utilizadas nestes códigos são brevemente descritas nas próximas seções.

5.1 Transformadores Auxiliares

Os transformadores auxiliares têm a função de isolar eletricamente os dispositivos e os circuitos eletrônicos do relé dos demais circuitos de entrada, proteger o relé contra surtos de tensão causados por transitórios elétricos e condicionar os sinais de tensão e corrente, a fim de limitar aos níveis adequados para conversão analógica/digital.

Os transformadores auxiliares de tensão e corrente utilizados aqui são ideais, ou seja, não foram representadas as perdas dos transformadores.

A sub-rotina que emula os transformadores auxiliares de corrente é mostrada no Apêndice C.1, em que os sinais de corrente provenientes do sistema elétrico modelado no ATP são as variáveis de entrada da sub-rotina. As amplitudes dos sinais de entrada são reduzidas a partir da divisão destes sinais por uma constante.

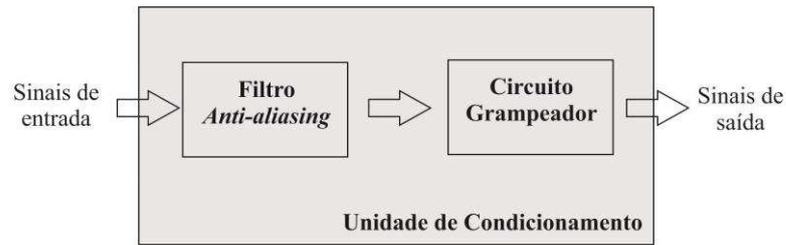
A sub-rotina que emula os transformadores auxiliares de tensão está mostrada no Apêndice C.2, em que os sinais de tensão provenientes do sistema elétrico modelado no ATP são as variáveis de entrada da sub-rotina. As amplitudes dos sinais de entrada são reduzidas a partir da divisão destes sinais por uma constante.

5.2 Unidade de Condicionamento dos Sinais

A Unidade de Condicionamento dos Sinais é composta pelos seguintes sub-blocos: filtro *anti-aliasing* e circuito grampeador, conforme mostrado na Figura 5.2.

O filtro *anti-aliasing* tem a função de delimitar a banda de frequência dos sinais, normalmente são utilizados filtros passa-baixas para esse fim. Nesse trabalho são utilizados filtros passa-baixas Butterworth de 3ª ordem, com frequência de corte de 180 Hz.

Figura 5. 2 – Representação da Unidade de Condicionamento.



Fonte: autoria própria.

Para emular o filtro Butterworth na MODELS foi utilizada a função “CLAPLACE()” que reproduz o comportamento de filtros analógicos, tendo como parâmetros as variáveis de entrada e saída, assim como os coeficientes da função de transferência do filtro analógico. O código da sub-rotina é mostrado no Apêndice C.3.

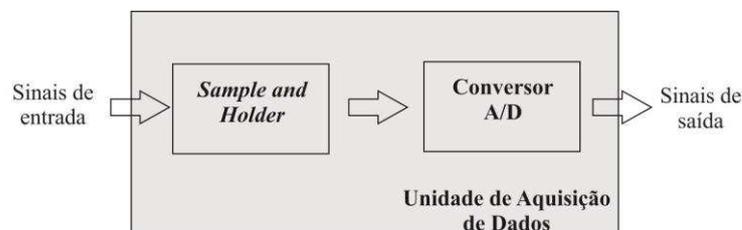
O circuito grampeador tem a função de proteger circuitos que compõem o relé, como por exemplo, o conversor A/D contra surtos de sobretensão. Os surtos podem ser capazes de danificar o relé, a depender da amplitude. Geralmente, os sinais de tensão são grampeados em limítrofes de ± 10 V. Nesse trabalho, os sinais foram grampeados em ± 10 V.

A sub-rotina mostrada no Apêndice C.4 emula o circuito grampeador. A partir desta sub-rotina, os sinais de tensão e corrente são grampeados nos níveis ± 10 . Nesta sub-rotina é utilizada a função “SIGN()”, que retorna o valor “-1” se a entrada for um valor negativo, o valor “0” se a entrada for zero, e “+1” se a entrada for um valor positivo.

5.3 Unidade de Aquisição de Dados

A Unidade de Aquisição de Dados é composta pelos seguintes sub-blocos: *sample and hold* e conversor analógico/digital (Conversor A/D), conforme mostrado na Figura 5.3.

Figura 5. 3 – Representação da Unidade de Aquisição de Dados.



Fonte: autoria própria.

O sub-bloco *sample and hold* tem a função de amostrar e reter os sinais analógicos advindos da Unidade de Condicionamento dos Sinais. Nesse trabalho, para emular as características desse dispositivo, o sub-bloco tem a função de reamostrar o sinal proveniente

do ATP (com passo de tempo de 10 μ s) para uma taxa de amostragem de 16 amostras por ciclo. Essa operação é conhecida como decimação ou redução da taxa de amostragem. A sub-rotina que emula este dispositivo é mostrada no Apêndice C.5, onde a função “TIMESTEP MIN” é utilizada na amostragem do sinal de entrada.

O dispositivo conversor A/D é responsável por quantizar e codificar o sinal já amostrado pelo *sample and hold*, ou seja, o conversor A/D converte o sinal analógico em dígitos binários.

Como o sinal digital tem sua amplitude limitada a número finitos, é necessário realizar operação de quantização ou de arredondamento. Para isso, um método de quantização deve ser implementado nos dispositivos conversores A/D. Para emular o funcionamento do módulo de quantização de um conversor A/D foi utilizado neste trabalho o método apresentado em PEREZ (2006), no qual o autor apresenta um modelo matemático baseado no método da conversão por aproximação sucessiva.

De acordo com PEREZ (2006), para um conversor de $b+1$ bits, a resolução do conversor “*Res*” é dada por:

$$Res = \frac{Y}{2^b - 1}, \quad (5.1)$$

em que Y é a amplitude máxima do sinal analógico de entrada. Neste trabalho, são utilizados 16 bits para o conversor A/D, portanto $b = 15$.

O valor digitalizado de um determinado valor positivo Y , número inteiro na base 10, é obtido por:

$$Z_{10} = RON \left[\frac{Y(2^b - 1)}{Y} \right], \quad (5.2)$$

em que “*RON*” representa a operação de truncamento.

O valor digitalizado de um determinado valor negativo Y , número inteiro na base 10, é obtido por:

$$Z_{10} = RON \left[\frac{(2Y - |X|)2^b}{Y} \right]. \quad (5.3)$$

O valor de saída “*PF*” do conversor A/D para o número binário equivalente, em ponto flutuante, é dado por:

$$PF = Z_{10} * \text{Re } s, \quad (5.4)$$

se Y for um número positivo, ou:

$$PF = (Z_{10} - 2^{b+1}) * \text{Re } s, \quad (5.5)$$

se Y for um número negativo.

O código na linguagem MODELS para o conversor A/D modelado é mostrado no Apêndice C.6, em que as equações descritas anteriormente são utilizadas para emular o funcionamento do conversor A/D.

5.4 Unidade de Processamento de Dados

Na Unidade de Processamento de Dados (Figura 5.1) são calculados os fasores de tensão e corrente a partir dos algoritmos de estimação fasorial. Então os fasores são utilizados nos cálculos das impedâncias das unidades de impedância do relé, como também são usados nas funções de proteção. A partir dessas grandezas calculadas o relé envia comandos para os demais equipamentos atuarem, como os disjuntores.

Foram implementadas na MODELS as sub-rotinas para o cálculo dos fasores para cinco métodos de estimação fasorial: método proposto (Apêndice C.7), método FDFT (Apêndice C.8), método Cosseno Modificado (Apêndice C.9), método FDFT combinado com o filtro Mímico de três ciclos (Apêndice C.10) e algoritmo de Guo (Apêndice C.11).

Neste trabalho, sub-rotinas de cálculo das impedâncias de cada unidade do relé de distância e dos sinais de *trip*, que são os sinais enviados aos disjuntores para abrirem seus pólos quando ocorre uma falta no sistema, são implementadas utilizando a linguagem MODELS. O relé de distância foi codificado na MODELS para as seis unidades de impedância, com entradas de tensão e corrente conforme mostrado na Tabela 3.2. Para efeito de simplificação, são apresentados os códigos da implementação de uma das unidades de impedância: a Unidade de Impedância Z_{AT} .

Foi utilizada a característica mho para os relés de distância, e o comparador Cosseno foi implementado na MODELS para determinar se a localização da falta está ou não dentro da zona de atuação do relé. Três tipos de polarização foram implementados na MODELS para o relé de distância: a autopolarizada, polarização por quadratura e polarização por memória de tensão.

O modelo relé de distância utilizando tipo de polarização autopolarizada foi implementado seguindo os princípios da proteção de distância mostrados na Seção 3.4.2. O código na MODELS para Unidade de Impedância Z_{AT} é mostrado no Apêndice C.12.

Em seguida, o modelo do relé de distância utilizando tipo de polarização por quadratura foi implementado seguindo os princípios da proteção de distância mostrados na Seção 3.4.3. O código na MODELS para Unidade de Impedância Z_{AT} é mostrado no Apêndice C.13.

Finalmente, o modelo do relé de distância utilizando tipo de polarização por memória de tensão positiva foi implementado seguindo os princípios da proteção de distância mostrados na Seção 3.4.4. O código na MODELS para Unidade de Impedância Z_{AT} é mostrado no Apêndice C.14.

Capítulo 6

Apresentação e Análise dos Resultados

Neste capítulo são feitas comparações em relação às respostas em frequência e no tempo, entre o método proposto e quatro métodos de estimação fasorial clássicos: o método de Fourier de um ciclo, o método Cosseno Modificado, o método de Fourier de um ciclo combinado com o filtro Mímico com constante de tempo fixa de três ciclos, e o Algoritmo de Guo.

O desempenho dos métodos em relação à sua resposta em frequência é avaliado por meio da análise dos módulos de suas respostas em frequência. Já em relação à resposta no tempo, são utilizados índices de desempenho obtidos a partir da resposta no tempo de cada método, tendo sinais analíticos como entrada, emulados a partir do *software* MATLAB[®]. Em seguida, são apresentadas comparações dos resultados obtidos a partir de simulações de faltas em sistemas elétricos de potência emulados no *software* ATP.

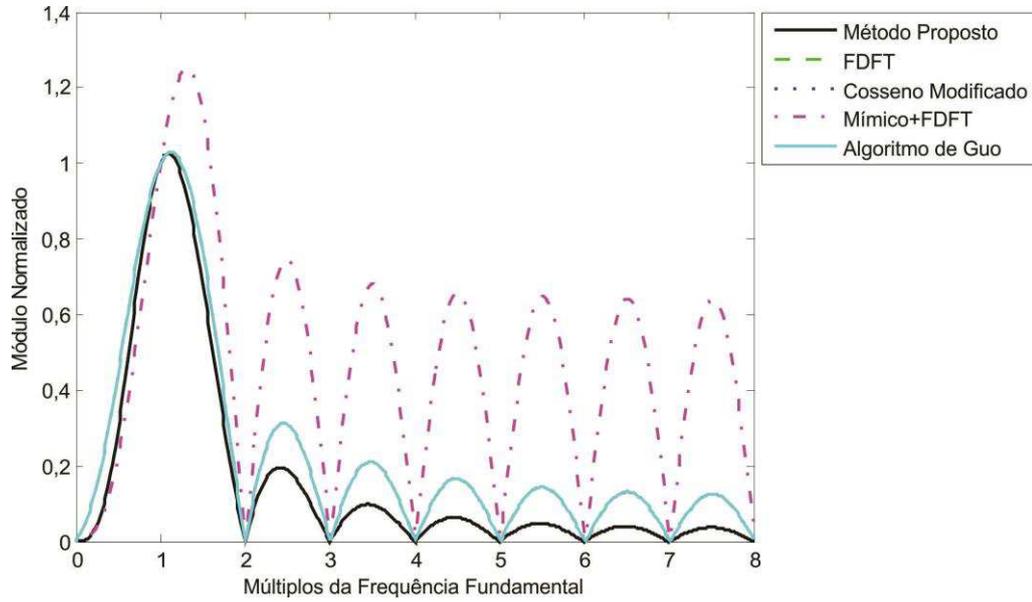
6.1 Análise da Resposta em Frequência

A análise da resposta em frequência de um método de estimação fasorial é necessária para verificar quais componentes de frequência são eliminados, atenuados ou amplificados durante o regime permanente de pré-falta e pós-falta.

Nas Figuras 6.1 e 6.2 são mostrados os módulos da resposta em frequência do método proposto e dos métodos clássicos avaliados neste trabalho. Na Figura 6.1 são mostrados os módulos dos filtros relacionados à componente real do fasor para cada método, e na Figura 6.2 são mostrados os módulos dos filtros relacionados à componente imaginária do fasor.

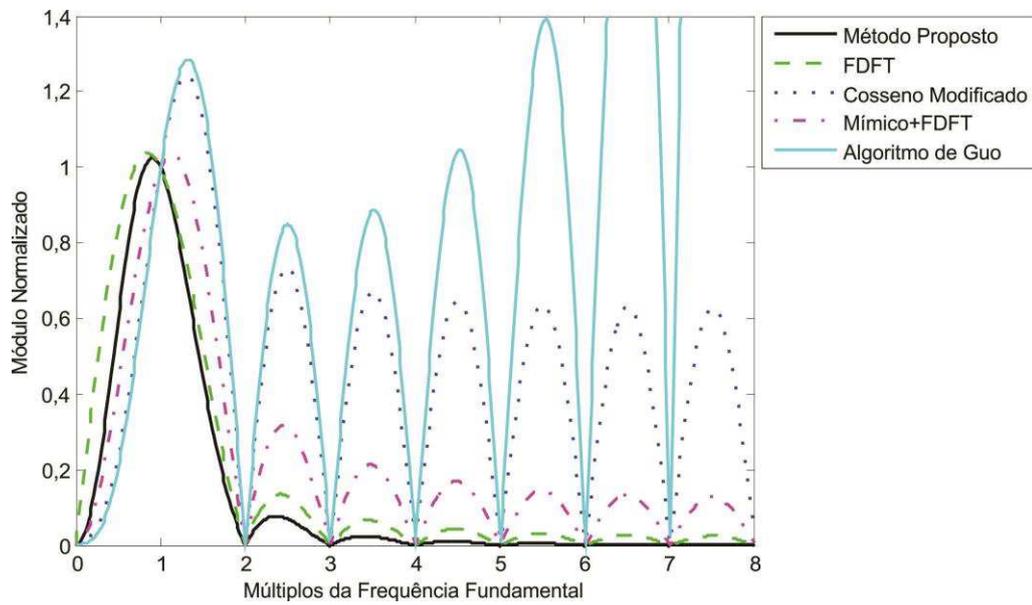
A partir da análise das Figuras 6.1 e 6.2 observa-se que os módulos da resposta em frequência dos filtros relacionados às partes real e imaginária do método proposto possuem ganho zero em todas as componentes harmônicas, assim como os métodos FDFT, Cosseno Modificado e combinação do método FDFT com o filtro Mímico. Já o módulo da resposta em frequência do algoritmo de Guo é diferente de zero (Figura 6.2), evidenciando que o método não elimina a oitava harmônica.

Figura 6. 1 – Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte real do fasor.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 2 – Módulo da resposta em frequência dos filtros relacionados à parte imaginária do fasor.



Fonte: autoria própria.

Dentre todos os métodos apresentados, o método proposto é o que apresenta menores lóbulos laterais no módulo de sua resposta em frequência (maior atenuação nas componentes inter-harmônicas), o que o torna-o menos afetado pelas componentes inter-harmônicas. Por outro lado, os métodos Cosseno Modificado e algoritmo de Guo apresentam ganhos elevados nas componentes inter-harmônicas.

Quando o filtro Mímico é combinado com o FDFT, o resultado é a amplificação do módulo nas componentes de frequência mais elevadas, como era de se esperar, já que o filtro Mímico é um filtro passa-altas.

Observando os módulos das respostas em frequência dos filtros relacionados à parte real do fasor (Figura 6.1) para as frequências abaixo da fundamental, observa-se que o método proposto possui uma atenuação maior nessas frequências do que o método FDFT, Cosseno Modificado e algoritmo de Guo. Ainda na Figura 6.1, observa-se que o método proposto ainda apresenta uma resposta em frequência semelhante à resposta da combinação do filtro FDFT com o filtro Mímico nas baixas frequências.

Os métodos Cosseno Modificado e Algoritmo de Guo são baseados na transformada de Fourier de um ciclo. Ambos utilizam o filtro relacionado à parte real do método FDFT, conforme mostrado no Capítulo 2. Por isso, os módulos das respostas em frequências dos métodos FDFT, Cosseno Modificado e Algoritmo de Guo estão sobrepostas na Figura 6.1.

Já em relação aos módulos das respostas em frequência dos filtros relacionados à parte imaginária do fasor (Figura 6.2) para as frequências abaixo da fundamental, observa-se que o método proposto possui uma atenuação maior do que o método FDFT, e uma resposta em frequência que se aproxima em termos de atenuação à resposta da combinação FDFT com o filtro Mímico.

Segundo SILVA (2009), a componente DC de decaimento exponencial tem amplo espectro de frequência e depende da constante de tempo do sinal, e o módulo de sua resposta em frequência tem ganhos significativos, principalmente nas baixas frequências. Então, em relação à influência da componente DC de decaimento exponencial é importante observar as respostas dos métodos para baixas frequências. Logo, dentre os métodos avaliados, o método FDFT é o mais afetado pela componente DC de decaimento exponencial, por possuir maiores ganhos na banda de frequência abaixo da frequência fundamental.

Uma vez que se entende que o processo de filtragem do sinal começa com o filtro *anti-aliasing*, a resposta do filtro *anti-aliasing* é incluída em combinação com a resposta em

frequência dos métodos de estimação fasorial. Neste trabalho, um filtro passa-baixas Butterworth de terceira ordem com frequência de corte de 180 Hz é utilizado.

As seguintes combinações foram avaliadas: Combinação 1 – filtro Butterworth combinado com os filtros do método proposto; Combinação 2 – filtro Butterworth combinado com os filtros FDFT; Combinação 3 – filtro Butterworth combinado com os filtros do método Cosseno Modificado; Combinação 4 – filtro Butterworth combinado com o filtro Mímico com constante de tempo fixa de três ciclos combinado com os filtros FDFT; Combinação 5 – filtro Butterworth combinado com os filtros do algoritmo de Guo. Os módulos das respostas em frequência das Combinações 1, 2, 3, 4 e 5 são mostrados na Figura 6.3.

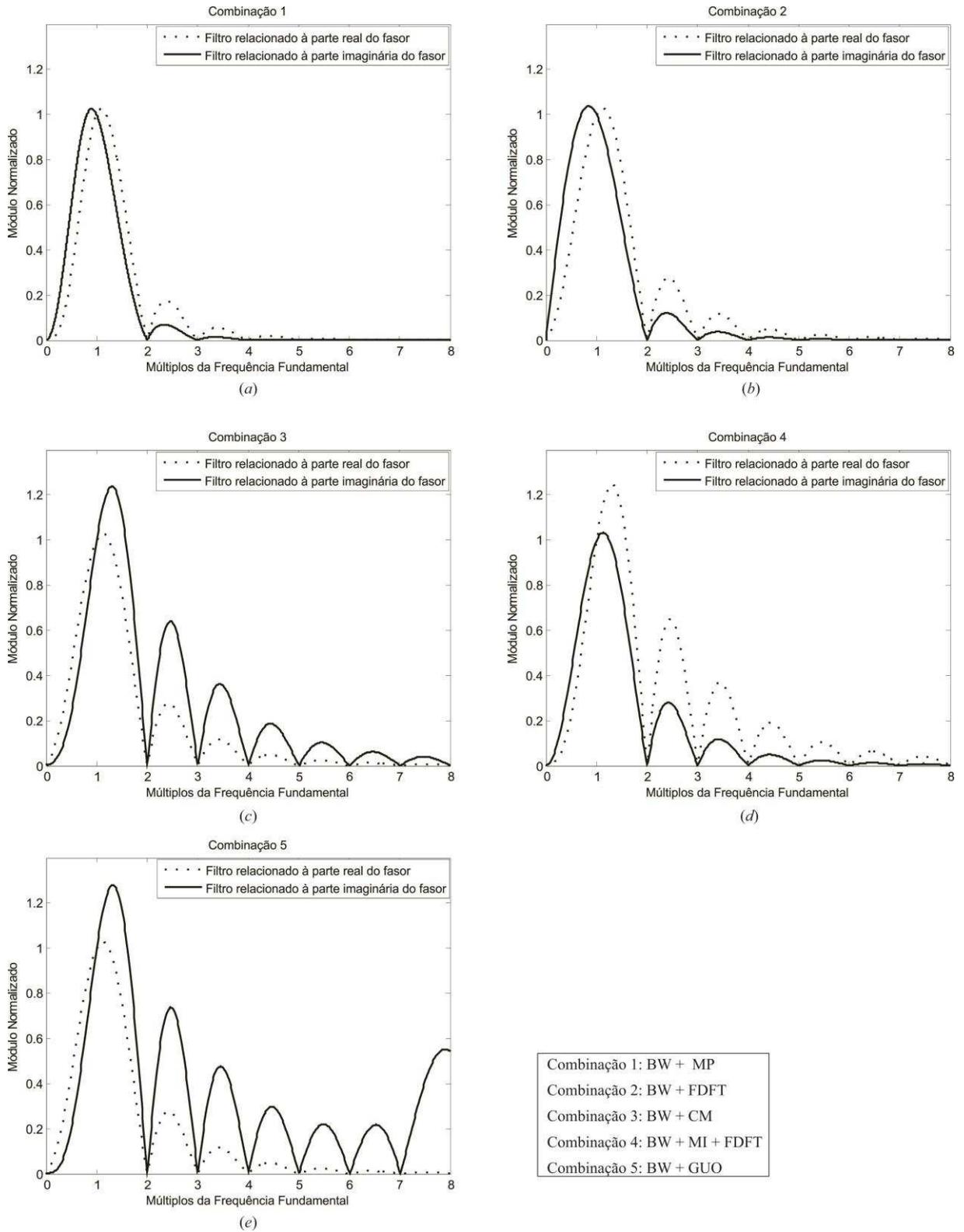
Na Figura 6.3 e nas próximas seções, as seguintes siglas são atribuídas para cada conjunto de filtros:

- Filtro Butterworth combinado com os filtros do método proposto (Combinação 1): BW + MP;
- Filtro Butterworth combinado com os filtros FDFT (Combinação 2): BW + FDFT;
- Filtro Butterworth combinado com os filtros do método Cosseno Modificado (Combinação 3): BW + CM;
- Filtro Butterworth combinado com o filtro Mímico e os filtros FDFT (Combinação 4): BW + MI + FDFT;
- Filtro Butterworth combinado com os filtros do algoritmo de Guo (Combinação 5): BW + GUO.

Quando o filtro *anti-aliasing* é combinado com os métodos avaliados, todos eles têm sua resposta em frequência resultante atenuada nas altas frequências, como era de se esperar, já que o filtro *anti-aliasing* é um filtro passa-baixas. No entanto, as Combinações 3, 4 e 5 ainda apresentam ganhos elevados nas componentes inter-harmônicas. A Combinação 1 (método proposto) possui as maiores atenuações para as inter-harmônicas.

Outra observação importante é que a resposta em frequência do método proposto (Combinação 1) possui banda de passagem mais estreita em torno da frequência fundamental em relação aos demais métodos, tanto observando os filtros relacionados à parte real como à parte imaginária.

Figura 6.3 – Módulo das respostas em frequência das Combinações 1, 2, 3, 4 e 5.



Fonte: autoria própria.

6.2 Índices de Desempenho para a Resposta no Tempo

Com o objetivo de avaliar o desempenho da resposta no tempo dos métodos analisados, são utilizados índices de desempenho utilizados nos trabalhos de BENMOUYAL (1995) e MACHADO *et al.* (2011).

Em BENMOUYAL (1995) foi utilizado um índice que quantifica a oscilação da resposta no tempo do método avaliado em torno do valor correto para determinação de um determinado fasor. Este índice é definido em BENMOUYAL (1995) por:

$$ID_0 = \sum_{k=k_0}^{N_T} (amp - \alpha(k))^2, \quad (6.1)$$

em que “*amp*” é o parâmetro a ser estimado, α a sua estimativa dada pelo módulo da resposta no tempo do método avaliado, k_0 é a amostra em que α atinge ou excede o valor de “*amp*”. A variável N_T representa o número de amostras utilizadas na avaliação do algoritmo a partir do instante em que α atinge ou excede o valor de “*amp*”. Neste trabalho, a resposta no tempo dos métodos foi avaliada durante 192 amostras, que corresponde a 12 ciclos de amostras, considerando que os métodos utilizam 16 amostras por ciclo no processo de estimação fasorial.

Os métodos de estimação avaliados utilizam um conjunto de 16 amostras do sinal a ser estimado no cálculo dos fasores, em que para cada instante de amostragem uma nova amostra é incluída, descartando-se a mais antiga.

Na Equação (6.1) se o resultado da subtração entre “*amp*” e α for menor que o número “1” acarreta que o quadrado do número resultante fica ainda menor do que o número resultante. Então nesse trabalho, preferiu-se adotar o módulo da diferença entre “*amp*” e “ α ”. Dessa forma, a Equação (6.1) foi redefinida como:

$$ID_1 = \sum_{k=k_0}^{N_T} |amp - \alpha(k)|, \quad (6.2)$$

Outro índice utilizado no trabalho de BENMOUYAL (1995) quantifica o percentual de *overshoot* na resposta no tempo dos métodos avaliados, e é definido por:

$$ID_2 = \max(\alpha(k) - amp) * 100 \quad (\%). \quad (6.3)$$

Quanto menor o valor de ID_2 menor será o percentual de *overshoot* da resposta do método.

A velocidade de convergência na estimação dos fasores é avaliada pelo índice ID_3 , definido como (MACHADO *et al.*, 2011):

$$ID_3 = \frac{N_{conv} - N_{amos}}{N_{amos}}, \quad (6.4)$$

em que N_{amos} é o número de amostras por ciclo utilizado pelo método avaliado, e N_{conv} é o número de amostras necessárias para o módulo da resposta no tempo do método convergir. Aqui, considera-se que a convergência foi alcançada quando o valor estimado pelo método avaliado se encontrar dentro de uma faixa de valores pré-estabelecida durante 16 amostras consecutivas, que corresponde a um ciclo de amostras. Neste trabalho, a faixa considerada é de $\pm 1\%$ do valor de “amp”.

Sinais analíticos são utilizados na avaliação da resposta no tempo dos métodos, por meio dos índices de desempenho. Eles são úteis quando se deseja garantir a presença de determinadas componentes harmônicas e simular a resposta dos filtros diante de diferentes constantes de tempo da componente DC de decaimento exponencial.

O sinal $s_1(t)$ contém a componente fundamental do sinal subtraída de uma componente DC de decaimento exponencial, o sinal $s_2(t)$ contém a componente fundamental do sinal somada de uma componente DC de decaimento exponencial e o sinal $s_3(t)$ contém a componente fundamental somada das componentes de segunda à oitava ordem do sinal.

