

Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## **Dissertação de Mestrado**

# **Avaliação de Algoritmos para a Proteção de Distância de Linhas de Transmissão via Simulações Tempo Real**

Paulo Ricardo Lopes de Navarro Coutinho

**Paulo Ricardo Lopes de Navarro Coutinho**

**Avaliação de Algoritmos para a Proteção de  
Distância de Linhas  
de Transmissão via Simulações em Tempo Real**

*Dissertação apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

**Area de Concentração: Processamento de Energia**

Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.  
Orientador

Kleber Melo e Silva, D.Sc.  
Orientador

Campina Grande, Paraíba - Brasil

Abril de 2012

FICHA CATALOGRÁFICA PREPARADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG.

C871a Coutinho, Paulo R. L. de N.

Avaliação de algoritmos para a proteção de distância de linhas de transmissão via simulações em tempo real / Paulo Ricardo Lopes de Navarro Coutinho - Campina Grande, 2012.

103 f. : il. color.

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

Orientadores: Prof. Ph.D. Washington Luiz Araújo Neves, D.Sc. Kleber Melo e Silva.

Referências.

1. Proteção de Distância 2. Linhas de Transmissão 3. Estimação de Fasores 4. Simulador em Tempo Real 5. Lógicas de Proteção

I. Título.

CDU - 621.316.925.45(043)

**AVALIAÇÃO DE ALGORÍTMOS PARA PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA DE  
LINHAS DE TRANSMISSÃO VIA SIMULAÇÕES EM TEMPO REAL**

**PAULO RICARDO LOPES DE NAVARRO COUTINHO**

Dissertação Aprovada em 13.04.2012

  
**WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG**  
Orientador

  
**KLEBER MELO E SILVA, D.Sc., UNB**  
Orientador

  
**BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG**  
Componente da Banca

  
**DAMÁSIO FERNANDES JÚNIOR, D.Sc., UFCG**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
MARÇO - 2012

*Dedico esse trabalho à minha esposa Daniele, ao meu filho de coração, Vito, aos meus pais José Carlos e Maria de Lourdes, e aos meus irmãos Carlos e Luis.*

Paulo R. L de N. Coutinho

# *Agradecimentos*

Para que esse trabalho pudesse ser concluído, inúmeras pessoas contribuíram de maneira essencial. Sem elas não teria conseguido alcançar o almejado resultado.

Agradeço à minha esposa, Daniele, pelo companheirismo, incentivo e carinho me entregues todos os dias desde que comecei o mestrado. Além disso, agradeço-a pela paciência e compreensão sem a qual os momentos difíceis não teriam sido superados.

À minha mãe, Maria de Lurdes, exemplo de superação e força, ao meu pai, José Carlos, em quem eu sempre me espelho para tomar as decisões difíceis na vida, e aos meus irmãos Carlos e Luis, que todos juntos, foram meu exemplo de família, base do meu caráter.

Ao professor Washington e professor Kleber, pela orientação fundamental nessa pesquisa e por terem confiado e acreditado em mim desde o início.

Aos membros da banca examinadora, professores Benemar e Damásio, pelas valiosas contribuições que ajudaram a melhorar sobremaneira o trabalho.

Aos novos e antigos amigos da universidade pelo incentivo, companheirismo e ajuda nos diversos momentos desse trabalho. Em especial agradeço aos amigos do laboratório de sistemas elétricos, Célio, Felipe, Wilker, Wellinsilvio, Nelson, Chiquinho, Alana, Ana Vitória e Daphne. Agradeço ainda aos meus antigos amigos de universidade e que se tornaram grandes amigos na minha vida: Helon, Andrey, Márcio, Rodrigo, Wilson e Luciano. Aos dois primeiros agradeço ainda pela ajuda dada na elaboração da pesquisa, na revisão do texto da dissertação e na hospedagem em Recife e em Campina Grande.

Aos meus colegas de trabalho na Chesf, Hugo, Paulo Simões, Marcelo, Luciano, Karina, Dácio, Rubens, João, Pestana, Paulo Negão, Nilda, Nailton, Wilton e Pablo pelo esforço redobrado para cumprir as tarefas do dia-a-dia tendo um colega a menos para ajudar.