As equações dos sinais analíticos estão mostradas a seguir:

$$s_1(t) = \cos(h\pi 120t) - e^{-t/\tau}, \quad (6.5)$$

$$s_2(t) = \cos(h\pi 120t) + e^{-t/\tau}, \quad (6.6)$$

$$s_3(t) = \sum_{h=1}^8 \frac{1}{h} \cos(h\pi 120t), \quad (6.7)$$

nestas equações, “ h ” representa a h -ésima componente harmônica do sinal e “ τ ” representa a constante de tempo da componente DC de decaimento exponencial.

Nas Tabelas 6.1, 6.2, 6.3 são mostrados os resultados para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 , respectivamente, quando a entrada dos métodos avaliados é o sinal $s_1(t)$.

Como os índices utilizados na avaliação dos métodos variam de acordo com a constante de tempo da componente DC de decaimento exponencial, a média aritmética dos índices é calculada para a constante de tempo variando de 0,5 até 5 ciclos.

Analisando o resultado dos métodos avaliados para o índice ID_1 quando a entrada é o sinal $s_1(t)$, observa-se que a combinação filtro Mímico (com constante de tempo fixa de três

ciclos) e FDFT resultou nos menores índices ID_1 , e menor média aritmética, o que significa que o método referido é o menos sensível à componente DC de decaimento exponencial para este tipo de sinal de entrada. O método proposto apresentou a segunda menor média aritmética para o índice ID_1 , apresentando um resultado melhor para este caso do que os métodos FDFT, Cosseno Modificado e de Guo. O método FDFT apresentou os piores resultados, sendo o mais susceptível à influência da componente DC de decaimento exponencial dentre os métodos avaliados.

Em relação ao índice ID_2 , o método que apresentou o menor índice médio de *overshoot* foi a combinação Mímico e FDFT, seguida pelo algoritmo de Guo, Cosseno Modificado e método proposto. O método FDFT apresentou o maior índice médio de *overshoot*.

Em relação ao índice ID_3 , que avalia a velocidade de convergência dos métodos, a combinação Mímico e FDFT apresentou o menor índice médio. O método proposto apresentou o segundo menor valor médio para ID_3 , indicando que é o segundo método mais rápido na velocidade de convergência para este caso. O método FDFT apresentou o maior índice médio, o que podemos relacionar com uma menor velocidade de convergência quando o sinal apresenta componente DC de decaimento exponencial.

Tabela 6. 1 – Resultados obtidos para o índice ID_1 com entrada $s_1(t)$.

		ID_1				
τ (ciclos)	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo	
0,5	0,4435	1,2437	0,4084	0,1912	0,3928	
1	0,5402	2,0063	0,5659	0,1783	0,5625	
2	0,5370	2,7108	0,6403	0,0718	0,6291	
3	0,4900	2,8520	0,6359	0,0087	0,6254	
4	0,4526	2,8820	0,6219	0,0410	0,6109	
5	0,4249	2,8486	0,5890	0,0607	0,5791	
Média	0,4814	2,4239	0,5769	0,0919	0,5666	

Fonte: autoria própria.

Tabela 6. 2 – Resultados obtidos para o índice ID_2 com entrada $s_1(t)$.

		ID_2 (%)				
τ (ciclos)	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo	
0,5	5,7483	15,2330	4,9913	2,4351	4,9723	
1	3,9802	15,2146	4,3278	1,2725	4,3206	
2	5,6184	10,8830	2,6994	0,2640	2,6977	
3	6,1230	8,1913	1,9102	0,0042	1,9095	
4	6,2862	6,5302	1,4707	0,0901	1,4703	
5	6,3506	6,8043	1,1937	0,1202	1,1934	
Média	5,6844	10,4761	2,7655	0,6977	2,7606	

Fonte: autoria própria.

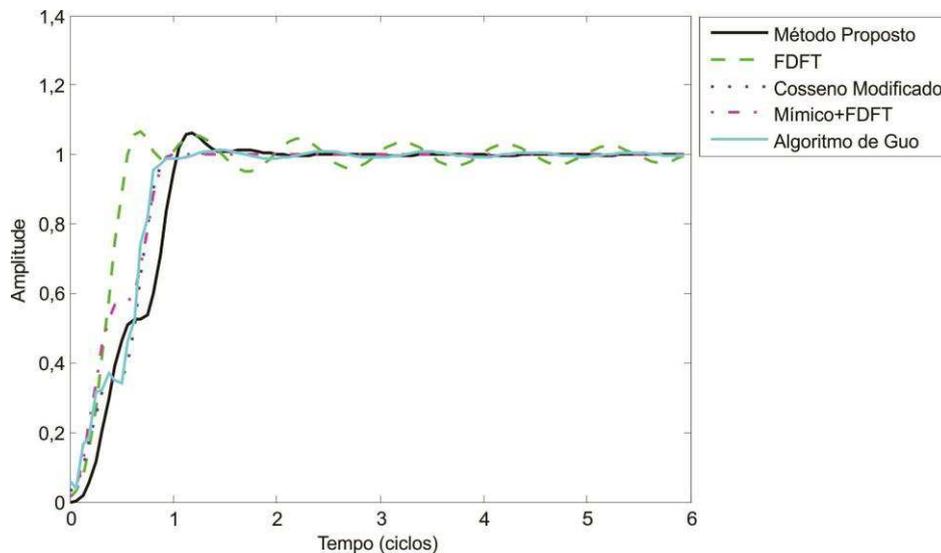
Tabela 6. 3 – Resultados obtidos para o índice ID_3 com entrada $s_1(t)$.

τ (ciclos)	ID_3				
	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo
0,5	2,5000	3,0625	2,3125	2,3750	2,3125
1	3,1250	4,0625	3,3125	2,2500	3,3125
2	2,1250	6,6875	3,2500	1,0625	3,2500
3	2,1250	7,6875	3,2500	1,0000	3,2500
4	2,1250	8,6875	3,1875	1,0000	3,1875
5	2,1250	9,6250	2,1875	1,0000	2,1875
Média	2,3542	6,6354	2,9167	1,4479	2,9167

Fonte: autoria própria.

Na Figura 6.4 são mostradas as amplitudes estimadas do fasor da componente fundamental do sinal $s_1(t)$ (com $\tau = 5$ ciclos) pelos métodos avaliados. A amplitude estimada pelo método proposto converge para o valor final rapidamente com oscilações reduzidas na sua resposta no tempo, o que está de acordo com o valor calculado para o índice ID_1 na Tabela 6.1. Já o método FDFT possui o pior desempenho, com oscilações significativas, o que indica que é o método mais susceptível ao efeito da componente DC de decaimento exponencial subtraída da componente fundamental do sinal.

Figura 6. 4 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_1(t)$.



Fonte: autoria própria.

Nas Tabelas 6.4, 6.5, 6.6 são mostrados os resultados para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 , respectivamente, quando a entrada dos métodos avaliados é o sinal $s_2(t)$.

A entrada $s_2(t)$ é composta pela componente fundamental somada com a componente DC de decaimento exponencial. Para este caso, o método proposto apresentou os melhores resultados em termos de precisão na estimação da amplitude do sinal e *overshoot* dentre todos

os métodos avaliados, sendo o menos influenciado pela componente DC de decaimento exponencial, quando esta componente é somada à fundamental.

O método proposto apresentou a menor média aritmética para o índice ID_1 , apresentando o melhor resultado dentre os métodos avaliados, o que indica que quando o sinal é composto pela componente fundamental somada com uma componente DC de decaimento exponencial, o método proposto possui menores oscilações em torno do valor final do sinal estimado.

Em relação ao índice ID_2 , o método que apresentou o menor índice médio de *overshoot* foi o método proposto, seguido pelo método FDFT, Cosseno Modificado, Mímico combinado com FDFT e algoritmo de Guo.

O método proposto apresentou o segundo menor valor médio para ID_3 , indicando que é o segundo método mais rápido na velocidade de convergência para este caso. O método FDFT apresentou o maior índice médio, o que podemos relacionar com uma menor velocidade de convergência quando o sinal apresenta componente DC de decaimento somada à fundamental.

Tabela 6. 4 – Resultados obtidos para o índice ID_1 com entrada $s_2(t)$.

ID_1					
τ (ciclos)	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo
0,5	0,9100	1,5036	1,5174	1,4310	6,8505
1	1,1477	2,0331	1,3408	1,0756	6,6973
2	1,1243	2,5632	1,2093	0,8264	6,5680
3	1,0907	2,7221	1,1399	0,7275	6,5065
4	0,1448	2,7242	1,0838	0,7468	6,4568
5	0,1196	2,6520	1,0369	0,7586	6,4104
Média	0,7562	2,3664	1,2213	0,9277	6,5816

Fonte: autoria própria.

Tabela 6. 5 – Resultados obtidos para o índice ID_2 com entrada $s_2(t)$.

ID_2 (%)					
τ (ciclos)	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo
0,5	6,3238	16,1162	26,7861	34,8211	79,2816
1	2,5956	9,1990	22,3221	31,6777	75,7265
2	0,9497	8,4690	19,4193	30,0972	73,3124
3	0,5687	6,9313	18,4021	29,6849	72,4460
4	0,3853	5,7618	17,8932	29,5180	72,0077
5	0,2853	4,9034	17,5894	29,4333	71,7441
Média	1,8514	8,5634	20,4020	30,8720	74,0864

Fonte: autoria própria.

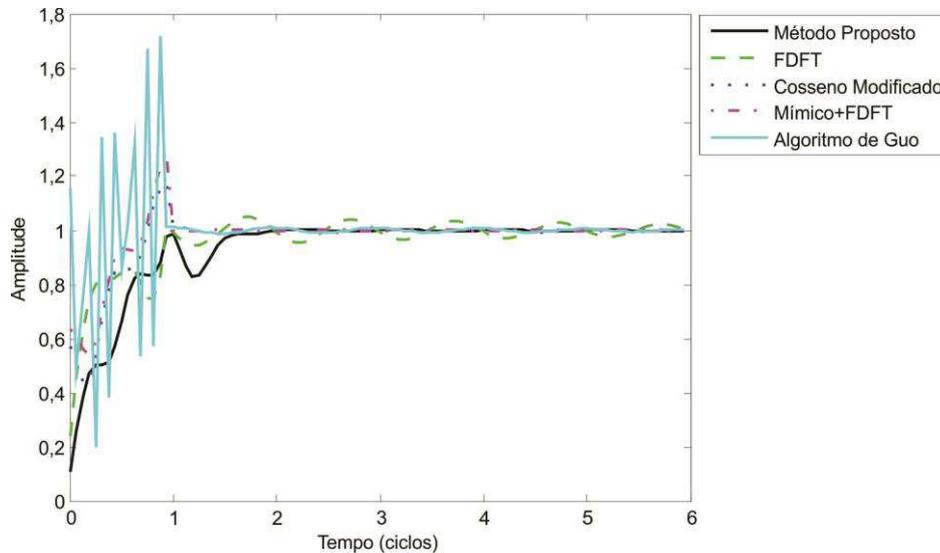
Tabela 6. 6 – Resultados obtidos para o índice ID_3 com entrada $s_2(t)$.

τ (ciclos)	ID_3				
	Método Proposto	FDFT	Cosseno Mod.	Mímico+FDFT	Guo
0,5	3,0000	2,6875	2,8125	2,5625	3,0625
1	3,0000	4,0000	2,8125	1,7500	3,0625
2	2,0000	6,0000	3,8125	1,8125	4,0625
3	2,0625	8,0000	3,8125	1,8125	4,0625
4	1,9375	9,0000	3,8125	1,8125	3,0625
5	1,9375	10,0000	2,8125	1,8125	3,0625
Média	2,3229	6,6146	3,3125	1,9271	3,3958

Fonte: autoria própria.

Na Figura 6.5 são mostradas as amplitudes estimadas do fasor da componente fundamental do sinal $s_2(t)$ (com $\tau = 5$ ciclos) pelos métodos avaliados. A amplitude estimada pelo método proposto converge para o valor final rapidamente com o menor *overshoot*, o que está de acordo com o valor calculado para o índice ID_2 na Tabela 6.5. Em termos de *overshoot* e precisão, o algoritmo de Guo apresenta o pior desempenho para este caso, por apresentar picos de amplitude elevados antes de sua resposta no tempo atingir o valor final.

Figura 6. 5 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_2(t)$.



Fonte: autoria própria.

Na Tabelas 6.7 são mostrados os resultados para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 , respectivamente, quando a entrada dos métodos avaliados é o sinal $s_3(t)$, sinal composto por componente fundamental e harmônicas. Na Figura 6.6 são mostradas as amplitudes estimadas para o sinal $s_3(t)$ calculadas pelos métodos avaliados.

O método FDFT apresentou os melhores resultados, em termos de precisão, *overshoot* e velocidade de convergência de acordo com os resultados apresentados na Tabela 6.7. O método proposto apresentou resultados semelhantes ao método FDFT, ficando com o

desempenho melhor para este caso do que os métodos Cosseno Modificado, Mímico combinado com FDFT e de Guo.

Percebe-se que quando o filtro Mímico é combinado com o método FDFT resulta num *overshoot* maior e uma menor velocidade de convergência, indicada pelo índice ID_3 ser maior em relação à situação em que é utilizado apenas o método FDFT.

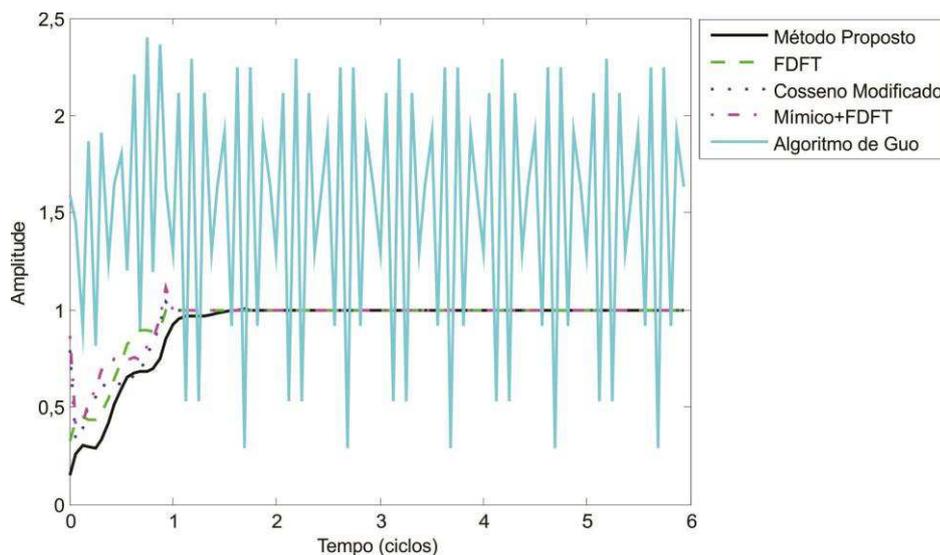
O pior resultado é obtido pelo algoritmo de Guo, pelo fato de o sinal $s_3(t)$ apresentar componente harmônica de ordem 8, que não é completamente eliminada por este algoritmo, conforme mostrado na sua resposta em frequência (Figuras 6.1 e 6.2). O índice ID_3 não pôde ser calculado para este algoritmo pelo fato dele não apresentar estimativas para amplitude dentro da faixa de valores estipulada.

Tabela 6. 7 – Resultados obtidos para os índices ID_1 , ID_2 e ID_3 com entrada $s_3(t)$.

Métodos Avaliados	Índices		
	ID_1	ID_2 (%)	ID_3
Método Proposto	0,0361	0,1587	1,5625
FDFT	$3,9233 \cdot 10^{-5}$	0,0000	1,0000
Cosseno Mod.	0,0382	3,8145	2,0000
Mímico+FDFT	0,1134	11,3324	2,0000
Algoritmo de Guo	136,5436	140,1535	-

Fonte: autoria própria.

Figura 6. 6 – Amplitude do fasor estimado para o sinal $s_3(t)$.



Fonte: autoria própria.

6.3 Simulação de Falhas em um Sistema Elétrico Simplificado

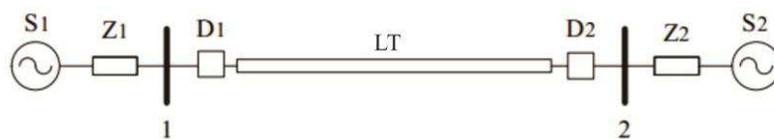
Um sistema elétrico de potência de 230 kV (Figura 6.7) foi implementado no ATP para avaliar o desempenho de um relé de distância, utilizando os métodos de estimação fasorial proposto (Combinação 1) e os demais métodos avaliados (Combinações 2, 3, 4, e 5) para o cálculo dos fasores de tensão e corrente, e posteriormente, grandezas das unidades de impedância e sinais de *trip*.

Esse sistema constitui-se de uma linha de transmissão com comprimento total de 180 km, dois equivalentes de Thévenin, cujas impedâncias de Thévenin são Z_1 e Z_2 , além de disjuntores e transformadores para instrumento. Os dados do sistema adotado nesse trabalho podem ser encontrados nas Tabelas 6.8, 6.9 e 6.10.

Os transformadores de corrente (TC) e de potencial capacitivos (TPC), assim como o relé de distância estão instalados no início da mesma (Barra 1), de forma que o relé de distância protege a linha de transmissão em até 80% da sua extensão (em primeira zona), que determina o máximo alcance permitido para as configurações típicas de um relé de distância.

O ângulo de projeto para o relé de distância foi $\varphi = 60^\circ$ (Equação 3.17), que é menor do que o ângulo de impedância de sequência positiva da linha a ser protegida.

Figura 6. 7 – Sistema elétrico de potência de 230 kV.



Fonte: autoria própria.

Tabela 6. 8 – Parâmetros da linha de transmissão de 230 kV.

Equivalente de sequência	Resistência (Ω/km)	Reatância (Ω/km)	Susceptância (Ω^{-1}/km)
Positiva	0,098	0,510	3,252
Zero	0,532	1,541	2,293

Fonte: autoria própria.

Tabela 6. 9 – Parâmetros do sistema elétrico de potência de 230 kV.

Dados		Equivalente	
		Z_1	Z_2
Impedância (Ω)	Sequência positiva	$0,871 + j25,661$	$0,968 + j28,513$
	Sequência zero	$1,014 + j18,754$	$1,127 + j20,838$

Fonte: autoria própria.

Tabela 6. 10 – Parâmetros das fontes do sistema elétrico de potência de 230 kV.

Fonte	Tensão (pu)
S_1	$1,02\angle 0^\circ$
S_2	$0,98\angle 10^\circ$

Fonte: autoria própria.

Simulações de faltas foram aplicadas em vários pontos da linha de transmissão, variando o tipo de falta, o ângulo de incidência de falta (tomando o sinal de corrente na fase A como referência), e a resistência de falta. Na Tabela 6.11 é mostrado um resumo dos parâmetros utilizados para as faltas simuladas.

Tabela 6. 11 – Variáveis de simulação usadas para gerar faltas no sistema elétrico simplificado.

Variáveis de Simulação	Valores Escolhidos
Localização (km)	5; 20; 70 e 140
Resistência de falta (Ω)	0,01 e 5
Ângulo de Incidência ($^\circ$)	0; 45 e 90
Tipo de Falta	AT; AB; ABT e ABC

Fonte: autoria própria.

Diante disto, são calculados alguns parâmetros para quantificar o desempenho do relé utilizando os métodos de estimação fasorial avaliados. Nas seguintes seções três diferentes parâmetros são avaliados: o caminho da impedância (Reatância versus Resistência) ao longo da característica mho do relé; o número de ciclos requeridos para estimar o valor final da distância de falta; o tempo entre o instante de falta e o sinal de *trip*.

6.3. 1. Trajetória da Impedância Aparente

Para o caso da falta ocorrendo a uma distância de 20 km do Barramento 1 (Figura 6.7), com resistência de falta $R_f = 0,01 \Omega$ e ângulo de incidência “ θ_f ” igual a 0° , foram estimados os módulos da corrente e tensão na fase A para o método proposto (Combinação 1) e os demais métodos avaliados (Combinações 2, 3, 4 e 5). Os módulos estimados da tensão e corrente são mostrados nas Figuras 6.8 e 6.9, respectivamente.

Inicialmente, o TC e TPC são considerados transformadores ideais, ou seja, os sinais de corrente e tensão são obtidos diretamente do sistema elétrico.

Pode-se observar no detalhamento da Figura 6.9 que as oscilações no módulo da corrente, provocadas pela componente DC de decaimento exponencial apresentam-se mais

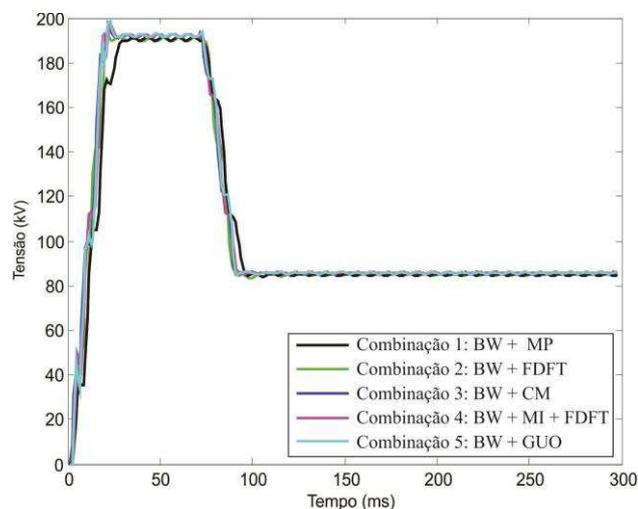
aparentes no módulo da corrente calculado pelo método de FDFT (Combinação 2), por este método ser mais susceptível ao efeito da componente DC de decaimento exponencial no cálculo dos fasores, o que provoca um efeito indesejável na estimação do fasor de corrente.

Ainda na Figura 6.9, pode-se observar que o módulo da corrente estimado pelo método proposto (Combinação 1) apresenta as oscilações reduzidas e mitigadas pelo efeito de filtragem da componente DC de decaimento exponencial.

O método FDFT combinado com o Mímico apresenta a resposta mais suave em torno do valor final para o módulo da corrente (Figura 6.9), o que é explicado pela natureza do sinal. O sinal de corrente de falta tipicamente contém componentes fundamental e DC de decaimento exponencial, e para este tipo de sinal o método BW+MI+FDFT elimina de forma eficaz o efeito da componente DC de decaimento exponencial, sobretudo quando a constante de tempo do sinal se aproxima da constante de tempo utilizada no projeto do filtro Mímico (SILVA, 2009).

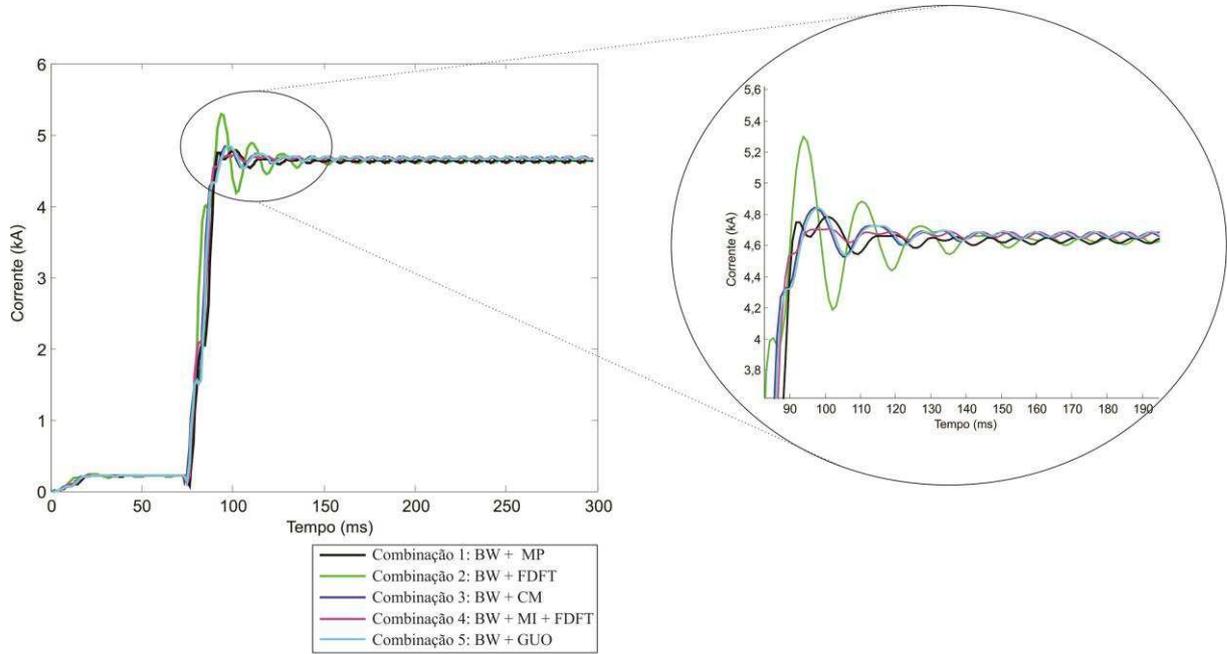
Na Figura 6.10 é mostrado a trajetória da impedância do relé, com a impedância calculada a partir do método proposto (Combinação 1) e demais métodos avaliados (Combinações 2, 3, 4 e 5), e a característica mho do relé de distância. Pode-se observar no detalhamento da Figura 6.10 que o método FDFT (Combinação 2) apresenta mais oscilações ao redor do ponto de falta estimado, demorando mais tempo para que a impedância calculada atinja o ponto final, e conseqüentemente, a convergência, ao passo que, a impedância calculada pelo método proposto (Combinação 1) apresenta menos oscilações e atinge a convergência mais rapidamente do que o método FDFT (Combinação 2).

Figura 6. 8 – Amplitude do fasor tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos ideais.



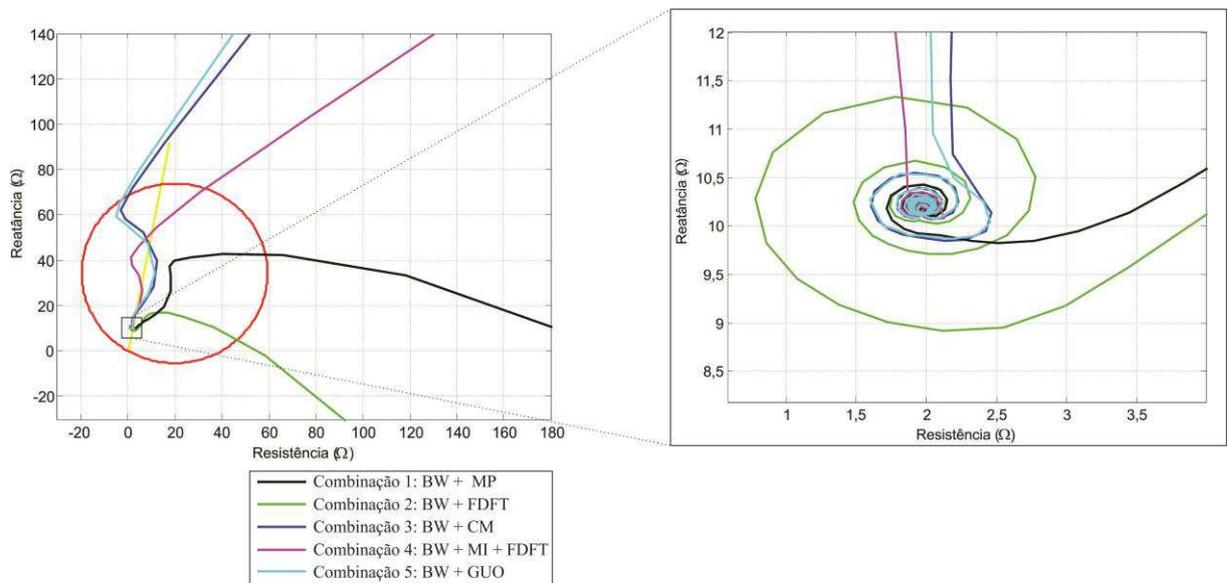
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 9– Amplitude do fasor corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos ideais.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 10 – Trajetória da impedância da unidade Z_{AT} do relé de distância estimada a partir de cada método avaliado, considerando os transformadores para instrumentos ideais.



Fonte: autoria própria.

Na sequência, o TC e TPC são modelados a partir de dados de transformadores reais. Os modelos dos transformadores para instrumentos TC (razão de transformação - 2000:5) e TPC (tensão secundária: 115 V) adotados nesse trabalho são os modelos reportados em IEEE Power System Relaying Committee (2014).

Na mesma forma que no caso mostrado anteriormente, são plotadas as curvas de tensão (Figura 6.11), corrente (Figura 6.12) e trajetória da impedância (Figura 6.13) considerando os transformadores modelados a partir de dados reais, calculados a partir do método proposto (Combinação 1) e demais métodos avaliados (Combinações 2, 3, 4 e 5).

É interessante observar que quando os modelos de transformadores para instrumentos modelados a partir de dados reais são inseridos no sistema há uma modificação substancial na trajetória da impedância dos métodos, influenciada pelas respostas destes transformadores durante o regime de falta, que podem não reproduzir corretamente a tensão e a corrente do primário durante o período de falta.

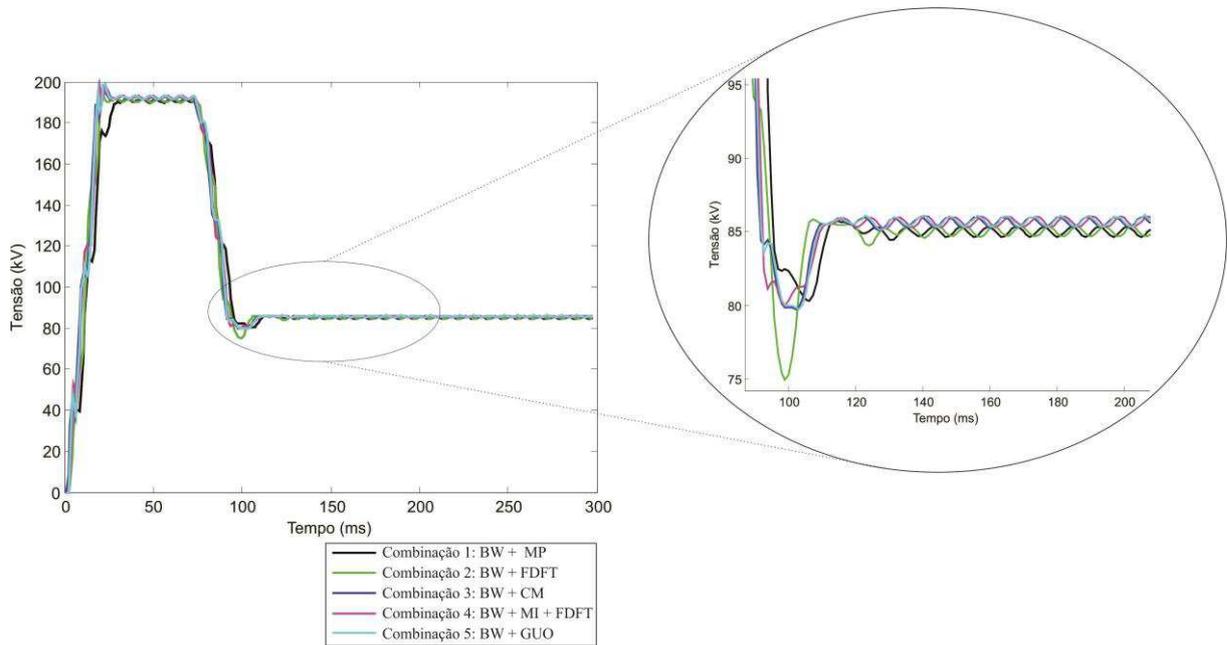
A resposta do TPC é muito afetada durante o regime de falta. Devido às suas características construtivas, os TPC não reproduzem corretamente a tensão do sistema durante distúrbios transitórios, tais como faltas (SANTOS, 2011). Este fator influencia a estimação da tensão de falta (Figura 6.11) e, conseqüentemente, a estimação da impedância vista pelo relé (Figura 6.13).

Os TC também podem ter sua resposta afetada durante o regime de falta, embora que com menos frequência que os TPC, dependendo das condições de saturação e histerese, a classe de exatidão do referido transformador e a carga conectada aos seus terminais secundários (NAWIKAVATAN *et al.*, 2009).

Para o caso de falta apresentado nesta seção, a forma de onda da corrente estimada considerando os TC ideais (Figura 6.9) se aproxima da forma de onda da corrente considerando a utilização dos modelos reais dos TC (Figura 6.12), para todas as combinações avaliadas.

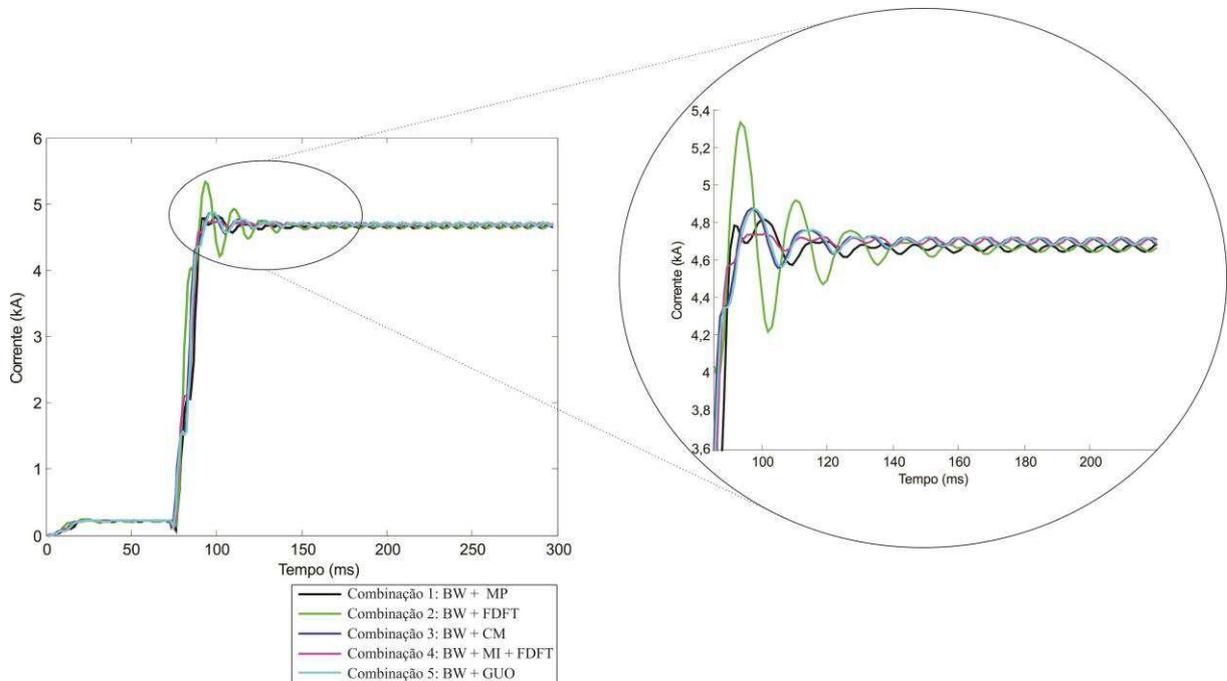
Pode-se observar no detalhamento da Figura 6.13 que o método FDFT (Combinação 2) apresenta mais oscilações ao redor do ponto de falta estimado, com convergência mais lenta. Os métodos Cosseno Modificado (Combinação 3) e de Guo (Combinação 5) também apresentam trajetórias de impedância mais longas, com a trajetória de impedância apresentando algumas voltas antes de chegar ao ponto final.

Figura 6. 11 – Amplitude do fasor tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos reais.



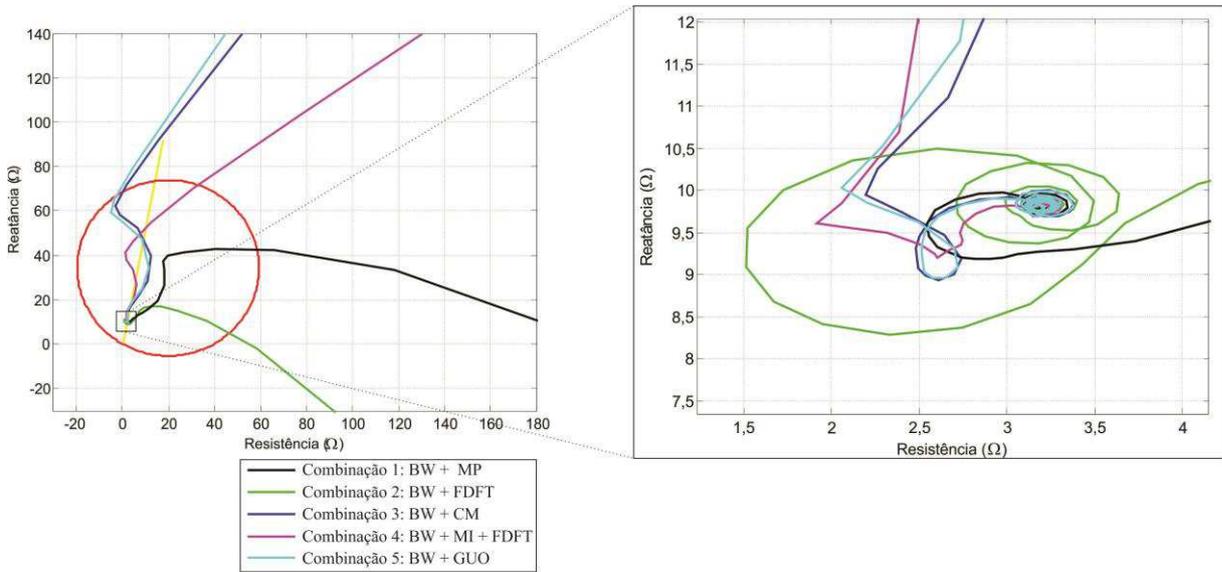
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 12 – Amplitude do fasor corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados, considerando os transformadores para instrumentos reais.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 13 – Trajetória da impedância da unidade Z_{AT} do relé de distância estimada a partir de cada método avaliado, considerando os transformadores para instrumentos reais.



Fonte: autoria própria.

Já o método proposto (Combinação 1) apresenta uma trajetória mais curta em direção ao ponto de final da impedância aparente estimada, o que indica que o método proposto se apresenta menos sensível às componentes de frequência indesejáveis aos sinais durante o regime de falta.

6.3. 2. Número de Ciclos Requeridos para a Estimação da Distância de Falta

Foram aplicadas faltas entre a fase A e terra no sistema da Figura 6.7, variando o ângulo de incidência de falta “ θ_f ” de 0° até 90° (em relação a corrente da fase A) e a distância da falta em relação ao Barramento 1 de 5 km até 140 km (conforme mostrado na Tabela 6.11), com resistência de falta igual a $R_f = 0,01 \Omega$. Nesta seção, o TC e TPC são considerados transformadores ideais, ou seja, os sinais de corrente e tensão são obtidos diretamente do sistema elétrico.

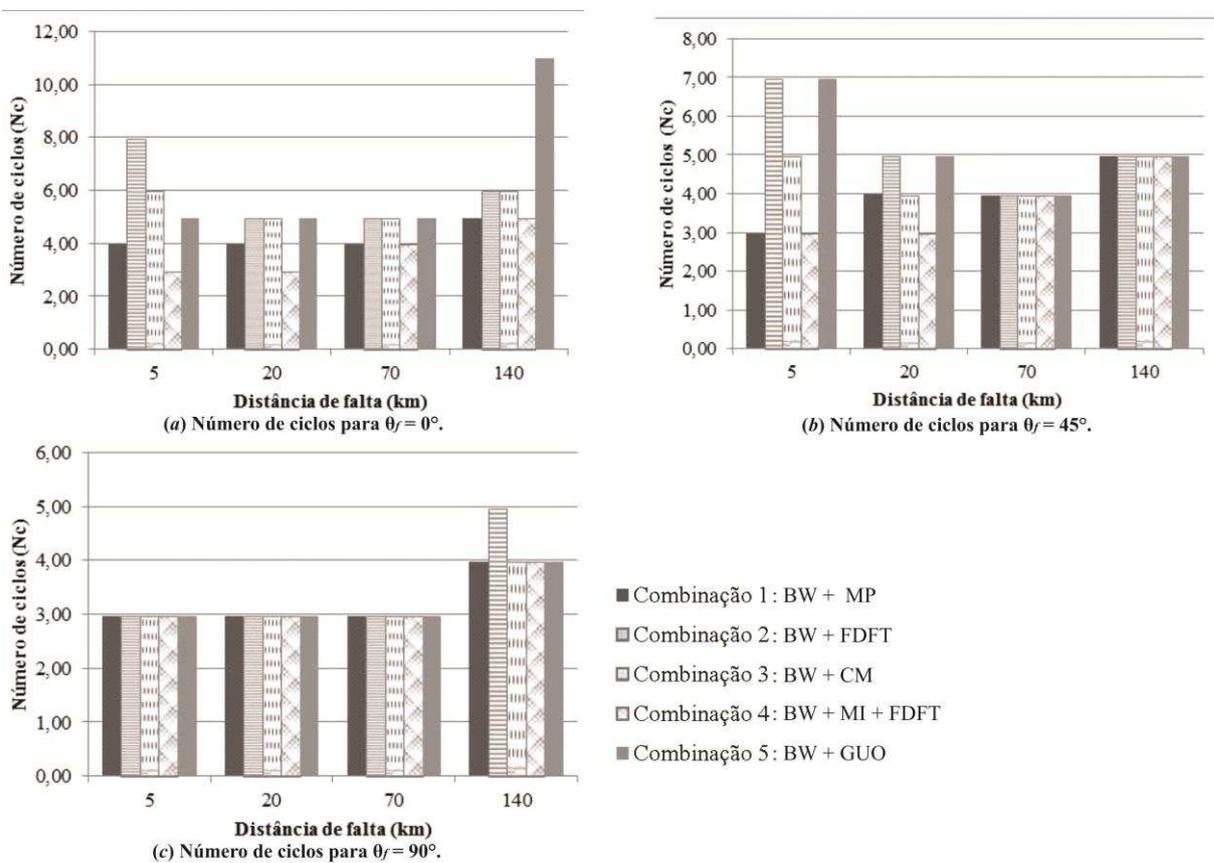
Baseada na impedância aparente vista pela unidade Z_{AT} do relé de distância, é possível calcular a distância de falta estimada “ d_f ” pelo relé. Conhecendo previamente a distância real da falta “ d_{real} ”, é possível calcular o erro na estimação da distância de falta utilizando os métodos avaliados nas mesmas condições de falta. Este erro pode ser calculado pela seguinte equação:

$$E = \frac{|d_{real} - d_f|}{d_{real}} \cdot 100(\%). \quad (6.8)$$

O número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta “ N_c ”, baseado na frequência fundamental de 60 Hz, é obtido quando o erro relativo (Equação 6.8) é menor ou igual ou menor do que 1,5% durante 16 amostras consecutivas (o que corresponde a um ciclo).

O número de ciclos “ N_c ” calculados utilizando o método proposto e demais métodos avaliados é mostrado na Figura 6.14, na forma de gráfico de barras, onde cada barra representa o “ N_c ” calculado para cada respectivo ângulo de incidência de falta e distância de falta.

Figura 6. 14 - Número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta.



Fonte: autoria própria.

A partir da Figura 6.14 pode-se observar que, para a maioria dos casos, o Método Proposto (Combinação 1) estima a distância de falta com um menor número de ciclos do que o método FDFT (Combinação 2). No geral, o Método Proposto apresenta o “ N_c ” menor ou igual aos demais métodos avaliados (Combinações 3, 4 e 5), sobretudo para os casos em que o ângulo de falta é próximo de zero, o que ressalta a precisão do método e a capacidade de mitigar o efeito das componentes de frequência indesejáveis aos sinais durante a falta, como a componente DC de decaimento exponencial.

É importante ressaltar que “ N_c ” é afetada pelo ângulo de incidência de falta. Com um ângulo de incidência igual a “ 0° ”, pode-se observar valores maiores para N_c , especialmente quando o método FDFT é utilizado (Combinação 2). Isso ocorre porque o método FDFT é mais susceptível ao efeito da componente DC de decaimento exponencial na estimação fasorial dos sinais, e por conseguinte, na estimação da impedância aparente vista pelo relé de distância.

Ainda para o caso em que $\theta_f = 0^\circ$, o método FDFT combinado com o filtro Mímico apresenta um bom desempenho, o que é explicado por esse método ser menos sensível à influência da componente DC de decaimento exponencial presente nos sinais de falta, por apresentar um filtro passa-altas no processo de estimação fasorial.

6.3.3. Tripping time

Foram aplicadas faltas entre a fase A e terra no sistema da Figura 6.7, variando o ângulo de incidência de falta “ θ_f ” de 0° até 90° (em relação a corrente da fase A) e a distância da falta em relação ao Barramento 1 (conforme mostrado na Tabela 6.11), com resistência de falta igual a $R_f = 0,01 \Omega$ e $R_f = 5 \Omega$.

Nesta seção são apresentados os resultados de *tripping time* “ t_{trip} ” para um relé de distância, inicialmente considerando que os transformadores para instrumentos são ideais, e depois considerando que os transformadores para instrumentos são modelados a partir de transformadores reais (IEEE Power System Relaying Committee, 2014).

Três tipos diferentes de polarizações foram consideradas para o relé de distância: a autopolarizada, a polarização por quadratura e a polarização por memória de tensão de sequência positiva. Os resultados são mostrados a seguir para os três tipos de polarização.

O “ t_{trip} ” é dado pela diferença aritmética entre o tempo em que o sinal de *trip* é enviado pelo relé de distância aos demais equipamento de proteção e controle (t_{act}) e o tempo em que a falta ocorre (t_f):

$$t_{trip} = t_{act} - t_f \quad (6.9)$$

Devido ao fato que a trajetória da impedância do relé pode se mover rapidamente de dentro para fora da característica mho do relé, o “ t_{trip} ” é calculado considerando que a impedância aparente deve permanecer dentro da zona de proteção por pelo menos três amostras.

O “ t_{trip} ” foi estimado para cada condição de falta para todos os métodos avaliados, dados em milisegundos para cada condição de falta, na forma de gráfico de barras. Os resultados estão mostrados nas Figuras 6.15 (para $R_f = 0,01 \Omega$) e 6.16 (para $R_f = 5 \Omega$) considerando os transformadores para instrumentos ideais, e nas Figuras 6.17 (para $R_f = 0,01 \Omega$) e 6.18 (para $R_f = 5 \Omega$) considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados reais.

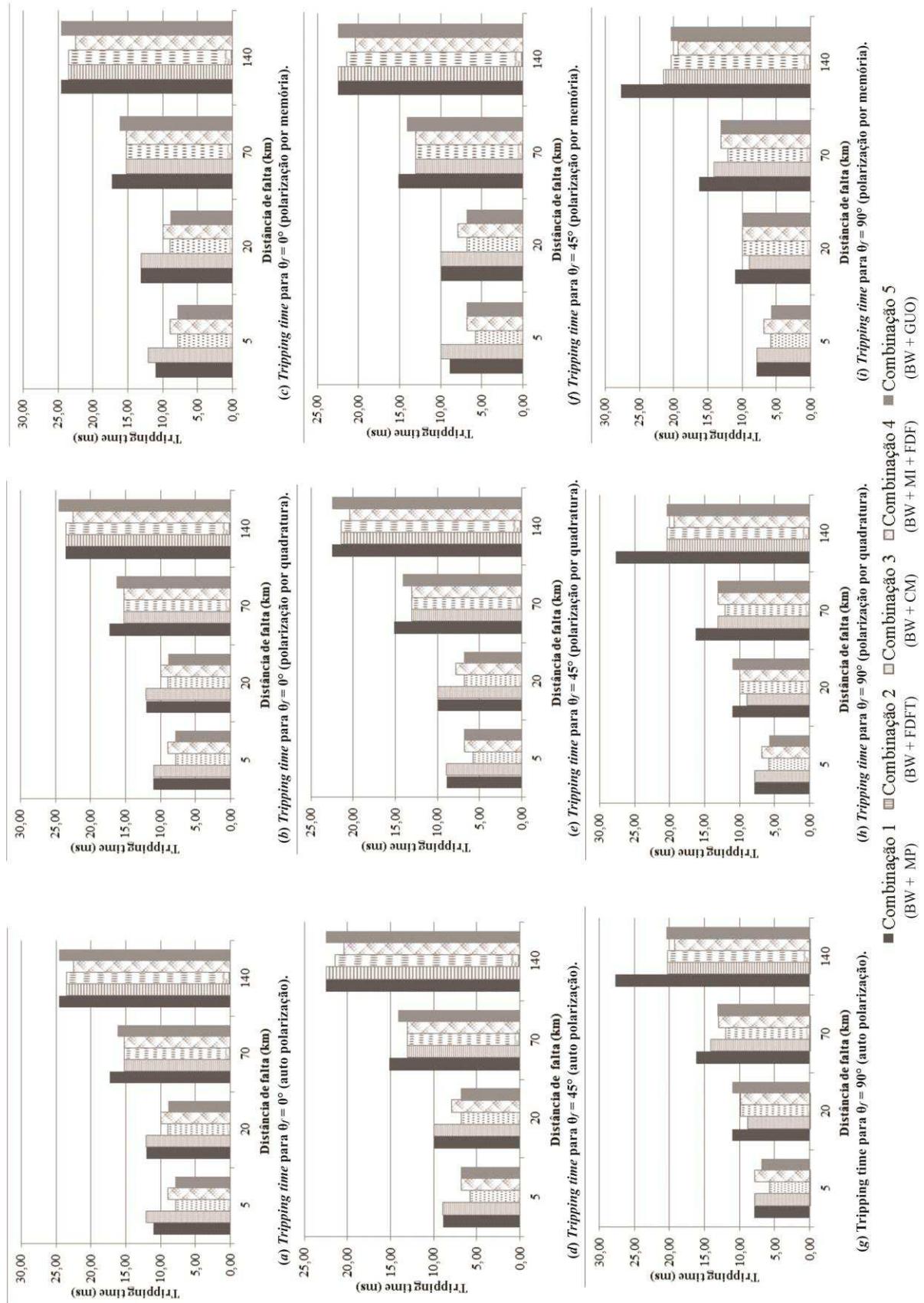
Pode-se observar que o método proposto (Combinação 1) apresenta um tempo de operação compatível com os demais métodos, tanto considerando as situações em que é utilizada polarização autopolarizada, como polarização em quadratura e polarização por memória, para o relé de distância modelado na MODELS.

Mesmo apresentando em alguns casos um tempo de operação maior do que os outros métodos avaliados, ainda assim o método proposto apresenta resultados dentro dos tempos de atuação típicos para os relés de distância, que corresponde a um tempo entre 1 e 2 ciclos, tomando como referência a componente de frequência fundamental do sinal (ZIEGLER, 2011), que neste caso é 60 Hz.

Observando as Figuras 6.15, 6.16, 6.17 e 6.18, pode-se notar que na maioria casos, há uma pequena diferença nos resultados para o t_{trip} quando são considerados os transformadores para instrumentos ideais e os transformadores modelados a partir de dados reais, o que indica mais uma vez que os transformadores para instrumentos podem ter influência na estimação fasorial dos sinais, e, por conseguinte, nos tempos de t_{trip} , já que eles são calculados a partir destes fasores.

Para o caso da Fig. 6.18, onde a resistência de falta é igual a 5Ω , com $\theta_f = 90^\circ$ e distância de falta de 140 km, para a Combinação 4 (FDFT e filtro mímico), o valor de “ t_{trip} ” não existe, já que para esta situação o resultado do Comparador Cosseno Normalizado não apresenta 3 amostras consecutivas com o valor igual a “1”, conforme mostrado na Figura 6.19. Para uma situação real, semelhante a essa, em que o relé de distância estivesse programado para atuar depois de respeitar o critério das 3 amostras consecutivas (em que o Comparador Cosseno apresentasse valor “1”), o relé de distância não atuaria no tempo correto, e portanto não enviaria comandos aos demais equipamentos para extinguir a falta. Isto poderia influenciar o desempenho do sistema de proteção como um todo e até acarretar danos ao sistema elétrico a ser protegido.

Figura 6. 15 – *Tripping time* para $R_f = 0,01 \Omega$, considerando os transformadores para instrumentos modelados a partir de dados de transformadores ideais.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 16 – Tripping time para $R_f = 5 \Omega$, considerando os transformadores modelados a partir de dados de transformadores ideais.

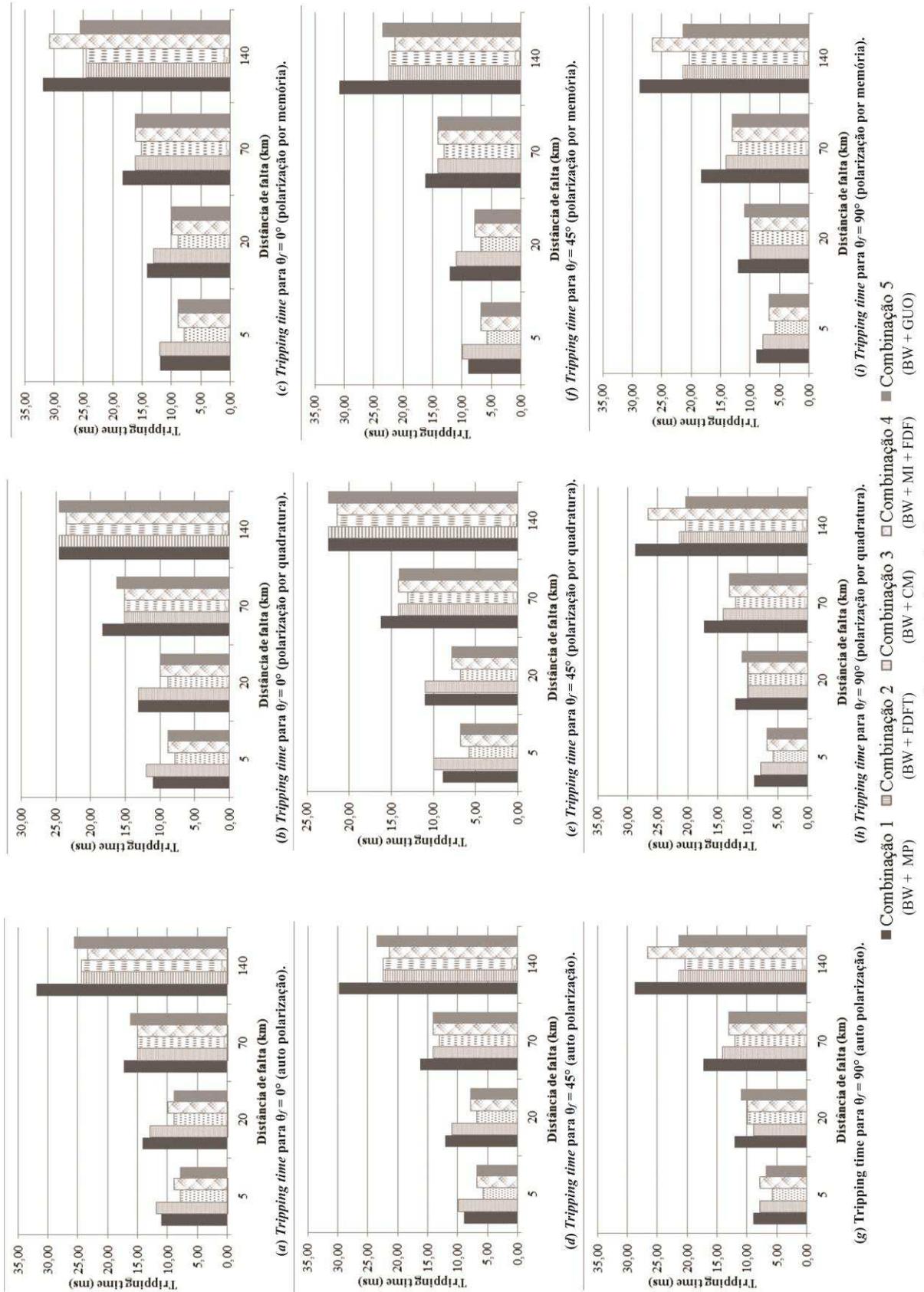


Figura 6.17 – Tripping time para $R_f = 0,01 \Omega$, considerando os transformadores modelados a partir de dados de transformadores reais.