Aos professores Edson Guedes e Francisco Marcos, e aos funcionários da COPELE, Angela e Pedro, pela ajuda e presteza fundamentais para mim e para todos aqueles que participam do programa de pós-graduação em engenharia elétrica da UFCG.

*Paulo R. L. de N. Coutinho*

# *Resumo*

Os relés digitais disponíveis no mercado geralmente utilizam técnicas de estimação fasorial e lógicas de proteção que não constam em seus manuais. Essas informações são importantes para que o engenheiro de proteção possa identificar previamente possíveis falhas de atuação dos relés, tomando as medidas de correção necessárias. No presente trabalho, um simulador em tempo real foi utilizado para comparar o desempenho de um relé comercial com modelos de relés que utilizam técnicas recentes de estimação fasorial e lógicas de proteção. Um sistema elétrico simplificado, com dados reais de equipamentos da Chesf, foi representado no simulador para estudos de faltas nas linhas de transmissão, quando foram comparados os algoritmos modelados tanto entre si como com o relé disponível no mercado. A implementação dos algoritmos no simulador deram resultados esperados e pode ser utilizada para testes de outros algoritmos de estimação fasorial. A comparação do desempenho do relé testado com o dos algoritmos contribuem para aumentar o conhecimento sobre seu funcionamento, contribuindo para análise de ocorrências no sistema elétrico, falhas de atuação em relés e melhor aproveitamento de testes de modelo de tais equipamentos.

**Palavras chave:** Proteção de distância, estimação fasorial, simulador em tempo real, linhas de transmissão, lógicas de proteção.

# *Abstract*

The digital relays available in the market generally use phasor estimation techniques and logical protection not detailed in their manuals. This information is important to the protection engineer can previously identify possible performance relays failure, taking the measures correction needed. In this work, a real time simulation was used to compare the performance of a commercial relay with relay models using recent techniques of estimation phasor and logical protection. A simplified electrical system, with actual data from equipment of Chesf, was represented in the simulator for studies of faults in transmission lines, when algorithms are compared both between themselves and shaped to Relay available. The results show that algorithms implementations in the simulator obtained expected results, and can also be used for other tests phasor estimation algorithms. Additionally, comparison of the algorithms with the relay led to a greater knowledge of its internal operations, contributing to analysis occurrences in the electrical system failures, relay misoperation and better use in model tests of such equipment.

**Keywords:** Distance protection, phasor estimation, real time digital simulation, transmission lines, protection logics.

# *Sumário*

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xvi</b>
<b>Glossário</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contextualização do Tema . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	2
1.3 Objetivos . . . . .	3
1.4 Organização do Texto . . . . .	3
<b>2 Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1 Evolução dos Algoritmos Estimadores de Fasor em Relés de Distância . . .	5
2.2 Algoritmos de Estimação Fasorial . . . . .	6
2.3 Tabela com Resumo das Referências . . . . .	8
2.4 Resumo . . . . .	8

<b>3</b>	<b>Fundamentos da Proteção de Distância</b>	<b>10</b>
3.1	Princípios de Operação . . . . .	10
3.2	Medição de Impedância . . . . .	11
3.3	Diagrama R-X . . . . .	13
3.4	Características de Atuação . . . . .	14
3.4.1	Característica de Impedância . . . . .	14
3.4.2	Característica Mho . . . . .	15
3.4.3	Mho Autopolarizada . . . . .	16
3.4.4	Mho Polarizada . . . . .	17
3.4.5	Comparador Mho Proposto por Schweitzer (1993) . . . . .	21
3.5	Resumo . . . . .	23
<b>4</b>	<b>Fundamentos da Estimação Fasorial</b>	<b>24</b>
4.1	Composição de um Relé Microprocessado . . . . .	25
4.1.1	Tratamento de Sinais . . . . .	26
4.1.2	Armazenamento de Dados . . . . .	28
4.1.3	Comunicação . . . . .	29
4.1.4	Processamento . . . . .	29
4.2	Janelamento das Amostras . . . . .	30
4.3	Técnicas de Estimação Fasorial . . . . .	31
4.3.1	Algoritmo de Fourier de Onda Completa . . . . .	31
4.3.2	Algoritmo de Fourier de Meia Onda . . . . .	33
4.3.3	Algoritmo filtro Cosseno Modificado . . . . .	33
4.3.4	Algoritmo de Guo & Kezunovic (2003) . . . . .	36