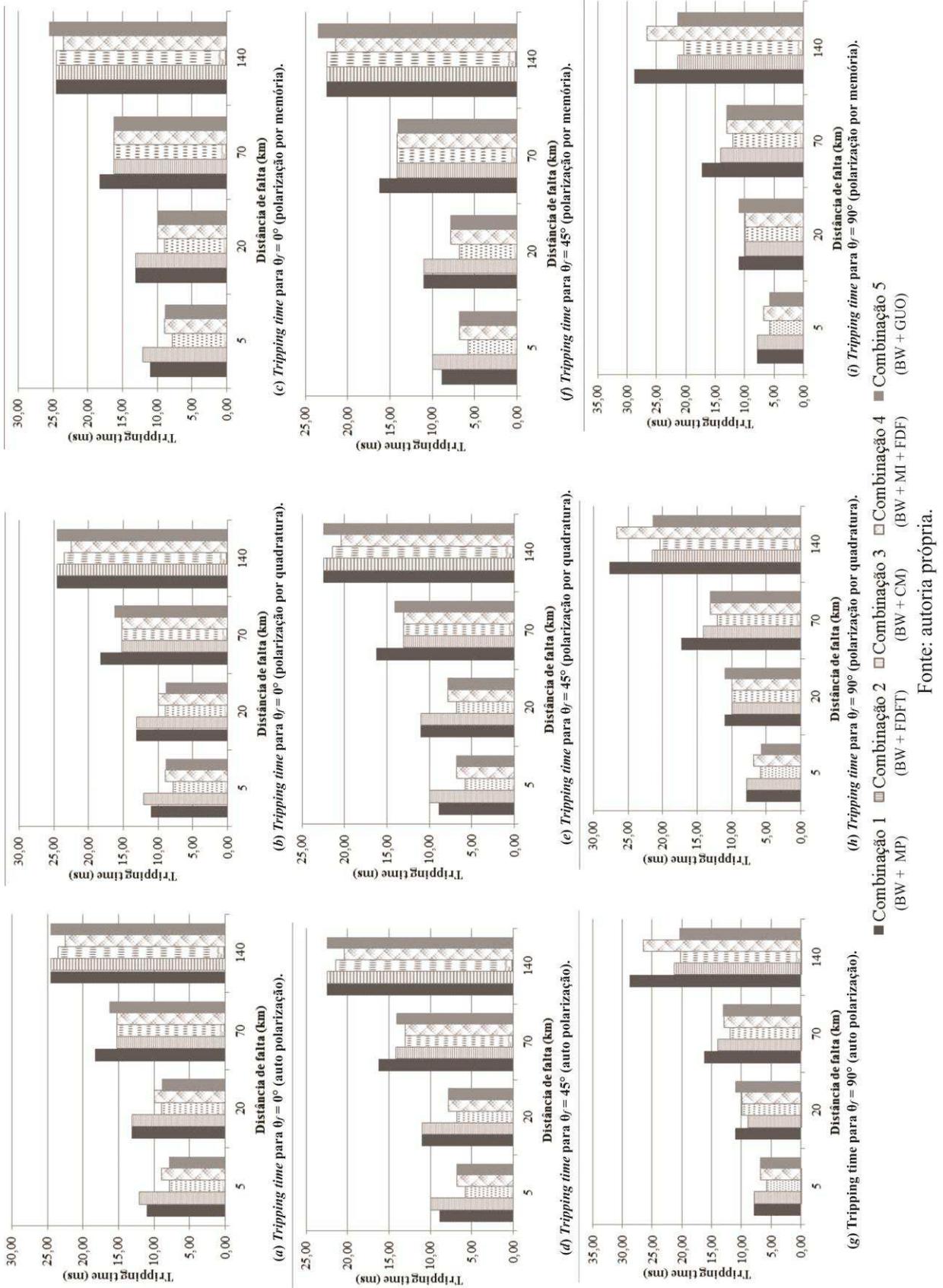


Figura 6.18 – *Tripping time* para $R_f = 5 \Omega$, considerando os transformadores modelados a partir de dados de transformadores reais.

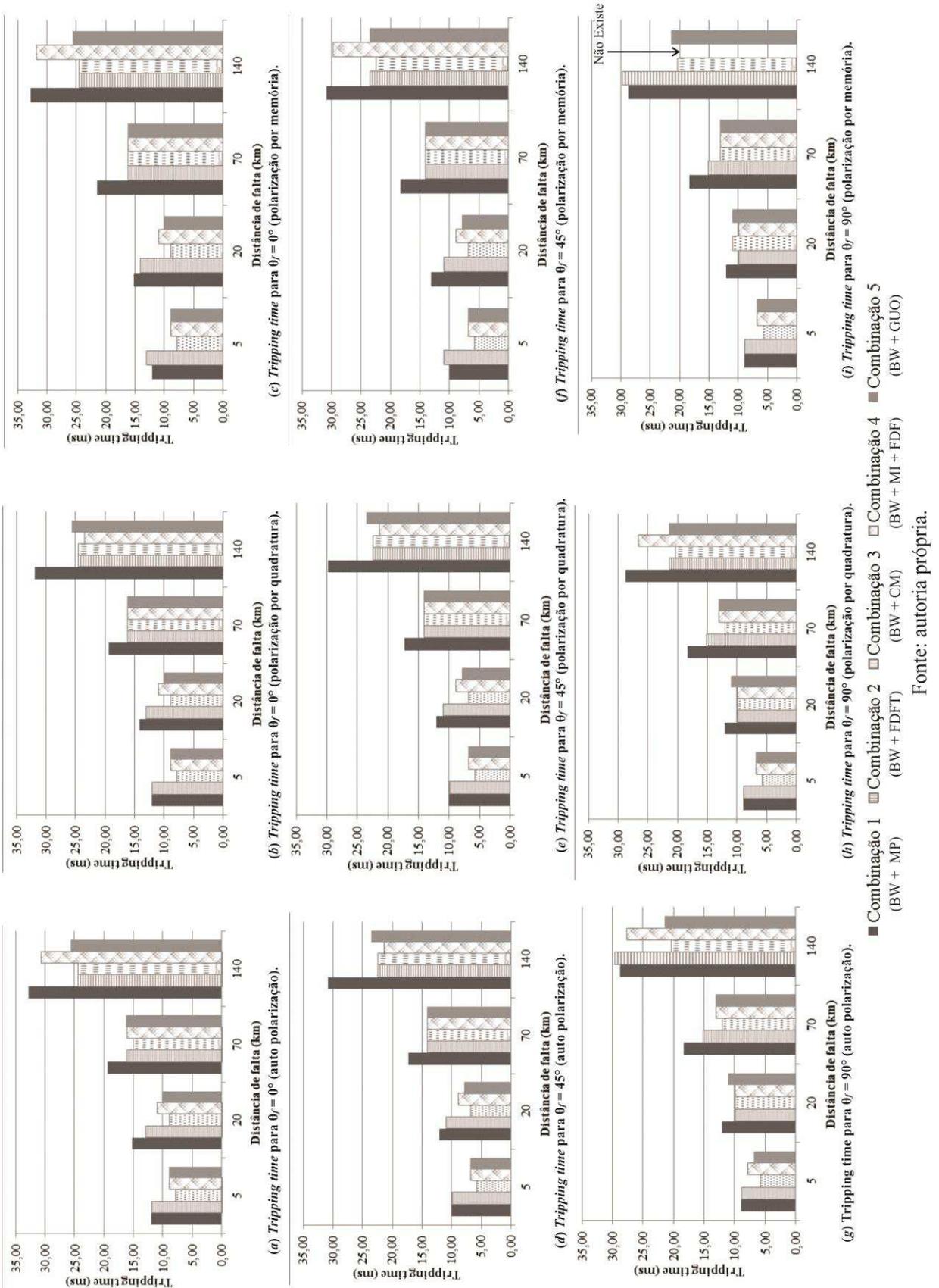
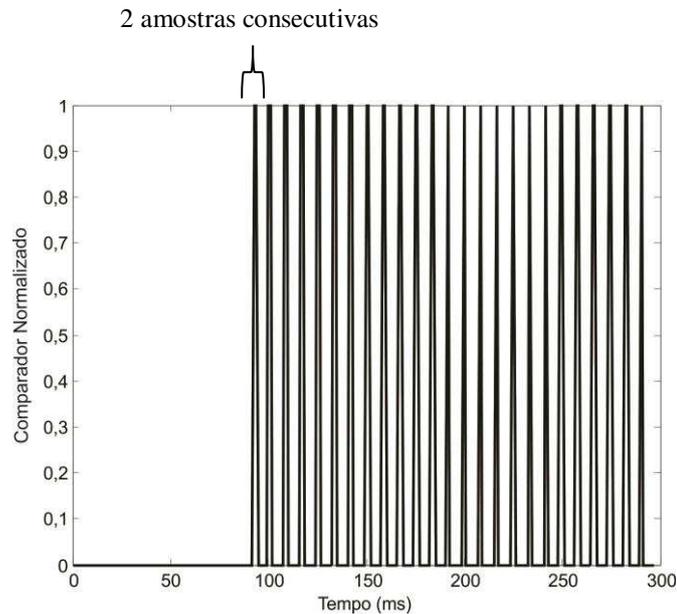


Figura 6. 19 – Comparador Cosseno Normalizado calculado, utilizando a Combinação 4, para o caso de falta AT a uma distância de 140 km (com $R_f = 5 \Omega$).



Fonte: autoria própria.

6.4 Simulação de Falhas em um Sistema Elétrico da CHESF

O sistema elétrico mostrado na Figura 6.20 (SILVA, 2009) foi modelado no ATP, com o objetivo de avaliar os métodos de estimação fasorial para um sistema elétrico de maior porte a partir de dados de um sistema elétrico de potência real. Este sistema corresponde a uma parte do sistema elétrico da CHESF em uma configuração de carga pesada referente ao ano de 2004 (SILVA, 2009).

A linha de transmissão analisada nesta seção, cuja tensão nominal é 230 kV e o comprimento é de 221 km, é a linha 04L1 (Figura 6.20). Esta linha fica entre as subestações de Paulo Afonso IV (PAQ) e Angelim II (AGD), e seus parâmetros são mostrados na Tabela 6.12.

Os métodos de estimação avaliados foram empregados no cálculo dos fasores utilizados no modelo de relé de distância posicionado no terminal da linha 04L1 na subestação PAQ.

O ângulo de projeto para o relé de distância foi $\varphi = 60^\circ$ (Equação 3.17), que é menor do que o ângulo de impedância de sequência positiva da linha a ser protegida.

Tabela 6. 12 – Dados da linha de transmissão 04L1 de 230 kV.

Equivalente de sequência	Resistência (Ω/km)	Reatância (Ω/km)	Susceptância (Ω^{-1}/km)
Positiva	0,0979	0,5300	3,1250
Zero	0,4527	1,2265	2,2392

Fonte: autoria própria.

Nesta seção, os transformadores para instrumentos são considerados ideais, e é considerado o tipo de polarização autopolarizada para o relé de distância posicionado no início da linha 04L1, de forma que o relé de distância protege a linha de transmissão em até 80% da sua extensão (em primeira zona), que determina o máximo alcance para o relé modelado.

Simulações de faltas foram aplicadas em vários pontos da linha de transmissão 04L1, variando o tipo de falta, o ângulo de incidência de falta (tomando o sinal de corrente na fase A como referência), e a resistência de falta. Na Tabela 6.13 é mostrado um resumo dos parâmetros utilizados para as faltas simuladas.

Tabela 6. 13 – Variáveis de simulação usadas para gerar faltas no sistema elétrico da CHESF.

Variáveis de Simulação	Valores Escolhidos
Localização (km)	5; 50; 100 e 170
Resistência de falta (Ω)	0,01; 1; 5 e 10
Ângulo de Incidência ($^{\circ}$)	0; 45 e 90
Tipo de Falta	AT; AB; ABT e ABC

Fonte: autoria própria.

Alguns parâmetros são calculados para quantificar o desempenho do relé utilizando os métodos de estimação fasorial proposto e os demais avaliados (Combinações 2, 3, 4 e 5): o número de ciclos requeridos para estimar o valor final da distância de falta, a trajetória da impedância estimada para cada método e o *tripping time*.

6.4. 1. Número de Ciclos Requeridos para a Estimação da Distância de Falta

Da mesma forma que na seção 6.3.2, foram aplicadas faltas entre a fase A e terra, variando o ângulo de incidência de falta “ θ_f ” de 0° até 90° (conforme mostrado na Tabela 6.12) e a distância da falta em relação ao Barramento Paulo Afonso/B1 (início da linha de transmissão 04L1), com resistência de falta igual a $R_f = 0,01 \Omega$.

Novamente o número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta “ N_c ”, é obtido quando o erro relativo (Equação 6.8) é menor ou igual do que 1,5% durante 16 amostras consecutivas (o que corresponde a um ciclo), cujos cálculos são baseados na impedância aparente vista pela unidade Z_{AT} do relé de distância.

O número de ciclos “ N_c ” calculados utilizando o método proposto e demais métodos avaliados são mostrados na Figura 6.21, na forma de gráfico de barras, onde cada barra representa o “ N_c ” calculado variando o ângulo de incidência e a distância de falta.

Para a maioria dos casos apresentados (Figura 6.21), o método proposto apresenta como resultado valores menores para o N_c do que os valores apresentados pelo método FDFT, o que indica a maior capacidade de reduzir o efeito das componentes de frequência indesejáveis aos sinais durante a falta do método proposto em relação ao método FDFT.

Nos casos das faltas a uma distância de 5 km do relé de distância o método proposto ainda apresenta como resultados valores menores para o N_c em relação aos métodos Cosseno Modificado e de GUO.

Para o caso de falta com $\theta_f = 0^\circ$, o conjunto BW+MI+FDFT apresentou menores valores para “ N_c ” para as distâncias de falta de 5 até 100 km, o que é explicado pelo fato desse método apresentar um filtro passa-altas capaz de reduzir o efeito da componente DC de decaimento exponencial, mais evidente quando o ângulo de incidência é próximo de zero e com uma menor distância entre o relé e a localização da falta.

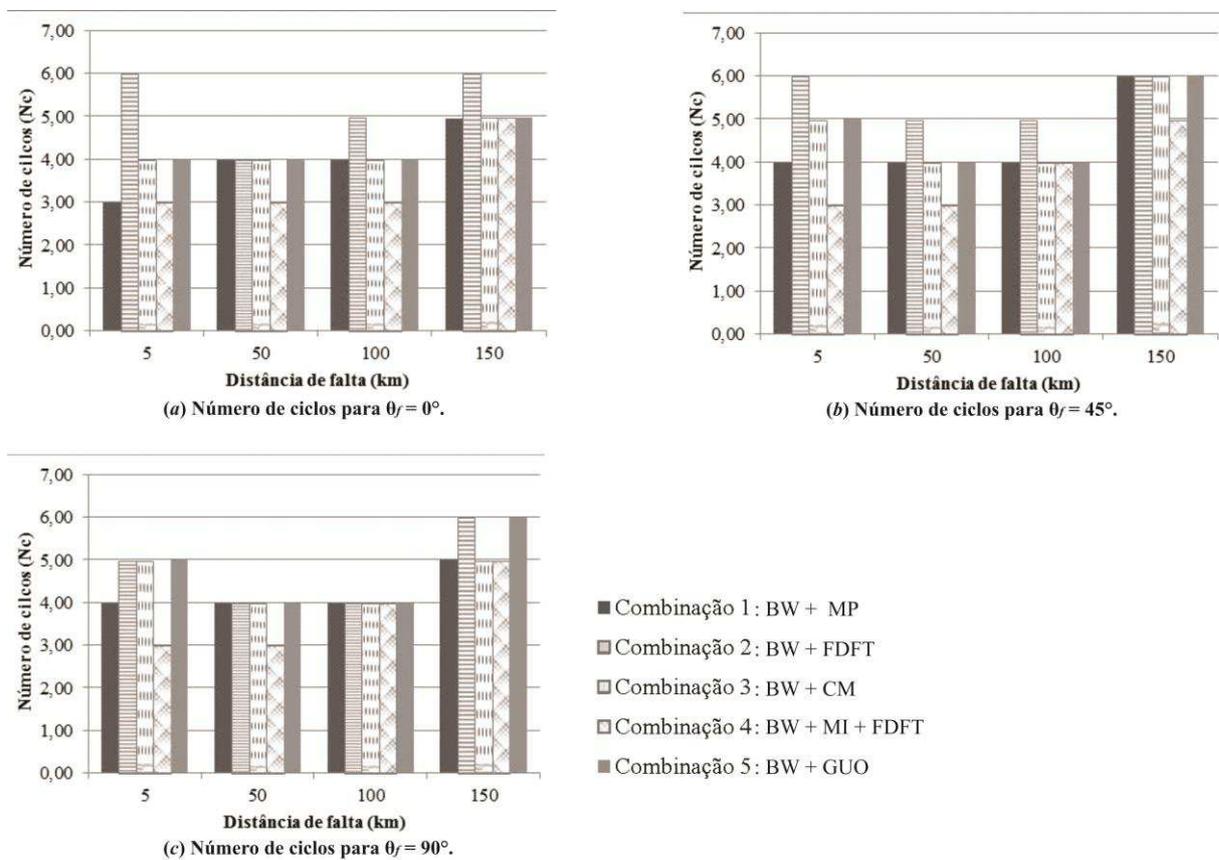
Para o caso da falta a 5 km do Barramento Paulo Afonso/B1 são mostrados nas figuras a seguir, os módulos dos fasores da tensão (Figura 6.22) e corrente da fase A (Figura 6.23), calculados a partir dos algoritmos de estimação fasorial proposto (Combinação 1) e os clássicos (Combinações 2, 3, 4, e 5).

Pode-se observar no detalhamento da Figura 6.23 que as oscilações no módulo da corrente, provocadas pela componente DC de decaimento exponencial apresentam-se mais aparentes no módulo da corrente calculado pelo método de FDFT (Combinação 2), e que o

módulo da corrente estimado pelo método proposto (Combinação 1) apresenta as oscilações reduzidas.

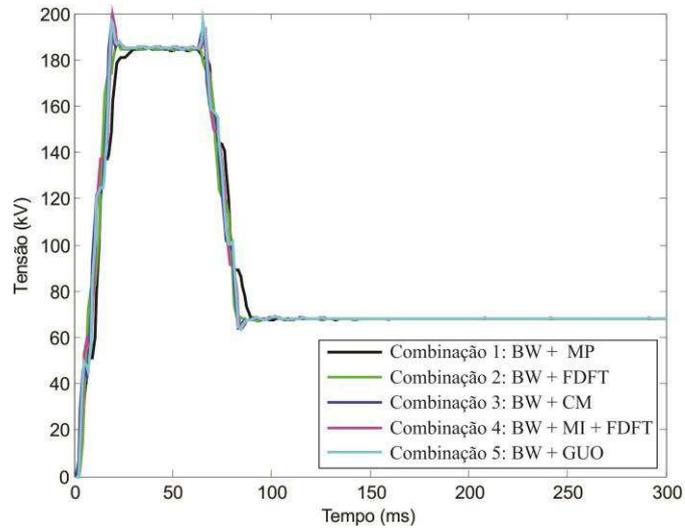
Na Figura 6.24 é mostrado a trajetória da impedância do relé, com a impedância calculada a partir do método proposto e demais métodos avaliados. Pode-se observar no detalhamento da Figura 6.24 que o método FDFT apresenta mais oscilações ao redor do ponto de falta estimado, ao passo que a impedância calculada pelo método proposto apresenta uma trajetória de impedância mais curta, atingindo o ponto final da impedância estimada de forma mais rápida.

Figura 6. 21 – Número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta.



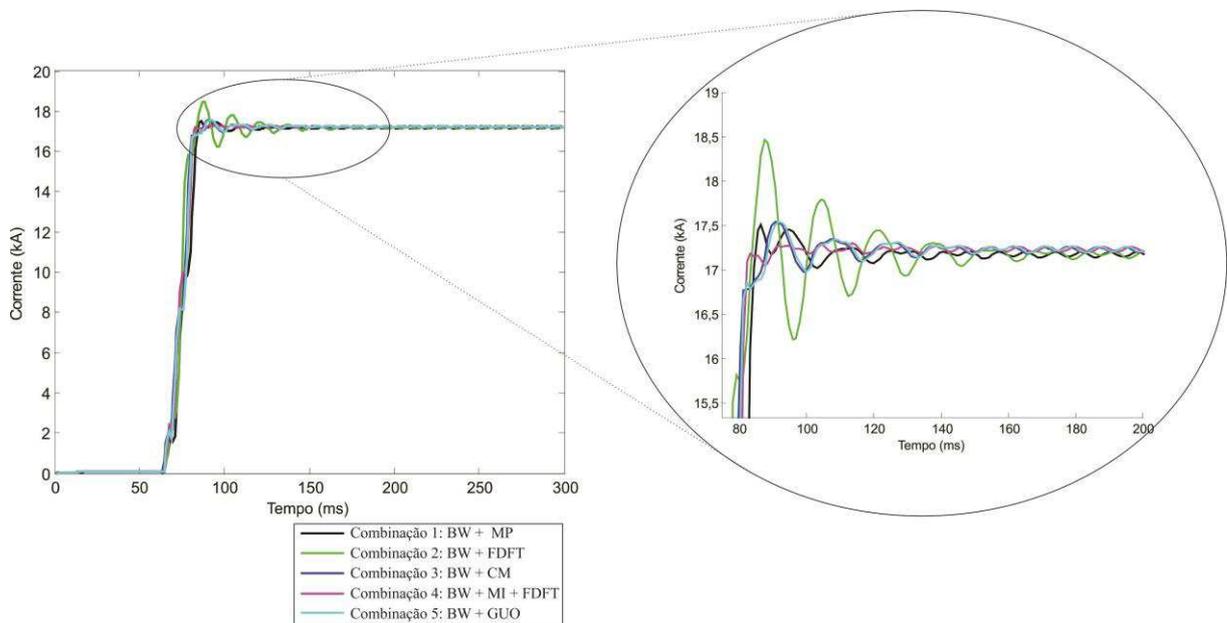
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 22 – Amplitude do fasor de tensão da fase A estimada pelos métodos avaliados, para uma falta AT a 5 km do relé de distância.



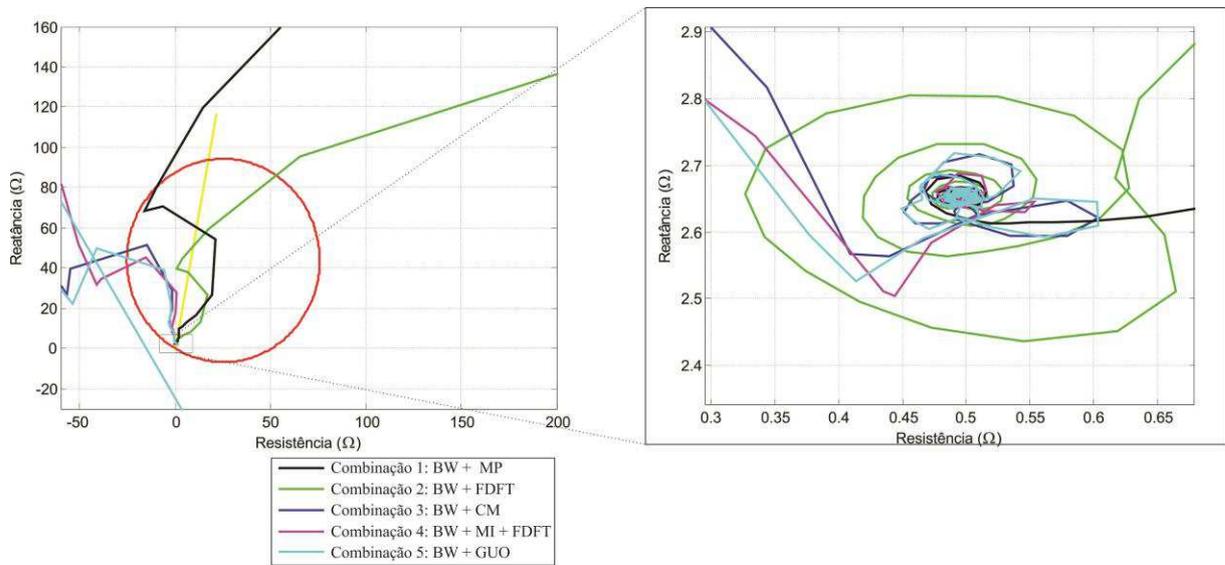
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 23 – Amplitude do fasor de corrente da fase A estimada pelos métodos avaliados, para uma falta AT a 5 km do relé de distância.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 24 – Trajetória da impedância estimada da unidade Z_{AT} do relé de distância, para uma falta AT a 5 km do relé de distância.



Fonte: autoria própria.

6.4. 2. Tripping Time

Foram aplicadas faltas monofásicas (faltas AT), bifásicas (faltas AB) e trifásicas (faltas ABC) na linha 04L1 da Figura 6.20, variando o ângulo de incidência de falta “ θ_f ” de 0° até 90° e a distância da falta em relação ao Barramento Paulo Afonso/B1 (conforme mostrado na Tabela 6.13). As resistências de falta consideradas para cada tipo de falta são: 10Ω (faltas AT), 5Ω (faltas AB) e 1Ω (faltas ABC). O “ t_{trip} ” é calculado a partir da Equação (6.9), e, novamente, é considerado que a impedância aparente deve permanecer dentro da zona de proteção por pelo menos três amostras consecutivas.

Os resultados obtidos para as faltas monofásicas são mostrados na Figura 6.25, onde se pode observar que os maiores valores para t_{trip} são obtidos quando as faltas ocorrem a uma distância de 170 km do Barramento Paulo Afonso/B1 para a Combinação 4 (FDFT + Filtro Mímico).

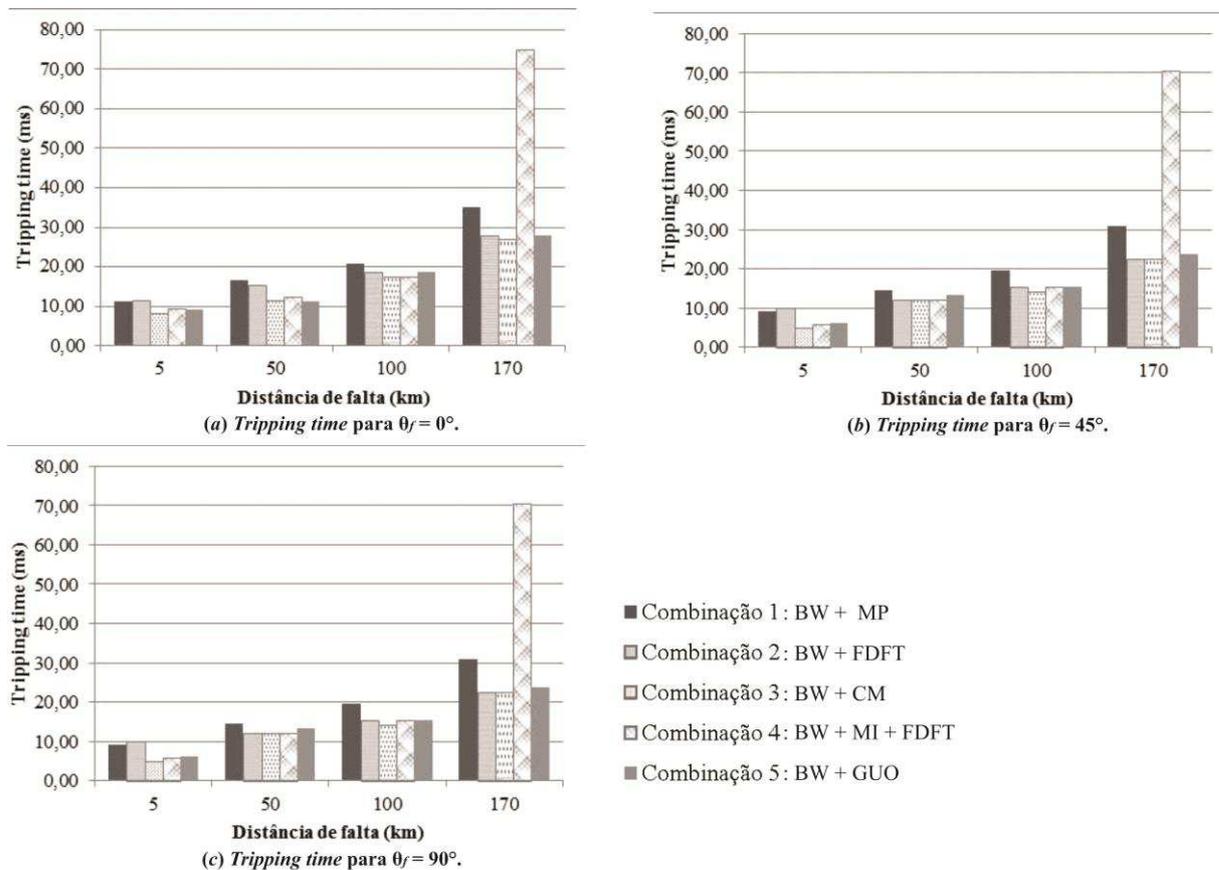
Na Figura 6.26 é mostrado o resultado do Comparador Cosseno Normalizado calculado para a Combinação 4 no caso de falta AT com $\theta_f = 0^\circ$ e distância de falta de 170 km, onde se pode observar que embora este comparador apresente o valor unitário em aproximadamente 85,42 ms, ele só apresenta valor unitário para pelo menos 3 amostras consecutivas no instante 136,46 ms, e como a falta ocorre em 61,66 ms, o valor para o t_{trip} dado pela Equação (6.9) é de 74,8 ms, aproximadamente. Para uma situação real, semelhante a essa, em que o relé de distância estivesse programado para atuar depois de respeitar o

critério das 3 amostras consecutivas (em que o Comparador Cosseno apresentasse valor “1”), o relé de distância não atuaria no tempo correto, e portanto enviaria comandos aos demais equipamentos para extinguir a falta só 74,8 ms após a ocorrência da falta. Esta situação poderia influenciar o desempenho do sistema de proteção como um todo.

Considerando as mesmas condições para o cálculo dos tempos t_{trip} , o método proposto apresentou resultados com valores menores que 40 ms para todos os casos apresentados na Figura 6.25, o que está dentro da faixa de valores típicos para operação de relés de distância (ZIEGLER, 2011).

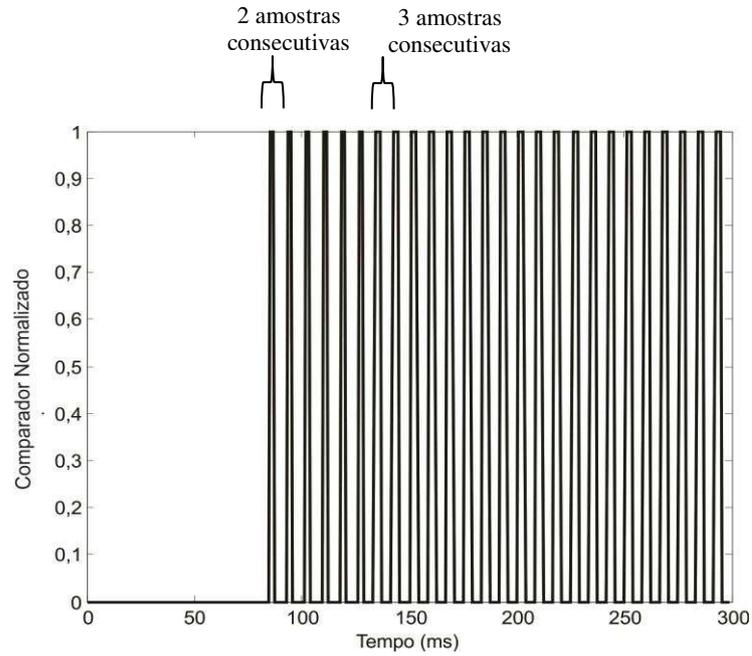
Os resultados obtidos para as faltas bifásicas e trifásicas são mostrados nas Figuras 6.27 e 6.28, respectivamente, onde se pode observar que todos os valores calculados para t_{trip} são menores que 30 ms, e que o método proposto apresenta valores para t_{trip} compatíveis com os demais métodos, apresentando valores menores que o método FDFT (Combinação 2) para os casos de faltas a uma distância de 5 km.

Figura 6. 25 – Tripping time para faltas monofásicas AT com $R_f = 10 \Omega$.



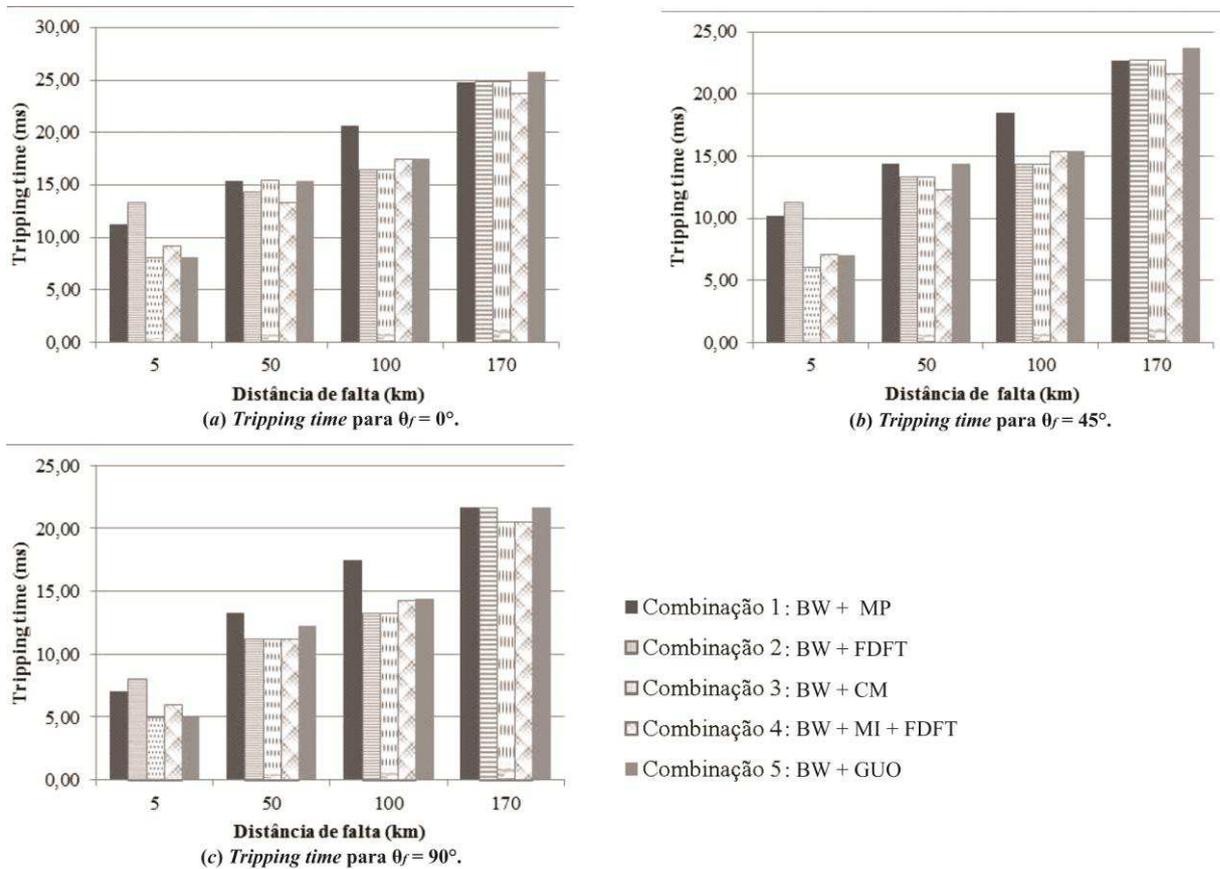
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 26 – Comparador Cosseno Normalizado calculado, utilizando a Combinação 4, para o caso de falta AT a uma distância de 170 km (com $R_f = 10 \Omega$).



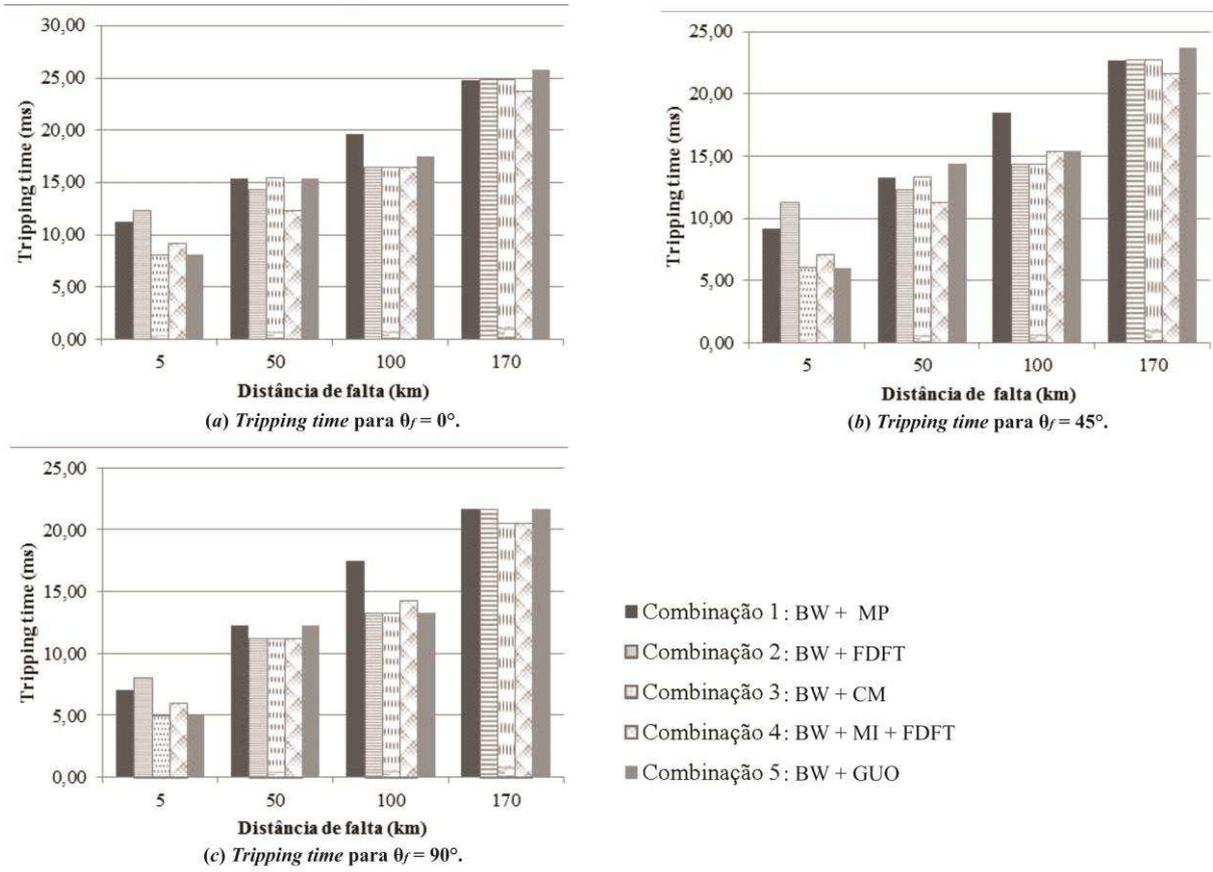
Fonte: autoria própria.

Figura 6. 27 – Tripping time para faltas bifásicas AB com $R_f = 5 \Omega$.



Fonte: autoria própria.

Figura 6. 28 – *Tripping time* para faltas trifásicas ABC com $R_f = 1 \Omega$.



Fonte: autoria própria.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho foi apresentado um novo método de estimação fasorial, com o objetivo de melhorar a característica de rejeição das componentes indesejáveis do sinal, promovendo uma resposta em frequência mais seletiva, e ao mesmo tempo não comprometendo o desempenho em termos de rapidez da resposta no tempo.

A resposta em frequência do método proposto foi obtida e comparada com a resposta em frequência de outras quatro técnicas de estimação fasorial. Quando comparado aos demais métodos avaliados, o método proposto possui uma maior precisão, em virtude da resposta em frequência deste método apresentar as seguintes características: menores lóbulos entre as harmônicas em relação às demais técnicas de estimação avaliadas, que configuram uma melhor filtragem das inter-harmônicas; e uma banda de frequência mais estreita em torno da componente de frequência fundamental, em relação à banda apresentada pelas demais técnicas.

Alguns parâmetros foram utilizados para avaliar o desempenho da resposta no tempo do método proposto e demais métodos, quando sinais analíticos foram usados como entrada (contendo componentes fundamental, harmônicas e DC de decaimento exponencial). Avaliando os parâmetros obtidos para o método proposto conclui-se que o método apresentou um bom desempenho, com baixo *overshoot*, e uma resposta transitória com um baixo índice de variação em torno da resposta desejada.

Um relé de distância foi modelado no ATP, utilizando a linguagem MODELS, com o objetivo de avaliar o desempenho do relé, utilizando o método proposto e demais métodos avaliados. Dois sistemas elétricos de potência foram modelados no ATP: um sistema fictício e outro modelado a partir de características de um sistema real da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (CHESF).

Um grande número de faltas nas linhas de transmissão foram simuladas no ATP. E, dois parâmetros quantitativos foram avaliados: o número de ciclos requeridos para a estimação da distância de falta e o *tripping time*. Os módulos de tensão e corrente dos sinais em meio às faltas no sistema elétrico, assim como o caminho formado pela impedância aparente vista pelo relé de distância, foram estimados utilizando o método proposto e quatro

métodos encontrados na literatura. Os resultados obtidos indicam que o método proposto combina um bom desempenho em termos de precisão e velocidade para atingir a resposta em regime permanente. Os módulos de tensão e corrente estimados pelo método proposto possuem uma resposta transitória suave com menos oscilações, e a trajetória de impedância se apresenta mais curta.

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

- Avaliar a utilização do método proposto, em outras funções de proteção, a exemplo da proteção de sobrecorrente e a diferencial, a fim de avaliar os benefícios que o método proposto pode trazer à melhoria do desempenho de um relé com estas funções.
- Avaliar o impacto da compensação série na proteção de linhas de transmissão, e utilizar o método proposto e outros métodos de estimação fasorial em um relé de proteção, comparando o desempenho dos métodos avaliados neste tipo de configuração de sistema elétrico;
- Desenvolver um protótipo em *hardware* de um relé de distância que utilize o método proposto. Utilizar um simulador digital em tempo real para comparar o desempenho do relé desenvolvido com o de relés comerciais.

Referências Bibliográficas

- ADU, T. “An accurate fault classification technique for power system monitoring devices”. *IEEE Transaction on Power Delivery*, v. 17, n. 3, p. 684–690, May 2002.
- ANDERSON, P. M. *Power System Protection*. Piscataway, New Jersey, USA: IEEE Press Series on Power Engineering, 1999.
- BENMOUYAL, G. “Removal of DC-offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering”. *IEEE Transaction on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 621–630, Apr. 1995.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D.; SILVA, K. M. Transformada Wavelet Discreta Aplicada ao Diagnóstico de Distúrbios. In: *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Belém, maio 2010.
- COSTA, F. B.; SOUZA, B. A.; BRITO, N. S. D.; SILVA, K. M. Real-time Classification of Transmission Line Faults Based on Maximal Overlap Discrete Wavelet Transform. In: *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Orlando, May 2012.
- COURY, D. V., OLESKOVICZ, M., GIOVANINI, R. *Proteção Digital de Sistemas Elétricos de Potência: dos Relés Eletromecânicos aos Microprocessados Inteligentes*. São Carlos: EESC – USP, 2011.
- DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas*. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.
- DUBE, L. *Models in ATP: Language Manual*, [S.l.], 1996.
- ELREFAIE, H. B.; MEGAHED, A. I. A Novel Technique to Eliminate the Effect of Decaying DC Component on DFT Based Phasor Estimation. In: *Power and Energy Society General Meeting*, p. 1–8, July 2010.
- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M.; CHEN, D. “Simplified Algorithms for Removal of the Effect of Exponentially Decaying DC-offset on the Fourier Algorithm”. *IEEE Transaction on Power Delivery*, v. 18, n. 3, p. 711–717, July 2003.
- HART, D. G.; NOVOSEL, D.; SMITH, R. A. “Modified Cosine Filters”. U.S. Patent 6,154,687, Nov. 2000.
- HSU, H. P. *Teoria e Problemas de Sinais e Sistemas*. Tradução de Anatólio Laschuk. Porto Alegre: Bookman, 2004.

- IEEE POWER SYSTEM RELAYING COMMITTEE. *EMTP Reference Models for Transmission Line Relay Testing*. [S.l.], 2004. Disponível em: <[http:// http://www.pes-psrc.org/Reports/EMTP%20Ref%20Model-Final.pdf](http://www.pes-psrc.org/Reports/EMTP%20Ref%20Model-Final.pdf)>. Acesso em: 12 jan. 2016.
- KUŠLJEVIĆ, M. D. “A Simple Method for Design of Adaptive Filters for Sinusoidal Signals”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 57, n. 10, p. 2242–2249, Apr. 2008.
- LOPES, F. V.; FERNANDES JR., D.; NEVES, W. L. A. “A Travelling-wave Detection Method Based on Park’s Transformation for Fault Location”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1626 – 1634, July 2013.
- LOPES, F. V.; FERNANDES JR., D.; NEVES, W. L. A. Classificação de faltas em linhas de transmissão via transformada de Park. In: *V Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Foz do Iguaçu, abr. 2014.
- LUTOVAC, M. D.; TOSIC, D. V.; EVANS; B. L. *Filter Design for Signal Processing: Using MATLAB[®] and Mathematica[®]*. Prentice Hall, 2002.
- MACHADO, E. P. *Compensação Dinâmica dos Transitórios de Baixa Frequência de Transformadores de Potencial Capacitivos para Otimização da Proteção de Linhas de Transmissão*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, dez. 2013.
- MACHADO, T. M.; STEFANELLO, N.; CARDOSO JR., G.; MORAIS, A. P.; MARIOTTO, L. “Análise da Resposta em Regime Transitório e Permanente de Algoritmos para Filtragem Digital Utilizados em Relés Numéricos: Velocidade de Convergência, *Overshoot* e Sensibilidade em Relação a Constante de Tempo”. *Revista Controle & Automação*, v. 22, n. 1, p. 65-78, jan. e fev. 2011.
- MASCHER, L. J. D. *Análise do Desempenho de Algoritmos de Proteção de Distância Frente à Faltas Monofásicas – Abordagem Tendo em Vista uma Proteção Adaptativa*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, jul. 2010.
- NAGARAJU, K.; VARMA, P. S. V. S. T.; VARMA, B. R. K. A. Current-slope Based Fault Detector for Digital Relay. In: *Annual IEEE India Conference*, Hyderabad, Dec. 2011.
- NAWIKAVATAN, A.; THAMMART, C.; NIYOMSAT, T.; LEELAJINDAKRAIRERK, M. The current transformer model with ATP-EMTP for transient response characteristic and its effect on differential relays performance. In: *8th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM)*. Hong Kong, China, p. 1–6, Nov. 2009.

- OZGONENEL, O.; TERZI, U. K.; PETRICENKO, L.; PETRICENKO, R. Current Transformer Modeling for Compensating Algorithms. In: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. Istanbul, p. 522–527, May 2013.
- PHADKE, A. G.; HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. “A Digital Computer System for EHV Substation: Analysis and Field Tests”. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS 95, n. 1, p. 635–645, Jan. 1976.
- PEREZ, S. G. A. *Modeling Relays for Power System Protection Studies*. Ph.D. Thesis, University of Saskatchewan, Canada, 2006.
- PRESS, W. H.; TEUKOLSKY, S. A.; VETTERLING, W. T.; FLANNERY, B. P. *Numerical Recipes in Fortran - The Art of Scientific Computing*. 2th ed. New York: Cambridge University Press, 1992.
- RAMAMOORTY, M. “Application of Digital Computers to Power System Protection”. *Journal of Institution of Engineers (India)*, v. 52, p. 235 – 238, 1972.
- RAO, S. S. *Engineering Optimization: Theory and Practice*. 4th ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- ROSOLOWSKI, E.; IZYKOWSKI, J.; KASZTENNY, B. “Adaptive Measurement Algorithm Suppressing a Decaying DC Component for Digital Protective Relays”. *Electric Power System Research*, n. 60, p. 99–105, 2001.
- SACHDEV, M. S.; BARIBEAU, M.A. “A New Algorithm for Digital Impedance Relays”. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-98, n. 6, p. 2232 – 2240, Nov. 1979.
- SANTOS, A. K. X. *Um Compensador para a Correção em Tempo Real da Tensão Secundária de Transformadores de Potencial Capacitivos*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, set. 2011.
- SCHWEITZER, E. O. New Developments in Distance Relay Polarization and Fault Type Selection. In: *16th Annual Western Protective Relay Conference*, Washington, USA, 1989.
- SCHWEITZER, E. O.; ROBERTS, J. “Distance Relay Element Design”. Schweitzer Engineering Laboratories Inc., Washington, 1993.
- SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. Filtering for Protective Relays. In: *19th Annual Western Protective Relay Conference*, Spokane, WA, Oct. 1993.

- SILVA, K. M. *Estimação de Fasores Baseada na Transformada Wavelet para Uso na Proteção de Distância de Linhas de Transmissão*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, abril 2009.
- SILVA, K. M.; KÜSEL, B. F. “On combining wavelet-based designed filters and an adaptive mimic filter for phasor estimation in digital relaying”. *Electric Power Systems Research*, v. 92, p. 60–72, Nov. 2012.
- THE MATHWORKS, INC. *Signal Processing Toolbox: For Use with Matlab®*. Massachusetts, 2001.
- TZIOUVARAS, D.A.; MCLAREN, P.; ALEXANDER, G.; DAWSON, D.; ESZTERGALYOS, J.; FROMEN, C.; GLINKOWSKI, M.; HASENWINKLE, I.; KEZUNOVIC, M.; KOJOVIC, L.; KOTHEIMER, B.; KUFFEL, R.; NORDSTROM, J.; ZOCHOLL, S. “Mathematical Models for Current, Voltage, and Coupling Capacitor Voltage Transformers”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 1, p. 62–72, Jan. 2000.
- ZIEGLER, G. *Numerical Distance Protection: Principles and Applications*. 4th ed., Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München, 2011.

Apêndice A

A. 1. Simplificação da Equação (4.4)

Na Equação (4.4), o termo $\frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{2Q}$ pode ser reescrito de outra forma. Sabendo que: $j = \sqrt{-1}$, podemos reescrever este termo dessa forma:

$$\frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{2Q} = \frac{\sqrt{-1}\sqrt{(4Q^2-1)}\sqrt{\omega^2}}{2Q} = \frac{j\omega\sqrt{(4Q^2-1)}}{2Q}. \quad (\text{A.1})$$

Na Equação (4.4), fazendo:

$$\begin{cases} a = \frac{\omega}{2Q}t \\ b = \frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)}t \end{cases}, \quad (\text{A.2})$$

Temos que a diferença entre expressões exponenciais na Equação (4.4) é igual a:

$$e^{\left(\frac{\omega}{2Q}t - j\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)}t\right)} - e^{\left(\frac{\omega}{2Q}t + j\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)}t\right)}. \quad (\text{A.3})$$

Tendo duas expressões exponenciais genéricas de tal forma que:

$$x_1 = e^{-a-jb} = e^{-a}[\cos(b) - j\text{sen}(b)], \quad (\text{A.4})$$

$$x_2 = e^{-a+jb} = e^{-a}[\cos(b) + j\text{sen}(b)]. \quad (\text{A.5})$$

Temos que a subtração entre as duas expressões exponencial genéricas acima resulta em:

$$x_1 - x_2 = e^{-a}[\cos(b) - j\text{sen}(b)] - e^{-a}[\cos(b) + j\text{sen}(b)]$$

$$x_1 - x_2 = -j\text{sen}(b)e^{-a} - j\text{sen}(b)e^{-a}$$

$$x_1 - x_2 = -2j\text{sen}(b)e^{-a} \quad (\text{A.6})$$

Logo:

$$e^{-a}[\cos(b) - j\text{sen}(b)] - e^{-a}[\cos(b) + j\text{sen}(b)] = -2j\text{sen}(b)e^{-a}. \quad (\text{A.7})$$

Substituindo a Equação (A.2) na Equação (A.7), temos que:

$$e^{\left(-\frac{\omega}{2Q}t - j\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)t}\right)} - e^{\left(-\frac{\omega}{2Q}t + j\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)t}\right)} = -2j\text{sen}\left(\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)t}\right)e^{-\frac{\omega}{2Q}t}. \quad (\text{A.8})$$

Na Equação (4.4), o termo $\frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{(4Q^2-1)\omega}$ multiplica a equação de diferença entre as expressões exponenciais. Esse termo também pode ser simplificado:

$$x_3 = \frac{\sqrt{-(4Q^2-1)\omega^2}}{(4Q^2-1)\omega} = \frac{\sqrt{-1}\sqrt{(4Q^2-1)\omega^2}}{(4Q^2-1)\omega} = \frac{j}{\sqrt{(4Q^2-1)}}. \quad (\text{A.9})$$

A Equação (4.4) pode ser reescrita dessa forma:

$$f(t) = x_3(x_1 - x_2) = \frac{j}{\sqrt{(4Q^2-1)}} \left[-2j\text{sen}\left(\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)t}\right)e^{-\frac{\omega}{2Q}t} \right]. \quad (\text{A.10})$$

Sabendo que $j^2 = -1$, logo:

$$f(t) = \frac{2}{\sqrt{(4Q^2-1)}} \left[\text{sen}\left(\frac{\omega}{2Q}\sqrt{(4Q^2-1)t}\right)e^{-\frac{\omega}{2Q}t} \right]. \quad (\text{A.11})$$

A. 2. Banda de Frequência Mínima Correspondente a um *Settling Time* Igual a Zero

Para que $t \geq 0$, temos que na Equação (4.8),

$$\ln\left[0,01\sqrt{4\left(\frac{f_o}{\Delta f}\right)^2 - 1}\right] \leq 0. \quad (\text{A.12})$$

Usando a propriedade da soma do logaritmo neperiano, temos:

$$\ln(0,01) + \ln\left[\sqrt{4\left(\frac{f_o}{\Delta f}\right)^2 - 1}\right] \leq 0. \quad (\text{A.13})$$

Pode-se escrever a Equação (A.13) dessa forma:

$$\ln \left[\sqrt{4 \left(\frac{f_o}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right] \leq -\ln(0,01). \quad (\text{A.14})$$

Utilizando a função exponencial em ambos os membros da Equação (A.14):

$$e^{\ln \left[\sqrt{4 \left(\frac{f_o}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]} \leq e^{[-\ln(0,01)]}. \quad (\text{A.15})$$

Aplicando a propriedade da multiplicação em funções exponenciais na Equação (A.15), tem-se:

$$e^{\ln \left[\sqrt{4 \left(\frac{f_o}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right]} \leq [e^{\ln(0,01)}]^{-1}. \quad (\text{A.16})$$

Simplificando a Equação (A.16) a partir das propriedades das funções exponenciais:

$$\left[\sqrt{4 \left(\frac{f_o}{\Delta f} \right)^2 - 1} \right] \leq (0,01)^{-1}. \quad (\text{A.17})$$

Substituindo $f_o = 60$ Hz na Equação (A.17), encontra-se que $\Delta f \geq 1,20$ Hz.