<i>Sumário</i>	x
4.3.5 Algoritmo de Chen & Liu (2006) . . . . .	39
4.4 Resposta no Tempo . . . . .	41
4.4.1 Componente DC de Decaimento Exponencial . . . . .	42
4.4.2 Efeito da Componente DC . . . . .	43
4.5 Resumo . . . . .	45
<b>5 Materiais e Métodos</b>	<b>47</b>
5.1 Modelagem do SEP . . . . .	47
5.1.1 Modelando no RTDS <sup>TM</sup> . . . . .	48
5.1.2 Confecção do Modelo . . . . .	51
5.2 Bancada de Testes . . . . .	55
5.3 Resumo . . . . .	56
<b>6 Apresentação e Análise dos Resultados</b>	<b>57</b>
6.1 Casos Analisados . . . . .	57
6.2 Gráficos de Tempo de Atuação Algoritmos X Relé . . . . .	64
6.3 Resumo . . . . .	67
<b>7 Conclusões e Propostas Futuras</b>	<b>70</b>
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>72</b>
<b>Apêndices</b>	<b>74</b>
<b>Apêndice A – Cálculo de Impedância em Faltas</b>	<b>76</b>

<i>Sumário</i>	xi
A.1 Falta Trifásica . . . . .	76
A.2 Falta Fase-Fase . . . . .	79
A.3 Falta Fase-Terra . . . . .	84
A.4 Falta Fase-Fase-Terra . . . . .	90
A.5 Tabela Resumo . . . . .	94
<b>Apêndice B – Esquemas de Teleproteção</b>	<b>97</b>
B.1 Transferência Direta de Disparo . . . . .	98
B.2 Disparo Permissivo por Sub Alcance . . . . .	99
B.3 Disparo Permissivo por Sobre Alcance . . . . .	100
B.4 Bloqueio por Comparação Direcional de Sobre Alcance . . . . .	100
B.5 Desbloqueio por Comparação Direcional . . . . .	101
<b>Apêndice C – Projeto Filtro Passa Baixa</b>	<b>102</b>

# *Lista de Figuras*

3.1	Característica de um relé de distância - Diagrama $R \times X$ . . . . .	11
3.2	Circuito não radial para cálculo de impedâncias vista pelo relé de distância. . . . .	12
3.3	Circuito Equivalente com fonte única. . . . .	13
3.4	Diagramas de impedância R-X: (a)sem existência de resistência de falta, (b) com existência de resistência de falta. . . . .	14
3.5	Característica de operação do tipo Impedância: (a) sem direcionalidade, (b) com direcionalidade. . . . .	15
3.6	Característica de operação do tipo Mho autopolarizada:(a) diagrama R-X, (b) diagrama de Tensões. . . . .	17
3.7	Tensões de suplementação utilizadas para dois tipos de falta: (a)Falta AT. Suplementação: $\bar{V}_{bc}$ , (b) Falta BC. Suplementação: $\bar{V}_{ca} - \bar{V}_{ab}$ . . . . .	18
3.8	Característica de operação do tipo Mho polarizada: (a) falta na direção direta, (b) falta na direção reversa (ZIEGLER, 1999). . . . .	20
4.1	Circuito comparadores utilizados em relés eletromecânicos: (a)circuito com- parador por ponte retificadora, (b)Circuito comparador com uso de disco de indução. . . . .	25
4.2	Relé microprocessado e seus blocos funcionais. . . . .	26
4.3	Filtro analógico passa baixa. . . . .	27
4.4	Amostras em janelamento. . . . .	30
4.5	Amostras sucessivas utilizadas em um filtro Cosseno Modificado: (a) amos- tras $Y_{sk}$ e $X_{ck}$ separadas por $90^\circ$ , (b) amostras $X_{ck}$ e $X_{ck-1}$ separadas por $45^\circ$ e gerando amostra $X_{sk}$ . . . . .	34
4.6	Circuito para exemplo do efeito da componente DC de decaimento expo- nencial. . . . .	43