Apêndice B

Sendo um filtro genérico H_{re} expresso por:

$$H_{re} = \frac{1}{cte_1} (1 - cte_2 z^{-1} + z^{-2}), \quad (\text{B.1})$$

em que “ cte_1 ” e “ cte_2 ” são números reais.

Substituindo z por $e^{j\Omega}$ na Equação (B.1), temos que:

$$H_{re} = \frac{1}{cte_1} (1 - cte_2 e^{-j\Omega} + e^{-2j\Omega}), \quad (\text{B.2})$$

e substituindo z for $e^{j\Omega}$ e $cte_3 = |1 - z_1^{-2}|$ na Equação (4.13), tem-se que:

$$H_{im}(\Omega) = \frac{1}{cte_3} (1 - e^{-2j\Omega}) \quad (\text{B.3})$$

Dois filtros são ortogonais quando o seu produto interno é zero, isto é:

$$\int_0^{2\pi} H_{re}(\Omega) H_{im}^*(\Omega) d\Omega = 0. \quad (\text{B.4})$$

Para quaisquer valores para as variáveis “ cte_1 ” e “ cte_2 ”, a Equação (B.4) é satisfeita, isto é, H_{re} e H_{im} são filtros ortogonais.

Apêndice C

C. 1. Código na MODELS para os Transformadores Auxiliares (TC)

```
MODEL TCaux
CONST
    ctetc{val: 0.53169}
    cte2{val: 20.0}
VAR
    IauxAs -- corrente secundária na fase A
    IauxBs -- corrente secundária na fase B
    IauxCs -- corrente secundária na fase C
INPUT
    IauxAp -- corrente primária na fase A
    IauxBp -- corrente primária na fase B
    IauxCp -- corrente primária na fase C
OUTPUT
    IauxAs -- corrente secundária na fase A
    IauxBs -- corrente secundária na fase B
    IauxCs -- corrente secundária na fase C
INIT
    IauxAs:=0
    IauxBs:=0
    IauxCs:=0
    ctetot:=0
ENDINIT
EXEC
    ctetot:=ctetc*cte2
    IauxAs:=(IauxAp)/ctetot
    IauxBs:=(IauxBp)/ctetot
    IauxCs:=(IauxCp)/ctetot
ENDEXEC
ENDMODEL
```

C. 2. Código na MODELS para os Transformadores Auxiliares (TP)

```
MODEL TPaux
CONST
    ctetp{val: 96.38}
VAR
    TauxAs -- tensão secundária na fase A
    TauxBs -- tensão secundária na fase B
```

```

    TauxCs -- tensão secundária na fase C
INPUT
    TauxAp{dflt : 0} -- tensão primária na fase A
    TauxBp{dflt : 0} -- tensão primária na fase B
    TauxCp{dflt : 0} -- tensão primária na fase C
OUTPUT
    TauxAs -- tensão secundária na fase A
    TauxBs -- tensão secundária na fase B
    TauxCs -- tensão secundária na fase C
INIT
    TauxAs:=0
    TauxBs:=0
    TauxCs:=0
ENDINIT
EXEC
    TauxAs:=(TauxAp)/ctetp
    TauxBs:=(TauxBp)/ctetp
    TauxCs:=(TauxCp)/ctetp
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 3. Código na MODELS para o Filtro *Anti-Aliasing*

```

MODEL Filtro
CONST
    b0{val : 1.4466E9} -- coeficiente do filtro
    a0{val : 1.4466E9} -- coeficiente do filtro
    a1{val : 2.5582E6} -- coeficiente do filtro
    a2{val : 2.2619E3} -- coeficiente do filtro
    a3{val : 1.0000E0} -- coeficiente do filtro
VAR
    -- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
    sinalSA -- sinal de saída fase A
    sinalSB -- sinal de saída fase B
    sinalSC -- sinal de saída fase C
    -- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
    sinalSTA -- sinal de saída fase A
    sinalSTB -- sinal de saída fase B
    sinalSTC -- sinal de saída fase C
INPUT
    -- ENTRADAS DE CORRENTE --
    IA{dflt : 0} -- sinal da fase A
    IB{dflt : 0} -- sinal da fase B
    IC{dflt : 0} -- sinal da fase C

```

```

-- ENTRADAS DE TENSÃO --
TA{dflt : 0} -- sinal da fase A
TB{dflt : 0} -- sinal da fase B
TC{dflt : 0} -- sinal da fase C
OUTPUT
-- SAÍDAS DE CORRENTE --
sinalSA -- sinal de saída fase A
sinalSB -- sinal de saída fase B
sinalSC -- sinal de saída fase C
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
sinalSTA -- sinal de saída fase A
sinalSTB -- sinal de saída fase B
sinalSTC -- sinal de saída fase C
HISTORY
sinalSA{dflt : 0}
sinalSB{dflt : 0}
sinalSC{dflt : 0}
sinalSTA{dflt : 0}
sinalSTB{dflt : 0}
sinalSTC{dflt : 0}
EXEC
CLAPLACE (sinalSA/IA):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
CLAPLACE (sinalSB/IB):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
CLAPLACE (sinalSC/IC):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
CLAPLACE (sinalSTA/TA):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
CLAPLACE (sinalSTB/TB):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
CLAPLACE (sinalSTC/TC):=b0ls0/(a0ls0+a1ls1+a2ls2+a3ls3)
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 4. Código na MODELS para o Circuito Grampeador

```

MODEL Grampeador
VAR
-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
sinsaiA -- sinal de saída da fase A
sinsaiB -- sinal de saída da fase B
sinsaiC -- sinal de saída da fase C
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
sinsaiTA -- sinal de saída da fase A
sinsaiTB -- sinal de saída da fase B
sinsaiTC -- sinal de saída da fase C
INPUT
-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --

```

```

sinentA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinentB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinentC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
sinentTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinentTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinentTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
sinsaiA -- sinal de saída da fase A
sinsaiB -- sinal de saída da fase B
sinsaiC -- sinal de saída da fase C
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
sinsaiTA -- sinal de saída da fase A
sinsaiTB -- sinal de saída da fase B
sinsaiTC -- sinal de saída da fase C
INIT
sinsaiA:=0
sinsaiB:=0
sinsaiC:=0
sinsaiTA:=0
sinsaiTB:=0
sinsaiTC:=0
ENDINIT
EXEC
IF ABS(sinentA)>10 THEN
    sinsaiA:=10*sign(sinentA)
ELSE
    sinsaiA:=sinentA
ENDIF
IF ABS(sinentTA)>10 THEN
    sinsaiTA:=10*sign(sinentTA)
ELSE
    sinsaiTA:=sinentTA
ENDIF
IF ABS(sinentB)>10 THEN
    sinsaiB:=10*sign(sinentB)
ELSE
    sinsaiB:=sinentB
ENDIF
IF ABS(sinentTB)>10 THEN
    sinsaiTB:=10*sign(sinentTB)
ELSE
    sinsaiTB:=sinentTB
ENDIF

```

```

IF ABS(sinentC)>10 THEN
    sinsaiC:=10*sign(sinentC)
ELSE
    sinsaiC:=sinentC
ENDIF
IF ABS(sinentTC)>10 THEN
    sinsaiTC:=10*sign(sinentTC)
ELSE
    sinsaiTC:=sinentTC
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 5. Código na MODELS para o Dispositivo *Sample and Hold*

```

MODEL Sample_Hold
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
VAR
    -- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
    sinsaiA -- sinal de saída da fase A
    sinsaiB -- sinal de saída da fase B
    sinsaiC -- sinal de saída da fase C
    -- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
    sinsaiTA -- sinal de saída da fase A
    sinsaiTB -- sinal de saída da fase B
    sinsaiTC -- sinal de saída da fase C
INPUT
    -- ENTRADAS DE CORRENTE --
    sinentA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
    sinentB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
    sinentC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
    -- ENTRADAS DE TENSÃO --
    sinentTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
    sinentTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
    sinentTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
    -- SAÍDAS DE CORRENTE --
    sinsaiA -- sinal de saída da fase A
    sinsaiB -- sinal de saída da fase B
    sinsaiC -- sinal de saída da fase C
    -- SAÍDAS DE TENSÃO --
    sinsaiTA -- sinal de saída da fase A
    sinsaiTB -- sinal de saída da fase B
    sinsaiTC -- sinal de saída da fase C

```

```

INIT
    sinsaiA:=0
    sinsaiB:=0
    sinsaiC:=0
    sinsaiTA:=0
    sinsaiTB:=0
    sinsaiTC:=0
ENDINIT
EXEC
    sinsaiA:=sinentA
    sinsaiB:=sinentB
    sinsaiC:=sinentC
    sinsaiTA:=sinentTA
    sinsaiTB:=sinentTB
    sinsaiTC:=sinentTC
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 6. Código na MODELS para o Conversor A/D

```

MODEL ConversorAD
VAR
    res -- resolução
    Y -- amplitude do sinal
    b -- número de bits
    -- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
    saidaA -- sinal de saída da fase A
    saidaB -- sinal de saída da fase B
    saidaC -- sinal de saída da fase C
    z10A
    z10B
    z10C
    -- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
    saidaTA -- sinal de saída da fase A
    saidaTB -- sinal de saída da fase B
    saidaTC -- sinal de saída da fase C
    z10TA
    z10TB
    z10TC
INPUT
    -- ENTRADA DE CORRENTE --
    entrA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
    entrB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
    entrC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C

```

```

-- ENTRADA DE TENSÃO --
entrTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
entrTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
entrTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
-- SAÍDAS DE CORRENTE --
saidaA -- sinal de saída da fase A
saidaB -- sinal de saída da fase B
saidaC -- sinal de saída da fase C
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
saidaTA -- sinal de saída da fase A
saidaTB -- sinal de saída da fase B
saidaTC -- sinal de saída da fase C
INIT
Y:=10
b:=15
res:=Y/((2**b)-1)
z10A:=0
z10B:=0
z10C:=0
z10TA:=0
z10TB:=0
z10TC:=0
saidaA:=0
saidaB:=0
saidaC:=0
saidaTA:=0
saidaTB:=0
saidaTC:=0
ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
IF entrA>=0 THEN
  z10A:=round(entrA/res)
  saidaA:=z10A*res
ELSE
  z10A:=round(((2*Y-ABS(entrA))*(2**b))/Y)
  saidaA:=(z10A-2**(b+1))*res
ENDIF
IF entrTA>=0 THEN
  z10TA:=round(entrTA/res)
  saidaTA:=z10TA*res
ELSE
  z10TA:=round(((2*Y-ABS(entrTA))*(2**b))/Y)
  saidaTA:=(z10TA-2**(b+1))*res

```

```

ENDIF
  IF entrB>=0 THEN
    z10B:=round(entrB/res)
    saidaB:=z10B*res
  ELSE
    z10B:=round(((2*Y-ABS(entrB))*(2**b))/Y)
    saidaB:=(z10B-2**(b+1))*res
  ENDIF
IF entrTB>=0 THEN
  z10TB:=round(entrTB/res)
  saidaTB:=z10TB*res
ELSE
  z10TB:=round(((2*Y-ABS(entrTB))*(2**b))/Y)
  saidaTB:=(z10TB-2**(b+1))*res
ENDIF
IF entrC>=0 THEN
  z10C:=round(entrC/res)
  saidaC:=z10C*res
ELSE
  z10C:=round(((2*Y-ABS(entrC))*(2**b))/Y)
  saidaC:=(z10C-2**(b+1))*res
ENDIF
IF entrTC>=0 THEN
  z10TC:=round(entrTC/res)
  saidaTC:=z10TC*res
ELSE
  z10TC:=round(((2*Y-ABS(entrTC))*(2**b))/Y)
  saidaTC:=(z10TC-2**(b+1))*res
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 7. Código na MODELS para o Método de Estimação Fasorial Proposto

```

MODEL Campos
VAR
  step
  v1xA
  v2xA
  v3xA
  v4xA
  v5xA
  v6xA
  v7xA

```

voxA
v1xB
v2xB
v3xB
v4xB
v5xB
v6xB
v7xB
voxB
v1xC
v2xC
v3xC
v4xC
v5xC
v6xC
v7xC
voxC
v1xant2A
v2xant2A
v3xant2A
v4xant2A
v5xant2A
v6xant2A
v7xant2A
voxant2A
v1xant1A
v2xant1A
v3xant1A
v4xant1A
v5xant1A
v6xant1A
v7xant1A
voxant1A
sinalxant2A
sinalxant1A
sinalyant2A
sinalyant1A
v1xant2B
v2xant2B
v3xant2B
v4xant2B
v5xant2B
v6xant2B
v7xant2B
voxant2B

v1xant1B
v2xant1B
v3xant1B
v4xant1B
v5xant1B
v6xant1B
v7xant1B
voxant1B
sinalxant2B
sinalxant1B
sinalyant2B
sinalyant1B
v1xant2C
v2xant2C
v3xant2C
v4xant2C
v5xant2C
v6xant2C
v7xant2C
voxant2C
v1xant1C
v2xant1C
v3xant1C
v4xant1C
v5xant1C
v6xant1C
v7xant1C
voxant1C
sinalxant2C
sinalxant1C
sinalyant2C
sinalyant1C
v1yA
v2yA
v3yA
v4yA
v5yA
v6yA
v7yA
voyA
v1yB
v2yB
v3yB
v4yB
v5yB

v6yB
v7yB
voyB
v1yC
v2yC
v3yC
v4yC
v5yC
v6yC
v7yC
voyC
v1yant2A
v2yant2A
v3yant2A
v4yant2A
v5yant2A
v6yant2A
v7yant2A
voyant2A
v1yant1A
v2yant1A
v3yant1A
v4yant1A
v5yant1A
v6yant1A
v7yant1A
voyant1A
v1yant2B
v2yant2B
v3yant2B
v4yant2B
v5yant2B
v6yant2B
v7yant2B
voyant2B
v1yant1B
v2yant1B
v3yant1B
v4yant1B
v5yant1B
v6yant1B
v7yant1B
voyant1B
v1yant2C
v2yant2C

v3yant2C
v4yant2C
v5yant2C
v6yant2C
v7yant2C
voyant2C
v1yant1C
v2yant1C
v3yant1C
v4yant1C
v5yant1C
v6yant1C
v7yant1C
voyant1C
magAf
magBf
magCf
ang_a
ang_b
ang_c

CONST

k1{val : 2.222530120358513E-1}
k2{val : 0}
k3{val : -2.222530120358513E-1}
k4{val : -1.440007963713605}
k5{val : 5.554939759282975E-1}
cte2{val : 2.306562964876377}
cte22{val : 7.071067811865477E-1}
cte3{val : 9.238795325112867E-1}
cte33{val : 3.826834323650898E-1}
cte4{val : 5.411961001461971E-1}
cte44{val : 2.832769448823990E-16}
cte5{val : 3.826834323650898E-1}
cte55{val : -3.826834323650897E-1}
cte6{val : 3.065629648763765E-1}
cte66{val : -7.071067811865475E-1}
cte7{val : 2.705980500730985E-1}
cte77{val : -9.238795325112867E-1}
ctepa{val : 6.568535592272083}
ctepa2{val : 9.999999999999997E-1}
ctedc{val : 1.306562964876377}

INPUT

-- SINAIS DE ENTRADA --
sinalA{dflt : 0}
sinalB{dflt : 0}

```

    sinalC{dflt : 0}
OUTPUT
    -- SINAIS DE SAIDA --
    voxA
    voxB
    voxC
    voyA
    voyB
    voyC
    magAf
    magBf
    magCf
    ang_a
    ang_b
    ang_c
INIT
    step:=0
    v1xA:=0
    v2xA:=0
    v3xA:=0
    v4xA:=0
    v5xA:=0
    v6xA:=0
    v7xA:=0
    voxA:=0
    v1xB:=0
    v2xB:=0
    v3xB:=0
    v4xB:=0
    v5xB:=0
    v6xB:=0
    v7xB:=0
    voxB:=0
    v1xC:=0
    v2xC:=0
    v3xC:=0
    v4xC:=0
    v5xC:=0
    v6xC:=0
    v7xC:=0
    voxC:=0
    v1xant2A:=0
    v2xant2A:=0
    v3xant2A:=0
    v4xant2A:=0

```

v5xant2A:=0
v6xant2A:=0
v7xant2A:=0
voxant2A:=0
v1xant1A:=0
v2xant1A:=0
v3xant1A:=0
v4xant1A:=0
v5xant1A:=0
v6xant1A:=0
v7xant1A:=0
voxant1A:=0
sinalxant2A:=0
sinalxant1A:=0
sinalyant2A:=0
sinalyant1A:=0
v1xant2B:=0
v2xant2B:=0
v3xant2B:=0
v4xant2B:=0
v5xant2B:=0
v6xant2B:=0
v7xant2B:=0
voxant2B:=0
v1xant1B:=0
v2xant1B:=0
v3xant1B:=0
v4xant1B:=0
v5xant1B:=0
v6xant1B:=0
v7xant1B:=0
voxant1B:=0
sinalxant2B:=0
sinalxant1B:=0
sinalyant2B:=0
sinalyant1B:=0
v1xant2C:=0
v2xant2C:=0
v3xant2C:=0
v4xant2C:=0
v5xant2C:=0
v6xant2C:=0
v7xant2C:=0
voxant2C:=0
v1xant1C:=0

v2xant1C:=0
v3xant1C:=0
v4xant1C:=0
v5xant1C:=0
v6xant1C:=0
v7xant1C:=0
voxant1C:=0
sinalxant2C:=0
sinalxant1C:=0
sinalyant2C:=0
sinalyant1C:=0
v1yA:=0
v2yA:=0
v3yA:=0
v4yA:=0
v5yA:=0
v6yA:=0
v7yA:=0
voyA:=0
v1yB:=0
v2yB:=0
v3yB:=0
v4yB:=0
v5yB:=0
v6yB:=0
v7yB:=0
voyB:=0
v1yC:=0
v2yC:=0
v3yC:=0
v4yC:=0
v5yC:=0
v6yC:=0
v7yC:=0
voyC:=0
v1yant2A:=0
v2yant2A:=0
v3yant2A:=0
v4yant2A:=0
v5yant2A:=0
v6yant2A:=0
v7yant2A:=0
voyant2A:=0
v1yant1A:=0
v2yant1A:=0

v3yant1A:=0
v4yant1A:=0
v5yant1A:=0
v6yant1A:=0
v7yant1A:=0
voyant1A:=0
v1yant2B:=0
v2yant2B:=0
v3yant2B:=0
v4yant2B:=0
v5yant2B:=0
v6yant2B:=0
v7yant2B:=0
voyant2B:=0
v1yant1B:=0
v2yant1B:=0
v3yant1B:=0
v4yant1B:=0
v5yant1B:=0
v6yant1B:=0
v7yant1B:=0
voyant1B:=0
v1yant2C:=0
v2yant2C:=0
v3yant2C:=0
v4yant2C:=0
v5yant2C:=0
v6yant2C:=0
v7yant2C:=0
voyant2C:=0
v1yant1C:=0
v2yant1C:=0
v3yant1C:=0
v4yant1C:=0
v5yant1C:=0
v6yant1C:=0
v7yant1C:=0
voyant1C:=0
magAf:=0
magBf:=0
magCf:=0
ang_a:=0
ang_b:=0
ang_c:=0

ENDINIT

TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3

EXEC

step:=(step+1)

--Componente real dos sinais--

--Sinal na fase A--

IF step = 1 THEN

v1xA:=k1*sinalA

v2xA:=cte2*v1xA

v3xA:=cte3*v2xA

v4xA:=cte4*v3xA

v5xA:=cte5*v4xA

v6xA:=cte6*v5xA

v7xA:=cte7*v6xA

voxA:=ctepa*v7xA

v1xant2A:=v1xA

v2xant2A:=v2xA

v3xant2A:=v3xA

v4xant2A:=v4xA

v5xant2A:=v5xA

v6xant2A:=v6xA

v7xant2A:=v7xA

voxant2A:=voxA

sinalxant2A:=sinalA

ENDIF

IF step = 2 THEN

v1xA:=(k1*sinalA)+(k2*sinalxant2A)-(k4*v1xant2A)

v2xA:=cte2*(v1xA-(2*cte22*v1xant2A))

v3xA:=cte3*(v2xA-(2*cte33*v2xant2A))

v4xA:=cte4*(v3xA-(2*cte44*v3xant2A))

v5xA:=cte5*(v4xA-(2*cte55*v4xant2A))

v6xA:=cte6*(v5xA-(2*cte66*v5xant2A))

v7xA:=cte7*(v6xA-(2*cte77*v6xant2A))

voxA:=ctepa*(v7xA-(2*ctepa2*v7xant2A))

v1xant1A:=v1xA

v2xant1A:=v2xA

v3xant1A:=v3xA

v4xant1A:=v4xA

v5xant1A:=v5xA

v6xant1A:=v6xA

v7xant1A:=v7xA

voxant1A:=voxA

sinalxant1A:=sinalxant2A

ENDIF

IF step >= 3 THEN

```

v1xA:=(k1*sinalA)+(k2*sinalxant1A)+(k3*sinalxant2A)-(k4*v1xant1A)-
(k5*v1xant2A)
v2xA:=cte2*(v1xA-(2*cte22*v1xant1A)+v1xant2A)
v3xA:=cte3*(v2xA-(2*cte33*v2xant1A)+v2xant2A)
v4xA:=cte4*(v3xA-(2*cte44*v3xant1A)+v3xant2A)
v5xA:=cte5*(v4xA-(2*cte55*v4xant1A)+v4xant2A)
v6xA:=cte6*(v5xA-(2*cte66*v5xant1A)+v5xant2A)
v7xA:=cte7*(v6xA-(2*cte77*v6xant1A)+v6xant2A)
voxA:=ctepa*(v7xA-(2*ctepa2*v7xant1A)+v7xant2A)
sinalxant2A:=sinalxant1A
sinalxant1A:=sinalA
v1xant2A:=v1xant1A
v2xant2A:=v2xant1A
v3xant2A:=v3xant1A
v4xant2A:=v4xant1A
v5xant2A:=v5xant1A
v6xant2A:=v6xant1A
v7xant2A:=v7xant1A
voxA:=voxA
v1xant1A:=v1xA
v2xant1A:=v2xA
v3xant1A:=v3xA
v4xant1A:=v4xA
v5xant1A:=v5xA
v6xant1A:=v6xA
v7xant1A:=v7xA
voxA:=voxA
ENDIF

```

--Sinal na fase B--

```

IF step = 1 THEN
v1xB:=k1*sinalB
v2xB:=cte2*v1xB
v3xB:=cte3*v2xB
v4xB:=cte4*v3xB
v5xB:=cte5*v4xB
v6xB:=cte6*v5xB
v7xB:=cte7*v6xB
voxB:=ctepa*v7xB
v1xant2B:=v1xB
v2xant2B:=v2xB
v3xant2B:=v3xB
v4xant2B:=v4xB
v5xant2B:=v5xB
v6xant2B:=v6xB

```

```

v7xant2B:=v7xB
voxant2B:=voxB
sinalxant2B:=sinalB
ENDIF
IF step = 2 THEN
v1xB:=(k1*sinalB)+(k2*sinalxant2B)-(k4*v1xant2B)
v2xB:=cte2*(v1xB-(2*cte22*v1xant2B))
v3xB:=cte3*(v2xB-(2*cte33*v2xant2B))
v4xB:=cte4*(v3xB-(2*cte44*v3xant2B))
v5xB:=cte5*(v4xB-(2*cte55*v4xant2B))
v6xB:=cte6*(v5xB-(2*cte66*v5xant2B))
v7xB:=cte7*(v6xB-(2*cte77*v6xant2B))
voxB:=ctepa*(v7xB-(2*ctepa2*v7xant2B))
v1xant1B:=v1xB
v2xant1B:=v2xB
v3xant1B:=v3xB
v4xant1B:=v4xB
v5xant1B:=v5xB
v6xant1B:=v6xB
v7xant1B:=v7xB
voxant1B:=voxB
sinalxant1B:=sinalxant2B
ENDIF
IF step >= 3 THEN
v1xB:=(k1*sinalB)+(k2*sinalxant1B)+(k3*sinalxant2B)-(k4*v1xant1B)-
(k5*v1xant2B)
v2xB:=cte2*(v1xB-(2*cte22*v1xant1B)+v1xant2B)
v3xB:=cte3*(v2xB-(2*cte33*v2xant1B)+v2xant2B)
v4xB:=cte4*(v3xB-(2*cte44*v3xant1B)+v3xant2B)
v5xB:=cte5*(v4xB-(2*cte55*v4xant1B)+v4xant2B)
v6xB:=cte6*(v5xB-(2*cte66*v5xant1B)+v5xant2B)
v7xB:=cte7*(v6xB-(2*cte77*v6xant1B)+v6xant2B)
voxB:=ctepa*(v7xB-(2*ctepa2*v7xant1B)+v7xant2B)
sinalxant2B:=sinalxant1B
sinalxant1B:=sinalB
v1xant2B:=v1xant1B
v2xant2B:=v2xant1B
v3xant2B:=v3xant1B
v4xant2B:=v4xant1B
v5xant2B:=v5xant1B
v6xant2B:=v6xant1B
v7xant2B:=v7xant1B
voxant2B:=voxant1B
v1xant1B:=v1xB
v2xant1B:=v2xB

```

```

v3xant1B:=v3xB
v4xant1B:=v4xB
v5xant1B:=v5xB
v6xant1B:=v6xB
v7xant1B:=v7xB
voxant1B:=voxB
ENDIF

```

--Sinal na fase C--

```

IF step = 1 THEN
v1xC:=k1*sinalC
v2xC:=cte2*v1xC
v3xC:=cte3*v2xC
v4xC:=cte4*v3xC
v5xC:=cte5*v4xC
v6xC:=cte6*v5xC
v7xC:=cte7*v6xC
voxC:=ctepa*v7xC
v1xant2C:=v1xC
v2xant2C:=v2xC
v3xant2C:=v3xC
v4xant2C:=v4xC
v5xant2C:=v5xC
v6xant2C:=v6xC
v7xant2C:=v7xC
voxant2C:=voxC
sinalxant2C:=sinalC
ENDIF

```

```

IF step = 2 THEN
v1xC:=(k1*sinalC)+(k2*sinalxant2C)-(k4*v1xant2C)
v2xC:=cte2*(v1xC-(2*cte22*v1xant2C))
v3xC:=cte3*(v2xC-(2*cte33*v2xant2C))
v4xC:=cte4*(v3xC-(2*cte44*v3xant2C))
v5xC:=cte5*(v4xC-(2*cte55*v4xant2C))
v6xC:=cte6*(v5xC-(2*cte66*v5xant2C))
v7xC:=cte7*(v6xC-(2*cte77*v6xant2C))
voxC:=ctepa*(v7xC-(2*ctepa2*v7xant2C))
v1xant1C:=v1xC
v2xant1C:=v2xC
v3xant1C:=v3xC
v4xant1C:=v4xC
v5xant1C:=v5xC
v6xant1C:=v6xC
v7xant1C:=v7xC
voxant1C:=voxC

```

```

sinalxant1C:=sinalxant2C
ENDIF
IF step >= 3 THEN
v1xC:=(k1*sinalC)+(k2*sinalxant1C)+(k3*sinalxant2C)-(k4*v1xant1C)-
(k5*v1xant2C)
v2xC:=cte2*(v1xC-(2*cte22*v1xant1C)+v1xant2C)
v3xC:=cte3*(v2xC-(2*cte33*v2xant1C)+v2xant2C)
v4xC:=cte4*(v3xC-(2*cte44*v3xant1C)+v3xant2C)
v5xC:=cte5*(v4xC-(2*cte55*v4xant1C)+v4xant2C)
v6xC:=cte6*(v5xC-(2*cte66*v5xant1C)+v5xant2C)
v7xC:=cte7*(v6xC-(2*cte77*v6xant1C)+v6xant2C)
voxC:=ctepa*(v7xC-(2*ctepa2*v7xant1C)+v7xant2C)
sinalxant2C:=sinalxant1C
sinalxant1C:=sinalC
v1xant2C:=v1xant1C
v2xant2C:=v2xant1C
v3xant2C:=v3xant1C
v4xant2C:=v4xant1C
v5xant2C:=v5xant1C
v6xant2C:=v6xant1C
v7xant2C:=v7xant1C
voxant2C:=voxant1C
v1xant1C:=v1xC
v2xant1C:=v2xC
v3xant1C:=v3xC
v4xant1C:=v4xC
v5xant1C:=v5xC
v6xant1C:=v6xC
v7xant1C:=v7xC
voxant1C:=voxC
ENDIF

```

--Componente imaginária dos sinais--

--Sinal na fase A--

```

IF step = 1 THEN
v1yA:=k1*sinalA
v2yA:=cte2*v1yA
v3yA:=cte3*v2yA
v4yA:=cte4*v3yA
v5yA:=cte5*v4yA
v6yA:=cte6*v5yA
v7yA:=cte7*v6yA
voyA:=ctedc*v7yA
v1yant2A:=v1yA
v2yant2A:=v2yA

```

```

v3yant2A:=v3yA
v4yant2A:=v4yA
v5yant2A:=v5yA
v6yant2A:=v6yA
v7yant2A:=v7yA
voyant2A:=voyA
sinalyant2A:=sinalA
ENDIF
IF step = 2 THEN
v1yA:=(k1*sinalA)+(k2*sinalyant2A)-(k4*v1yant2A)
v2yA:=cte2*(v1yA-(2*cte22*v1yant2A))
v3yA:=cte3*(v2yA-(2*cte33*v2yant2A))
v4yA:=cte4*(v3yA-(2*cte44*v3yant2A))
v5yA:=cte5*(v4yA-(2*cte55*v4yant2A))
v6yA:=cte6*(v5yA-(2*cte66*v5yant2A))
v7yA:=cte7*(v6yA-(2*cte77*v6yant2A))
voyA:=ctedc*v7yA
v1yant1A:=v1yA
v2yant1A:=v2yA
v3yant1A:=v3yA
v4yant1A:=v4yA
v5yant1A:=v5yA
v6yant1A:=v6yA
v7yant1A:=v7yA
voyant1A:=voyA
sinalyant1A:=sinalyant2A
ENDIF
IF step >= 3 THEN
v1yA:=(k1*sinalA)+(k2*sinalyant1A)+(k3*sinalyant2A)-(k4*v1yant1A)-
(k5*v1yant2A)
v2yA:=cte2*(v1yA-(2*cte22*v1yant1A)+v1yant2A)
v3yA:=cte3*(v2yA-(2*cte33*v2yant1A)+v2yant2A)
v4yA:=cte4*(v3yA-(2*cte44*v3yant1A)+v3yant2A)
v5yA:=cte5*(v4yA-(2*cte55*v4yant1A)+v4yant2A)
v6yA:=cte6*(v5yA-(2*cte66*v5yant1A)+v5yant2A)
v7yA:=cte7*(v6yA-(2*cte77*v6yant1A)+v6yant2A)
voyA:=ctedc*(v7yA-v7yant2A)
sinalyant2A:=sinalyant1A
sinalyant1A:=sinalA
v1yant2A:=v1yant1A
v2yant2A:=v2yant1A
v3yant2A:=v3yant1A
v4yant2A:=v4yant1A
v5yant2A:=v5yant1A
v6yant2A:=v6yant1A

```

```

v7yant2A:=v7yant1A
voyant2A:=voyant1A
v1yant1A:=v1yA
v2yant1A:=v2yA
v3yant1A:=v3yA
v4yant1A:=v4yA
v5yant1A:=v5yA
v6yant1A:=v6yA
v7yant1A:=v7yA
voyant1A:=voyA
ENDIF

```

--Sinal na fase B--

```

IF step = 1 THEN
v1yB:=k1*sinalB
v2yB:=cte2*v1yB
v3yB:=cte3*v2yB
v4yB:=cte4*v3yB
v5yB:=cte5*v4yB
v6yB:=cte6*v5yB
v7yB:=cte7*v6yB
voyB:=ctedc*v7yB
v1yant2B:=v1yB
v2yant2B:=v2yB
v3yant2B:=v3yB
v4yant2B:=v4yB
v5yant2B:=v5yB
v6yant2B:=v6yB
v7yant2B:=v7yB
voyant2B:=voyB
sinalyant2B:=sinalB
ENDIF
IF step = 2 THEN
v1yB:=(k1*sinalB)+(k2*sinalyant2B)-(k4*v1yant2B)
v2yB:=cte2*(v1yB-(2*cte22*v1yant2B))
v3yB:=cte3*(v2yB-(2*cte33*v2yant2B))
v4yB:=cte4*(v3yB-(2*cte44*v3yant2B))
v5yB:=cte5*(v4yB-(2*cte55*v4yant2B))
v6yB:=cte6*(v5yB-(2*cte66*v5yant2B))
v7yB:=cte7*(v6yB-(2*cte77*v6yant2B))
voyB:=ctedc*v7yB
v1yant1B:=v1yB
v2yant1B:=v2yB
v3yant1B:=v3yB
v4yant1B:=v4yB

```

```

v5yant1B:=v5yB
v6yant1B:=v6yB
v7yant1B:=v7yB
voyant1B:=voyB
sinalyant1B:=sinalyant2B
ENDIF
IF step >= 3 THEN
v1yB:=(k1*sinalB)+(k2*sinalyant1B)+(k3*sinalyant2B)-(k4*v1yant1B)-
(k5*v1yant2B)
v2yB:=cte2*(v1yB-(2*cte22*v1yant1B)+v1yant2B)
v3yB:=cte3*(v2yB-(2*cte33*v2yant1B)+v2yant2B)
v4yB:=cte4*(v3yB-(2*cte44*v3yant1B)+v3yant2B)
v5yB:=cte5*(v4yB-(2*cte55*v4yant1B)+v4yant2B)
v6yB:=cte6*(v5yB-(2*cte66*v5yant1B)+v5yant2B)
v7yB:=cte7*(v6yB-(2*cte77*v6yant1B)+v6yant2B)
voyB:=ctedc*(v7yB-v7yant2B)
sinalyant2B:=sinalyant1B
sinalyant1B:=sinalB
v1yant2B:=v1yant1B
v2yant2B:=v2yant1B
v3yant2B:=v3yant1B
v4yant2B:=v4yant1B
v5yant2B:=v5yant1B
v6yant2B:=v6yant1B
v7yant2B:=v7yant1B
voyant2B:=voyant1B
v1yant1B:=v1yB
v2yant1B:=v2yB
v3yant1B:=v3yB
v4yant1B:=v4yB
v5yant1B:=v5yB
v6yant1B:=v6yB
v7yant1B:=v7yB
voyant1B:=voyB
ENDIF

```

--Sinal na fase C--

```

IF step = 1 THEN
v1yC:=k1*sinalC
v2yC:=cte2*v1xC
v3yC:=cte3*v2yC
v4yC:=cte4*v3yC
v5yC:=cte5*v4yC
v6yC:=cte6*v5yC
v7yC:=cte7*v6yC

```

```

voyC:=ctedc*(v7yC)
v1yant2C:=v1yC
v2yant2C:=v2yC
v3yant2C:=v3yC
v4yant2C:=v4yC
v5yant2C:=v5yC
v6yant2C:=v6yC
v7yant2C:=v7yC
sinalyant2C:=sinalC
ENDIF
IF step = 2 THEN
v1yC:=(k1*sinalC)+(k2*sinalyant2C)-(k4*v1yant2C)
v2yC:=cte2*(v1yC-(2*cte22*v1yant2C))
v3yC:=cte3*(v2yC-(2*cte33*v2yant2C))
v4yC:=cte4*(v3yC-(2*cte44*v3yant2C))
v5yC:=cte5*(v4yC-(2*cte55*v4yant2C))
v6yC:=cte6*(v5yC-(2*cte66*v5yant2C))
v7yC:=cte7*(v6yC-(2*cte77*v6yant2C))
voyC:=ctedc*(v7yC)
v1yant1C:=v1yC
v2yant1C:=v2yC
v3yant1C:=v3yC
v4yant1C:=v4yC
v5yant1C:=v5yC
v6yant1C:=v6yC
v7yant1C:=v7yC
voyant1C:=voyC
sinalyant1C:=sinalyant2C
ENDIF
IF step >= 3 THEN
v1yC:=(k1*sinalC)+(k2*sinalyant1C)+(k3*sinalyant2C)-(k4*v1yant1C)-
(k5*v1yant2C)
v2yC:=cte2*(v1yC-(2*cte22*v1yant1C)+v1yant2C)
v3yC:=cte3*(v2yC-(2*cte33*v2yant1C)+v2yant2C)
v4yC:=cte4*(v3yC-(2*cte44*v3yant1C)+v3yant2C)
v5yC:=cte5*(v4yC-(2*cte55*v4yant1C)+v4yant2C)
v6yC:=cte6*(v5yC-(2*cte66*v5yant1C)+v5yant2C)
v7yC:=cte7*(v6yC-(2*cte77*v6yant1C)+v6yant2C)
voyC:=ctedc*(v7yC-v7yant2C)
sinalyant2C:=sinalyant1C
sinalyant1C:=sinalC
v1yant2C:=v1yant1C
v2yant2C:=v2yant1C
v3yant2C:=v3yant1C
v4yant2C:=v4yant1C

```

```

v5yant2C:=v5yant1C
v6yant2C:=v6yant1C
v7yant2C:=v7yant1C
voyant2C:=voyant1C
v1yant1C:=v1yC
v2yant1C:=v2yC
v3yant1C:=v3yC
v4yant1C:=v4yC
v5yant1C:=v5yC
v6yant1C:=v6yC
v7yant1C:=v7yC
voyant1C:=voyC
ENDIF

```

--Calculo da Magnitude e Fase dos Fasores--

--Magnitude--

```

magAf:=sqrt(voxA**2+voyA**2)
magBf:=sqrt(voxB**2+voyB**2)
magCf:=sqrt(voxC**2+voyC**2)

```

--Fase--

```

IF (voxA<>0) AND (voyA<>0) THEN
ang_a:=deg(atan2(voyA,voxA))
ENDIF
IF (voxB<>0) AND (voyB<>0) THEN
ang_b:=deg(atan2(voyB,voxB))
ENDIF
IF (voxC<>0) AND (voyC<>0) THEN
ang_c:=deg(atan2(voyC,voxC))
ENDIF

```

```

ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 8. Código na MODELS para o Método FDFT

MODEL Fasores_Fourier

VAR

```

-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
reAf -- parte real da fundamental fase A
imAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reBf -- parte real da fundamental fase B
imBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reCf -- parte real da fundamental fase C
imCf -- parte imaginária da fundamental fase C

```

```

janelaA[1..17] -- janela de dados
janelaB[1..17] -- janela de dados
janelaC[1..17] -- janela de dados
C1
C2
rtef
ampAf
ampBf
ampCf
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
reTAf -- parte real da fundamental fase A
imTAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reTBf -- parte real da fundamental fase B
imTBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reTCf -- parte real da fundamental fase C
imTCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaTA[1..17] -- janela de dados
janelaTB[1..17] -- janela de dados
janelaTC[1..17] -- janela de dados
C1T
C2T
rtefT
ampTAf
ampTBf
ampTCf
CONST
  amostras{val : 16}
  delta{val : 2*pi/amostras}
  Ki{val : 1}
  Kv{val : 1}
INPUT
  -- ENTRADAS DE CORRENTE --
  sinalA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
  sinalB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
  sinalC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
  -- ENTRADAS DE TENSÃO --
  sinalTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
  sinalTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
  sinalTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C

```

OUTPUT

```
-- SAÍDAS DE CORRENTE --
ampAf
ampBf
ampCf
reAf
imAf
reBf
imBf
reCf
imCf
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
ampTAf
ampTBf
ampTCf
reTAf
imTAf
reTBf
imTBf
reTCf
imTCf
-- FASES DA FUNDAMENTAL --
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
```

INIT

```
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
janelaA[1..17]:=0
janelaB[1..17]:=0
janelaC[1..17]:=0
C1:=0
C2:=0
rtef:=0
ampAf:=0
ampBf:=0
ampCf:=0
reTAf:=0
```

```
imTAf:=0
reTBf:=0
imTBf:=0
reTCf:=0
imTCf:=0
janelaTA[1..17]:=0
janelaTB[1..17]:=0
janelaTC[1..17]:=0
C1T:=0
C2T:=0
rtefT:=0
phI_a:=0
phI_b:=0
phI_c:=0
phT_a:=0
phT_b:=0
phT_c:=0
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
```

ENDINIT

TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3

EXEC

```
FOR i:=2 TO 17 DO
  janelaA[i-1]:=janelaA[i]
  janelaB[i-1]:=janelaB[i]
  janelaC[i-1]:=janelaC[i]
  janelaTA[i-1]:=janelaTA[i]
  janelaTB[i-1]:=janelaTB[i]
  janelaTC[i-1]:=janelaTC[i]
ENDFOR
janelaA[17]:=sinalA
janelaB[17]:=sinalB
janelaC[17]:=sinalC
janelaTA[17]:=sinalTA
janelaTB[17]:=sinalTB
janelaTC[17]:=sinalTC
rtef:=1/Ki
rtefT:=1/Kv
-- fundamental
C1:=0
C2:=0
```

```

C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1-(2/amostras)*janelaA[i]*sin((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaA[i]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTA[i]*sin((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTA[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reAf:=rtef*C2
imAf:=rtef*C1
reTAf:=rtefT*C2T
imTAf:=rtefT*C1T
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1-(2/amostras)*janelaB[i]*sin((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaB[i]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTB[i]*sin((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTB[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reBf:=rtef*C2
imBf:=rtef*C1
reTBf:=rtefT*C2T
imTBf:=rtefT*C1T
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1-(2/amostras)*janelaC[i]*sin((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaC[i]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTC[i]*sin((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTC[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reCf:=rtef*C2
imCf:=rtef*C1
reTCf:=rtefT*C2T
imTCf:=rtefT*C1T
-- MAGNITUDE DAS CORRENTES --
ampAf:=sqrt(reAf**2+imAf**2)
ampBf:=sqrt(reBf**2+imBf**2)
ampCf:=sqrt(reCf**2+imCf**2)
-- MAGNITUDE DAS TENSÕES --

```

```

ampTAf:=sqrt(reTAf**2+imTAf**2)
ampTBf:=sqrt(reTBf**2+imTBf**2)
ampTCf:=sqrt(reTCf**2+imTCf**2)
-- FASE DAS CORRENTES --
IF (imAf<>0) AND (reAf<>0) THEN
phI_a := deg(atan2(imAf,reAf))
ENDIF
IF (imBf<>0) AND (reBf<>0) THEN
phI_b := deg(atan2(imBf,reBf))
ENDIF
IF (imCf<>0) AND (reCf<>0) THEN
phI_c := deg(atan2(imCf,reCf))
ENDIF
-- FASE DAS TENSÕES --
IF (imTAf<>0) AND (reTAf<>0) THEN
phT_a := deg(atan2(imTAf,reTAf))
ENDIF
IF (imTBf<>0) AND (reTBf<>0) THEN
phT_b := deg(atan2(imTBf,reTBf))
ENDIF
IF (imTCf<>0) AND (reTCf<>0) THEN
phT_c := deg(atan2(imTCf,reTCf))
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 9. Código na MODELS para o Método Cosseno Modificado

```

MODEL Fasores_Cos
VAR
-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
reAf -- parte real da fundamental fase A
imAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reBf -- parte real da fundamental fase B
imBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reCf -- parte real da fundamental fase C
imCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaA[1..17] -- vetor de atraso
janelaB[1..17] -- vetor de atraso
janelaC[1..17] -- vetor de atraso
C1
C2
rtef
ampAf

```

```

ampBf
ampCf
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
reTAf -- parte real da fundamental fase A
imTAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reTBf -- parte real da fundamental fase B
imTBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reTCf -- parte real da fundamental fase C
imTCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaTA[1..17] -- vetor de atraso
janelaTB[1..17] -- vetor de atraso
janelaTC[1..17] -- vetor de atraso
C1T
C2T
rtefT
ampTAf
ampTBf
ampTCf
CONST
amostras{val : 16}
delta{val : 2*pi/amostras}
Ki{val : 1}
Kv{val : 1}
INPUT
-- ENTRADAS DE CORRENTE --
sinalA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinalB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinalC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
-- ENTRADAS DE TENSÃO --
sinalTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinalTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinalTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
-- SAÍDAS DE CORRENTE --
ampAf
ampBf
ampCf
reAf
imAf

```

```

reBf
imBf
reCf
imCf
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
ampTAf
ampTBf
ampTCf
reTAf
imTAf
reTBf
imTBf
reTCf
imTCf
-- FASES DA FUNDAMENTAL --
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
INIT
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
janelaA[1..17]:=0
janelaB[1..17]:=0
janelaC[1..17]:=0
C1:=0
C2:=0
rtef:=0
ampAf:=0
ampBf:=0
ampCf:=0
reTAf:=0
imTAf:=0
reTBf:=0
imTBf:=0
reTCf:=0
imTCf:=0
janelaTA[1..17]:=0
janelaTB[1..17]:=0

```

```

janelaTC[1..17]:=0
C1T:=0
C2T:=0
rtefT:=0
ampTAf:=0
ampTBf:=0
ampTCf:=0
phI_a:=0
phI_b:=0
phI_c:=0
phT_a:=0
phT_b:=0
phT_c:=0
ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
  FOR i:=2 TO 17 DO
    janelaA[i-1]:=janelaA[i]
    janelaB[i-1]:=janelaB[i]
    janelaC[i-1]:=janelaC[i]
    janelaTA[i-1]:=janelaTA[i]
    janelaTB[i-1]:=janelaTB[i]
    janelaTC[i-1]:=janelaTC[i]
  ENDFOR
janelaA[17]:=sinalA
janelaB[17]:=sinalB
janelaC[17]:=sinalC
janelaTA[17]:=sinalTA
janelaTB[17]:=sinalTB
janelaTC[17]:=sinalTC
rtef:=1/Ki
rtefT:=1/Kv
-- fundamental
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1+(2/amostras)*janelaA[i]*cos((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaA[i+1]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T+(2/amostras)*janelaTA[i]*cos((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTA[i+1]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reAf:=rtef*C2
imAf:=rtef*(-C2*cos(delta)+C1)/sin(delta)

```

```

reTAf:=rtefT*C2T
imTAf:=rtefT*(-C2T*cos(delta)+C1T)/sin(delta)
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1+(2/amostras)*janelaB[i]*cos((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaB[i+1]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T+(2/amostras)*janelaTB[i]*cos((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTB[i+1]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reBf:=rtef*C2
imBf:=rtef*(-C2*cos(delta)+C1)/sin(delta)
reTBf:=rtefT*C2T
imTBf:=rtefT*(-C2T*cos(delta)+C1T)/sin(delta)
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1+(2/amostras)*janelaC[i]*cos((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaC[i+1]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T+(2/amostras)*janelaTC[i]*cos((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTC[i+1]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reCf:=rtef*C2
imCf:=rtef*(-C2*cos(delta)+C1)/sin(delta)
reTCf:=rtefT*C2T
imTCf:=rtefT*(-C2T*cos(delta)+C1T)/sin(delta)
-- AMPLITUDE DAS CORRENTES --
ampAf:=sqrt(reAf**2+imAf**2)
ampBf:=sqrt(reBf**2+imBf**2)
ampCf:=sqrt(reCf**2+imCf**2)
-- AMPLITUDE DAS TENSÕES --
ampTAf:=sqrt(reTAf**2+imTAf**2)
ampTBf:=sqrt(reTBf**2+imTBf**2)
ampTCf:=sqrt(reTCf**2+imTCf**2)
-- FASE DAS CORRENTES --
IF (imAf<>0) AND (reAf<>0) THEN
  phi_a := deg(atan2(imAf,reAf))
ENDIF
IF (imBf<>0) AND (reBf<>0) THEN
  phi_b := deg(atan2(imBf,reBf))
ENDIF

```

```

IF (imCf<>0) AND (reCf<>0) THEN
    phI_c := deg(atan2(imCf,reCf))
ENDIF
-- fASE DAS TENSÕES --
IF (imTAf<>0) AND (reTAf<>0) THEN
    phT_a := deg(atan2(imTAf,reTAf))
ENDIF
IF (imTBf<>0) AND (reTBf<>0) THEN
    phT_b := deg(atan2(imTBf,reTBf))
ENDIF
IF (imTCf<>0) AND (reTCf<>0) THEN
    phT_c := deg(atan2(imTCf,reTCf))
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 10. Código na MODELS para o Método FDFT Combinado com o Filtro Mímico

```

MODEL Fasores_Mimic
VAR
    -- VARIÁVEIS DE CORRENTE --
    reAf -- parte real da fundamental fase A
    imAf -- parte imaginária da fundamental fase A
    reBf -- parte real da fundamental fase B
    imBf -- parte imaginária da fundamental fase B
    reCf -- parte real da fundamental fase C
    imCf -- parte imaginária da fundamental fase C
    janelaA[1..17] -- vetor de atraso
    janelaB[1..17] -- vetor de atraso
    janelaC[1..17] -- vetor de atraso
    C1
    C2
    rtef
    ampAf
    ampBf
    ampCf
    phI_a
    phI_b
    phI_c
    phT_a
    phT_b
    phT_c
    -- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
    reTAf -- parte real da fundamental fase A

```

```

imTAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reTBf -- parte real da fundamental fase B
imTBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reTCf -- parte real da fundamental fase C
imTCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaTA[1..17] -- vetor de atraso
janelaTB[1..17] -- vetor de atraso
janelaTC[1..17] -- vetor de atraso
C1T
C2T
rtefT
ampTAf
ampTBf
ampTCf
vosinalA
vosinalB
vosinalC
temvosinalA
temvosinalB
temvosinalC
taud
den1
den2
K
step
teta
vosinalTA
vosinalTB
vosinalTC
temvosinalTA
temvosinalTB
temvosinalTC

```

CONST

```

amostras{val : 16}
delta{val : 2*pi/amostras}
Ki{val : 1}
Kv{val : 1}
dt{val : 1.0416666667E-3}
N{val : 16}
tau{val : 0.05}

```

INPUT

```

-- ENTRADAS DE CORRENTE --
sinalA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinalB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinalC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C

```

```

-- ENTRADAS DE TENSÃO --
sinalTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
sinalTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
sinalTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
-- SAÍDAS DE CORRENTE --
ampAf
ampBf
ampCf
reAf
imAf
reBf
imBf
reCf
imCf
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
ampTAf
ampTBf
ampTCf
reTAf
imTAf
reTBf
imTBf
reTCf
imTCf
-- FASES DA FUNDAMENTAL --
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
vosinalA
INIT
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
janelaA[1..17]:=0
janelaB[1..17]:=0
janelaC[1..17]:=0
C1:=0
C2:=0

```

rtef:=0
ampAf:=0
ampBf:=0
ampCf:=0
reTAf:=0
imTAf:=0
reTBf:=0
imTBf:=0
reTCf:=0
imTCf:=0
janelaTA[1..17]:=0
janelaTB[1..17]:=0
janelaTC[1..17]:=0
C1T:=0
C2T:=0
rtefT:=0
phI_a:=0
phI_b:=0
phI_c:=0
phT_a:=0
phT_b:=0
phT_c:=0
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
vosinalA:=0
vosinalB:=0
vosinalC:=0
temvosinalA:=0
temvosinalB:=0
temvosinalC:=0
taud:=0
den1:=0
den2:=0
K:=0
step:=0
teta:=0
vosinalTA:=0
vosinalTB:=0
vosinalTC:=0
temvosinalTA:=0
temvosinalTB:=0

```

        temvosinalTC:=0
ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
    taud:=round(tau/dt)
    step:=(step+1)
    teta:=2*(pi/N)
    den1 := ((1+taud)-(taud*cos(teta)))**2
    den2 := (taud*sin(teta))**2
    K := sqrt(1/(den1+den2))
    -- Filtro Mímico aplicado a corrente e tensão --
    IF step = 1 THEN
        vosinalA:=K*((1+taud)*sinalA)
        vosinalB:=K*((1+taud)*sinalB)
        vosinalC:=K*((1+taud)*sinalC)
        temvosinalA:=sinalA
        temvosinalB:=sinalB
        temvosinalC:=sinalC
        vosinalTA:=K*((1+taud)*sinalTA)
        vosinalTB:=K*((1+taud)*sinalTB)
        vosinalTC:=K*((1+taud)*sinalTC)
        temvosinalTA:=sinalTA
        temvosinalTB:=sinalTB
        temvosinalTC:=sinalTC
    ENDIF
    IF step >= 2 THEN
        vosinalA:=K*(((1+taud)*sinalA)-(taud*temvosinalA))
        vosinalB:=K*(((1+taud)*sinalB)-(taud*temvosinalB))
        vosinalC:=K*(((1+taud)*sinalC)-(taud*temvosinalC))
        temvosinalA:=sinalA
        temvosinalB:=sinalB
        temvosinalC:=sinalC
        vosinalTA:=K*(((1+taud)*sinalTA)-(taud*temvosinalTA))
        vosinalTB:=K*(((1+taud)*sinalTB)-(taud*temvosinalTB))
        vosinalTC:=K*(((1+taud)*sinalTC)-(taud*temvosinalTC))
        temvosinalTA:=sinalTA
        temvosinalTB:=sinalTB
        temvosinalTC:=sinalTC
    ENDIF
    FOR i:=2 TO 17 DO
        janelaA[i-1]:=janelaA[i]
        janelaB[i-1]:=janelaB[i]
        janelaC[i-1]:=janelaC[i]
        janelaTA[i-1]:=janelaTA[i]
        janelaTB[i-1]:=janelaTB[i]

```

```

    janelaTC[i-1]:=janelaTC[i]
ENDFOR
janelaA[17]:=vosinalA
janelaB[17]:=vosinalB
janelaC[17]:=vosinalC
janelaTA[17]:=vosinalTA
janelaTB[17]:=vosinalTB
janelaTC[17]:=vosinalTC
rtef:=1/Ki
rtefT:=1/Kv
-- fundamental --
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
    C1:=C1-(2/amostras)*janelaA[i]*sin((i-1)*delta)
    C2:=C2+(2/amostras)*janelaA[i]*cos((i-1)*delta)
    C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTA[i]*sin((i-1)*delta)
    C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTA[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reAf:=rtef*((C2*cos(-teta))-(C1*sin(-teta)))
imAf:=rtef*((C1*cos(-teta))+(C2*sin(-teta)))
reTAf:=rtefT*((C2T*cos(-teta))-(C1T*sin(-teta)))
imTAf:=rtefT*((C1T*cos(-teta))+(C2T*sin(-teta)))
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
    C1:=C1-(2/amostras)*janelaB[i]*sin((i-1)*delta)
    C2:=C2+(2/amostras)*janelaB[i]*cos((i-1)*delta)
    C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTB[i]*sin((i-1)*delta)
    C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTB[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reBf:=rtef*((C2*cos(-teta))-(C1*sin(-teta)))
imBf:=rtef*((C1*cos(-teta))+(C2*sin(-teta)))
reTBf:=rtefT*((C2T*cos(-teta))-(C1T*sin(-teta)))
imTBf:=rtefT*((C1T*cos(-teta))+(C2T*sin(-teta)))
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
    C1:=C1-(2/amostras)*janelaC[i]*sin((i-1)*delta)

```

```

C2:=C2+(2/amostras)*janelaC[i]*cos((i-1)*delta)
C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTC[i]*sin((i-1)*delta)
C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTC[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reCf:=rtef*((C2*cos(-teta))-(C1*sin(-teta)))
imCf:=rtef*((C1*cos(-teta))+(C2*sin(-teta)))
reTCf:=rtefT*((C2T*cos(-teta))-(C1T*sin(-teta)))
imTCf:=rtefT*((C1T*cos(-teta))+(C2T*sin(-teta)))
-- MAGNITUDE DAS CORRENTES --
ampAf:=sqrt(reAf**2+imAf**2)
ampBf:=sqrt(reBf**2+imBf**2)
ampCf:=sqrt(reCf**2+imCf**2)
-- MAGNITUDE DAS TENSÕES --
ampTAf:=sqrt(reTAf**2+imTAf**2)
ampTBf:=sqrt(reTBf**2+imTBf**2)
ampTCf:=sqrt(reTCf**2+imTCf**2)
-- FASE DAS CORRENTES --
IF (imAf<>0) AND (reAf<>0) THEN
phI_a := deg(atan2(imAf,reAf))
ENDIF
IF (imBf<>0) AND (reBf<>0) THEN
phI_b := deg(atan2(imBf,reBf))
ENDIF
IF (imCf<>0) AND (reCf<>0) THEN
phI_c := deg(atan2(imCf,reCf))
ENDIF
-- FASE DAS TENSÕES --
IF (imTAf<>0) AND (reTAf<>0) THEN
phT_a := deg(atan2(imTAf,reTAf))
ENDIF
IF (imTBf<>0) AND (reTBf<>0) THEN
phT_b := deg(atan2(imTBf,reTBf))
ENDIF
IF (imTCf<>0) AND (reTCf<>0) THEN
phT_c := deg(atan2(imTCf,reTCf))
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 11. Código na MODELS para o Algoritmo de Guo

```

MODEL Fasores_Guo
VAR
-- VARIÁVEIS DE CORRENTE --

```

reAf -- parte real da fundamental fase A
imAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reBf -- parte real da fundamental fase B
imBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reCf -- parte real da fundamental fase C
imCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaA[1..17] -- vetor de atraso
janelaB[1..17] -- vetor de atraso
janelaC[1..17] -- vetor de atraso
C1
C2
rtef
ampAf
ampBf
ampCf
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
-- VARIÁVEIS DE TENSÃO --
reTAf -- parte real da fundamental fase A
imTAf -- parte imaginária da fundamental fase A
reTBf -- parte real da fundamental fase B
imTBf -- parte imaginária da fundamental fase B
reTCf -- parte real da fundamental fase C
imTCf -- parte imaginária da fundamental fase C
janelaTA[1..17] -- vetor de atraso
janelaTB[1..17] -- vetor de atraso
janelaTC[1..17] -- vetor de atraso
C1T
C2T
rtefT
ampTAf
ampTBf
ampTCf
PS1A
PS2A
PS1TA
PS2TA
PS1B
PS2B
PS1TB
PS2TB

```

PS1C
PS2C
PS1TC
PS2TC
soma1A
soma2A
soma1TA
soma2TA
soma1B
soma2B
soma1TB
soma2TB
soma1C
soma2C
soma1TC
soma2TC
tempA
tempTA
tempB
tempTB
tempC
tempTC
CONST
    amostras{val : 16}
    delta{val : 2*pi/amostras}
    Ki{val : 1}
    Kv{val : 1}
    cte{val : 5.158240421358737}
INPUT
    -- ENTRADAS DE CORRENTE --
    sinalA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
    sinalB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
    sinalC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
    -- ENTRADAS DE TENSÃO --
    sinalTA{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase A
    sinalTB{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase B
    sinalTC{dflt : 0} -- sinal de entrada da fase C
OUTPUT
    -- SAÍDAS DE CORRENTE --
    ampAf
    ampBf
    ampCf
    reAf
    imAf
    reBf

```

```

imBf
reCf
imCf
-- SAÍDAS DE TENSÃO --
ampTAf
ampTBf
ampTCf
reTAf
imTAf
reTBf
imTBf
reTCf
imTCf
-- FASES DA FUNDAMENTAL --
phI_a
phI_b
phI_c
phT_a
phT_b
phT_c
INIT
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
janelaA[1..17]:=0
janelaB[1..17]:=0
janelaC[1..17]:=0
C1:=0
C2:=0
rtef:=0
ampAf:=0
ampBf:=0
ampCf:=0
reTAf:=0
imTAf:=0
reTBf:=0
imTBf:=0
reTCf:=0
imTCf:=0
janelaTA[1..17]:=0
janelaTB[1..17]:=0
janelaTC[1..17]:=0

```

C1T:=0
C2T:=0
rtefT:=0
phI_a:=0
phI_b:=0
phI_c:=0
phT_a:=0
phT_b:=0
phT_c:=0
reAf:=0
imAf:=0
reBf:=0
imBf:=0
reCf:=0
imCf:=0
PS1A:=0
PS2A:=0
PS1TA:=0
PS2TA:=0
PS1B:=0
PS2B:=0
PS1TB:=0
PS2TB:=0
PS1C:=0
PS2C:=0
PS1TC:=0
PS2TC:=0
soma1A:=0
soma2A:=0
soma1TA:=0
soma2TA:=0
soma1B:=0
soma2B:=0
soma1TB:=0
soma2TB:=0
soma1C:=0
soma2C:=0
soma1TC:=0
soma2TC:=0
tempA:=0
tempTA:=0
tempB:=0
tempTB:=0
tempC:=0
tempTC:=0

```

ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
  FOR i:=2 TO 17 DO
    janelaA[i-1]:=janelaA[i]
    janelaB[i-1]:=janelaB[i]
    janelaC[i-1]:=janelaC[i]
    janelaTA[i-1]:=janelaTA[i]
    janelaTB[i-1]:=janelaTB[i]
    janelaTC[i-1]:=janelaTC[i]
  ENDFOR
  janelaA[17]:=sinalA
  janelaB[17]:=sinalB
  janelaC[17]:=sinalC
  janelaTA[17]:=sinalTA
  janelaTB[17]:=sinalTB
  janelaTC[17]:=sinalTC
  rtef:=1/Ki
  rtefT:=1/Kv
  soma1A:=0
  soma2A:=0
  soma1TA:=0
  soma2TA:=0
  FOR i:=1 TO 8 DO
    PS1A:=janelaA[2*i-1]
    PS2A:=janelaA[2*i]
    soma1A:=soma1A+PS1A
    soma2A:=soma2A+PS2A
    PS1A:=soma1A
    PS2A:=soma2A
    PS1TA:=janelaTA[2*i-1]
    PS2TA:=janelaTA[2*i]
    soma1TA:=soma1TA+PS1TA
    soma2TA:=soma2TA+PS2TA
    PS1TA:=soma1TA
    PS2TA:=soma2TA
  ENDFOR
  -- fundamental
  C1:=0
  C2:=0
  C1T:=0
  C2T:=0
  tempA:=(2/amostras)*cte*(PS2A-PS1A)
  tempTA:=(2/amostras)*cte*(PS2TA-PS1TA)
  FOR i:=1 TO 16 DO

```

```

C1:=C1-(2/amostras)*janelaA[i]*sin((i-1)*delta)
C2:=C2+(2/amostras)*janelaA[i]*cos((i-1)*delta)
C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTA[i]*sin((i-1)*delta)
C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTA[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reAf:=rtef*C2
imAf:=rtef*(C1-tempA)
reTAf:=rtefT*C2T
imTAf:=rtefT*(C1T-tempTA)
soma1B:=0
soma2B:=0
soma1TB:=0
soma2TB:=0
FOR i:=1 TO 8 DO
  PS1B:=janelaB[2*i-1]
  PS2B:=janelaB[2*i]
  soma1B:=soma1B+PS1B
  soma2B:=soma2B+PS2B
  PS1B:=soma1B
  PS2B:=soma2B
  PS1TB:=janelaTB[2*i-1]
  PS2TB:=janelaTB[2*i]
  soma1TB:=soma1TB+PS1TB
  soma2TB:=soma2TB+PS2TB
  PS1TB:=soma1TB
  PS2TB:=soma2TB
ENDFOR
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
tempB:=0
tempTB:=0
tempB:=(2/amostras)*cte*(PS2B-PS1B)
tempTB:=(2/amostras)*cte*(PS2TB-PS1TB)
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1-(2/amostras)*janelaB[i]*sin((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaB[i]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTB[i]*sin((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTB[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
soma1C:=0
soma2C:=0
soma1TC:=0
soma2TC:=0

```

```

FOR i:=1 TO 8 DO
  PS1C:=janelaC[2*i-1]
  PS2C:=janelaC[2*i]
  soma1C:=soma1C+PS1C
  soma2C:=soma2C+PS2C
  PS1C:=soma1C
  PS2C:=soma2C
  PS1TC:=janelaTC[2*i-1]
  PS2TC:=janelaTC[2*i]
  soma1TC:=soma1TC+PS1TC
  soma2TC:=soma2TC+PS2TC
  PS1TC:=soma1TC
  PS2TC:=soma2TC
ENDFOR
reBf:=rtef*C2
imBf:=rtef*(C1-tempB)
reTBf:=rtefT*C2T
imTBf:=rtefT*(C1T-tempTB)
C1:=0
C2:=0
C1T:=0
C2T:=0
tempC:=(2/amostras)*cte*(PS2C-PS1C)
tempTC:=(2/amostras)*cte*(PS2TC-PS1TC)
tempC:=0
tempTC:=0
FOR i:=1 TO 16 DO
  C1:=C1-(2/amostras)*janelaC[i]*sin((i-1)*delta)
  C2:=C2+(2/amostras)*janelaC[i]*cos((i-1)*delta)
  C1T:=C1T-(2/amostras)*janelaTC[i]*sin((i-1)*delta)
  C2T:=C2T+(2/amostras)*janelaTC[i]*cos((i-1)*delta)
ENDFOR
reCf:=rtef*C2
imCf:=rtef*(C1-tempC)
reTCf:=rtefT*C2T
imTCf:=rtefT*(C1T-tempTC)
-- MAGNITUDE DAS CORRENTES --
ampAf:=sqrt(reAf**2+imAf**2)
ampBf:=sqrt(reBf**2+imBf**2)
ampCf:=sqrt(reCf**2+imCf**2)
-- MAGNITUDE DAS TENSÕES --
ampTAf:=sqrt(reTAf**2+imTAf**2)
ampTBf:=sqrt(reTBf**2+imTBf**2)
ampTCf:=sqrt(reTCf**2+imTCf**2)
-- FASE DAS CORRENTES --

```

```

IF (imAf<>0) AND (reAf<>0) THEN
phI_a := deg(atan2(imAf,reAf))
ENDIF
IF (imBf<>0) AND (reBf<>0) THEN
phI_b := deg(atan2(imBf,reBf))
ENDIF
IF (imCf<>0) AND (reCf<>0) THEN
phI_c := deg(atan2(imCf,reCf))
ENDIF
-- FASE DAS TENSÕES --
IF (imTAf<>0) AND (reTAf<>0) THEN
phT_a := deg(atan2(imTAf,reTAf))
ENDIF
IF (imTBf<>0) AND (reTBf<>0) THEN
phT_b := deg(atan2(imTBf,reTBf))
ENDIF
IF (imTCf<>0) AND (reTCf<>0) THEN
phT_c := deg(atan2(imTCf,reTCf))
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 12. Código na MODELS para o Relé de Distância Autopolarizado

```

MODEL Rele_Auto
VAR
    IOREAL
    IOIMAG
    denreal
    denimag
    x
    y
    z
    k
    za_re
    Io
    IrreA
    IrimgA
    VvreA
    VrimgA
    GopreA
    GopimgA
    GppMod1A
    GppModA

```

```

GppA
CONST
  KOREAL{ val : 2.107280574259188}
  KOIMAG{ val : -4.460519680835288E-1}
  Za1re{ val : 1.493620066426956E1}
  Za1img{ val : 7.772920753854564E1}
INPUT
  -- ENTRADAS DE CORRENTE --
  ReIA1{ dflt : 0}
  ImagIA1{ dflt : 0}
  ReIB1{ dflt : 0}
  ImagIB1{ dflt : 0}
  ReIC1{ dflt : 0}
  ImagIC1{ dflt : 0}
  -- ENTRADAS DE TENSÃO --
  ReTA1{ dflt : 0}
  ImagTA1{ dflt : 0}
  ReTB1{ dflt : 0}
  ImagTB1{ dflt : 0}
  ReTC1{ dflt : 0}
  ImagTC1{ dflt : 0}
OUTPUT
  -- UNIDADES FASE-TERRA --
  za_re
  -- MAGNITUDES --
  za_mg
  --CORRENTE NO NEUTRO--
  Io
  --TRIP-----
  GppModA
INIT
  za_re:=0
  za_im:=0
  za_mg:=0
  Io:=0
  IOREAL:=0
  IOIMAG:=0
  denreal:=0
  denimag:=0
  x:=0
  y:=0
  z:=0
  k:=0
  IrreA:=0
  IrimgA:=0

```

```

VrreA:=0
VrimgA:=0
GopreA:=0
GopimgA:=0
GppMod1A:=0
GppModA:=0
GppA:=0
ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
  -- CALCULO DE IO/Corrente no neutro --
  IOREAL:=(ReIA1+ReIB1+ReIC1)/3
  IOIMAG:=(ImagIA1+ImagIB1+ImagIC1)/3
  Io:=sqrt(IOREAL**2+IOIMAG**2)
  --
  -- CALCULO DAS IMPEDANCIAS DAS UNIDADES FASE-TERRA --
  -- UNIDADE ZAT --
  denreal:=(KOREAL*IOREAL)-(K0IMAG*IOIMAG)+ReIA1
  denimag:=(K0IMAG*IOREAL)+(KOREAL*IOIMAG)+ImagIA1
  za_re:=(ReTA1*denreal+ImagTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
  za_im:=(ImagTA1*denreal-ReTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
  za_mg:=sqrt(za_re**2+za_im**2)

  -- UNIDADE ZAT --
  IrreA:=ReIA1+(KOREAL*IOREAL)-(K0IMAG*IOIMAG)
  IrimgA:=ImagIA1+(K0IMAG*IOREAL)+(KOREAL*IOIMAG)
  VrreA:=ReTA1
  VrimgA:=ImagTA1
  GopreA:=-VrreA+(Za1re*IrreA)-(Za1img*IrimgA)
  GopimgA:=-VrimgA+(Za1img*IrreA)-(Za1re*IrimgA)
  --      TRIP      --
  --  COMPARADORES      --
  -- COMPARADOR AUTOPOLARIZADO --
  GppA:=(GopreA*VrreA)+(GopimgA*VrimgA)
  GppMod1A:=GppA/(sqrt(GppA**2))
  IF (GppMod1A<0) THEN
    GppModA:=0
  ELSE
    GppModA:=GppMod1A
  ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 13. Código na MODELS para o Relé de Distância Polarizado por Quadratura

MODEL Rele_Qdr

VAR

IOREAL
I0IMAG
denreal
denimag
x
y
z
k
za_re
za_im
Io
IrreA
IringA
VrreA
VringA
GopreA
GopimgA
GppMod1A
GppModA
GppA
VpreA
VpimgA

CONST

K0REAL{val : 2.107280574259188}
K0IMAG{val : -4.460519680835288E-1}
Za1re{val : 1.493620066426956E1}
Za1img{val : 7.772920753854564E1}

INPUT

-- ENTRADAS DE CORRENTE --
ReIA1{dflt : 0}
ImagIA1{dflt : 0}
ReIB1{dflt : 0}
ImagIB1{dflt : 0}
ReIC1{dflt : 0}
ImagIC1{dflt : 0}
-- ENTRADAS DE TENSÃO --
ReTA1{dflt : 0}
ImagTA1{dflt : 0}
ReTB1{dflt : 0}
ImagTB1{dflt : 0}
ReTC1{dflt : 0}

```

    ImagTC1{dflt : 0}
OUTPUT
  -- UNIDADES FASE-TERRA --
  za_re
  za_im
  -- MAGNITUDES --
  za_mg
  --CORRENTE NO NEUTRO--
  Io
  --
  --TRIP-----
  GppModA
INIT
  za_re:=0
  za_im:=0
  Io:=0
  IOREAL:=0
  I0IMAG:=0
  denreal:=0
  denimag:=0
  x:=0
  y:=0
  z:=0
  k:=0
  IrreA:=0
  IrimgA:=0
  VrreA:=0
  VrimgA:=0
  GopreA:=0
  GopimgA:=0
  GppMod1A:=0
  GppModA:=0
  GppA:=0
  VpreA:=0
  VpimgA:=0
ENDINIT
TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3
EXEC
  -- CALCULO DE IO/Corrente no neutro --
  IOREAL:=(ReIA1+ReIB1+ReIC1)/3
  I0IMAG:=(ImagIA1+ImagIB1+ImagIC1)/3
  Io:=sqrt(IOREAL**2+I0IMAG**2)
  --
  -- CALCULO DAS IMPEDANCIAS DAS UNIDADES FASE-TERRA --
  -- UNIDADE ZAT --

```

```

denreal:=(KOREAL*IOREAL)-(K0IMAG*I0IMAG)+ReIA1
denimag:=(K0IMAG*I0REAL)+(KOREAL*I0IMAG)+ImagIA1
za_re:=(ReTA1*denreal+ImagTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
za_im:=(ImagTA1*denreal-ReTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
za_mg:=sqrt(za_re**2+za_im**2)
--
--      TRIP      --
--  COMPARADORES      --
-- UNIDADE ZAT --
IrreA:=ReIA1+(KOREAL*IOREAL)-(K0IMAG*I0IMAG)
IringA:=ImagIA1+(K0IMAG*I0REAL)+(KOREAL*I0IMAG)
VrreA:=ReTA1
VringA:=ImagTA1
GopreA:=-VrreA+(Za1re*IrreA)-(Za1img*IringA)
GopimgA:=-VringA+(Za1img*IrreA)-(Za1re*IringA)
VpreA:=-(ImagTB1-ImagTC1)
VpimgA:=-(ReTB1-ReTC1)
-- COMPARADOR POLARIZAÇÃO CRUZADA --
GppA:=(GopreA*VpreA)-(GopimgA*VpimgA)
GppMod1A:=GppA/(sqrt(GppA**2))
IF (GppMod1A<0) THEN
  GppModA:=0
ELSE
  GppModA:=GppMod1A
ENDIF
--
ENDEXEC
ENDMODEL

```

C. 14. Código na MODELS para o Relé de Distância Polarizado por Memória

```

MODEL Rele_Memo
CONST
  b0{val : 6.250000000000000E-2} -- coeficiente do filtro
  a0{val : 1.0} -- coeficiente do filtro
  a1{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a2{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a3{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a4{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a5{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a6{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a7{val : 0.0} -- coeficiente do filtro
  a8{val : 9.375000000000000E-1} -- coeficiente do filtro
  ar120{val : -0.5}
  ai120{val : 8.660254037844386E-1}

```

ar240{val : -0.5}
ai240{val : -8.660254037844386E-1}
KOREAL{val : 2.107280574259188}
K0IMAG{val : -4.460519680835288E-1}
Za1re{val : 1.493620066426956E1}
Za1img{val : 7.772920753854564E1}
deltat{val: 1.0416666667E-3}
tempFa{val : 1.0416666667E-1}

VAR

VpAi
VpAr
VpBi
VpBr
VpCi
VpCr
Va1re
Va1im
Vb1re
Vb1im
Vc1re
Vc1im
I0REAL
I0IMAG
denreal
denimag
x
y
z
k
za_re
za_im
Io
IrreA
IringA
VrreA
VringA
GopreA
GopimgA
GppMod1A
GppModA
GppA
auAB
auBC
auCA
PABr

```

PABi
PBCr
PBCi
PCAr
PCAi
aux1
aux2
step
varzc
dtzc
INPUT
-- ENTRADAS DE CORRENTE --
ReIA1{dflt : 0}
ImagIA1{dflt : 0}
ReIB1{dflt : 0}
ImagIB1{dflt : 0}
ReIC1{dflt : 0}
ImagIC1{dflt : 0}
-- ENTRADAS DE TENSÃO --
ReTA1{dflt : 0}
ImagTA1{dflt : 0}
ReTB1{dflt : 0}
ImagTB1{dflt : 0}
ReTC1{dflt : 0}
ImagTC1{dflt : 0}
OUTPUT
-- UNIDADES FASE-TERRA --
za_re
za_im
--CORRENTE NO NEUTRO--
Io
--
--TRIP-----
GppModA
INIT
Valre:=0
Valim:=0
Vb1re:=0
Vb1im:=0
Vc1re:=0
Vc1im:=0
za_re:=0
za_im:=0
Io:=0
IOREAL:=0

```

I0IMAG:=0
denreal:=0
denimag:=0
x:=0
y:=0
z:=0
k:=0
IrreA:=0
IringA:=0
VrreA:=0
VringA:=0
GopreA:=0
GopimgA:=0
GppMod1A:=0
GppModA:=0
GppA:=0
auAB:=0
auBC:=0
auCA:=0
aux1:=0
aux2:=0
varzc:=0
step:=0
dtzc:=0

ENDINIT

HISTORY

VpAr{dflt : 0}
VpAi{dflt : 0}
VpBr{dflt : 0}
VpBi{dflt : 0}
VpCr{dflt : 0}
VpCi{dflt : 0}
PABr{dflt : 0}
PABi{dflt : 0}
PBCr{dflt : 0}
PBCi{dflt : 0}
PCAr{dflt : 0}
PCAi{dflt : 0}

TIMESTEP MIN: 1.0416666667E-3

EXEC

step:=(step+deltat)

--

aux1:=(ar120*ReTB1)-(ai120*ImagTB1)

aux2:=(ar240*ReTC1)-(ai240*ImagTC1)

Valre:=(1/3)*(ReTA1+aux1+aux2)

```

aux1:=(ai120*ReTB1)+(ar120*ImagTB1)
aux2:=(ai240*ReTC1)+(ar240*ImagTC1)
Va1im:=(1/3)*(ImagTA1+aux1+aux2)
--
Vb1re:=(Va1re*ar240)-(Va1im*ai240)
Vb1im:=(Va1im*ar240)+(Va1re*ai240)
--
Vc1re:=(Va1re*ar120)-(Va1im*ai120)
Vc1im:=(Va1im*ar120)+(Va1re*ai120)
--
CZFUN(VpAr/Va1re):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(VpAi/Va1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(VpBr/Vb1re):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(VpBi/Vb1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(VpCr/Vc1re):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(VpCi/Vc1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
auAB:=-Vc1re
auBC:=-Va1re
auCA:=-Vb1re
CZFUN(PABr/Vc1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PABi/auAB):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PBCr/Va1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PBCi/auBC):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PCAr/Vb1im):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PCAi/auCA):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
CZFUN(PCAi/auCA):=b0|Z0/(a0|Z0+a1|Z1+a2|Z2+a3|Z3+a4|Z4+a5|Z5+a6|Z6+a7|Z7+a8|Z8)
--
-- CALCULO DE IO/Corrente no neutro --
I0REAL:=(ReIA1+ReIB1+ReIC1)/3
I0IMAG:=(ImagIA1+ImagIB1+ImagIC1)/3
Io:=sqrt(I0REAL**2+I0IMAG**2)
--
-- CALCULO DAS IMPEDANCIAS DAS UNIDADES FASE-TERRA --
-- UNIDADE ZAT --
denreal:=(K0REAL*I0REAL)-(K0IMAG*I0IMAG)+ReIA1
denimag:=(K0IMAG*I0REAL)+(K0REAL*I0IMAG)+ImagIA1
za_re:=(ReTA1*denreal+ImagTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
za_im:=(ImagTA1*denreal-ReTA1*denimag)/(denreal**2+denimag**2)
za_mg:=sqrt(za_re**2+za_im**2)
--
-- UNIDADE ZAT --
IrreA:=ReIA1+(K0REAL*I0REAL)-(K0IMAG*I0IMAG)
IrimgA:=ImagIA1+(K0IMAG*I0REAL)+(K0REAL*I0IMAG)
VrreA:=ReTA1
VrimgA:=ImagTA1

```

```

GopreA:=-VrreA+(Za1re*IrreA)-(Za1img*IringA)
GopimgA:=-VringA+(Za1img*IrreA)-(Za1re*IringA)
--      TRIP      --
--  COMPARADORES      --
-- COMPARADOR POR MEMÓRIA DE TENSÃO --
GppA:=(GopreA*VpAr)+(GopimgA*VpAi)
GppMod1A:=GppA/(sqrt(GppA**2))
IF (GppMod1A<0) THEN
  GppModA:=0
ELSE
  GppModA:=GppMod1A
ENDIF
--
ENDEXEC
ENDMODEL

```