4.7	Efeito da componente DC sobre a corrente de falta Ia. . . . .	44
4.8	Efeito da componente DC sobre os algoritmos de estimação fasorial. . . . .	44
4.9	Influência da componente DC sobre algoritmos de estimação fasorial: (a)sem zoom, (b) zoom sobre a impedância de falta da Figura 4.9(a). . . . .	46
5.1	Sistema elétrico modelado no RTDS <sup>TM</sup> . . . . .	48
5.2	Hardware de processamento e saída/entrada de dados: (a) placa de processamento GPC, (b) placa de saída analógica GTAO e (c) placa de entrada digital GTDI. . . . .	50
5.3	Sistema elétrico modelado no RTDS <sup>TM</sup> . . . . .	52
5.4	Bloco estimador Algoritmo Cosseno Modificado. . . . .	53
5.5	Lógica de proteção com comparador de fase do loop AB. . . . .	53
5.6	Supervisão do sistema pelo Runtime. . . . .	54
5.7	Esquema montado em bancada para testes. . . . .	55
6.1	Módulo do fasor tensão de linha para uma falta ABC estimado pelos algoritmos: (a) Chen & Liu (2006), (b) Hart & Smith (2000) e (c) Guo & Kezunovic (2003). . . . .	58
6.2	Módulo do fasor corrente de linha para uma falta ABC estimado pelos algoritmos: (a) Chen & Liu (2006), (b) Hart & Smith (2000) e (c) Guo & Kezunovic (2003). . . . .	59
6.3	Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Chen & Liu (2006): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal. . . . .	60
6.4	Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Hart & Smith (2000): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal. . . . .	61
6.5	Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Guo & Kezunovic (2003): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal. . . . .	61
6.6	Módulo dos fasores para uma falta AT: (a) Tensão $ V_a $ , (b) Corrente $ I_a $ . . . . .	62

6.7	Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) sob falta tipo AT a 50% da linha: (a) visão ampla da resposta do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal. . . . .	63
6.8	Tempo de atuação para faltas Fase-Terra: (a)tempo de atuação para falta AT, (b) tempo de atuação para falta BT e (c) tempo de atuação para falta CT. . . . .	65
6.9	Tempo de atuação para faltas Fase-Fase: (a)Tempo de atuação para falta AB, (b) tempo de atuação para falta BC e (c) tempo de atuação para falta CA. . . . .	66
6.10	Tempo de atuação para faltas Fase-Fase-Terra: (a)tempo de atuação para falta ABT, (b)tempo de atuação para falta BCT e (c) tempo de atuação para falta CAT. . . . .	68
6.11	Tempo de atuação para falta do tipo ABC. . . . .	69
A.1	Falta trifásica. . . . .	76
A.2	Circuitos de sequência positiva para a falta trifásica. . . . .	77
A.3	Falta fase-fase. . . . .	80
A.4	Circuitos de sequência positiva e negativa conectados para a falta fase-fase. . . . .	81
A.5	Falta fase-terra. . . . .	84
A.6	Circuitos de sequência negativa, positiva e zero conectados para a falta fase-terra. . . . .	85
A.7	Falta fase-fase-terra. . . . .	90
A.8	Circuitos de sequência negativa, positiva e zero conectados na falta Fase-Fase-Terra. . . . .	91
B.1	Alcance de atuação das zonas de proteção para o relé de distância “R1”. . . . .	98
B.2	Esquema de teleproteção PUTT. . . . .	99
B.3	Esquema de atuação da lógica POTT. . . . .	100
B.4	Esquema de teleproteção DCB. . . . .	101
C.1	Resposta em frequência para filtro passa baixa ButterWorth. . . . .	104

# *Lista de Tabelas*

2.1	Resumo da revisão bibliográfica. . . . .	9
3.1	Tensões e correntes medidas nos loops. . . . .	16
3.2	Tensões de polarização cruzada tomadas a partir da unidade de medição sensibilizada. . . . .	19
3.3	Tensões de polarização por memória de tensão de sequência positiva. . . .	21
4.1	Parâmetros utilizados no circuito da Figura 4.6. . . . .	43
5.1	Dados do sistema elétrico Simplificado. . . . .	48
6.1	Variáveis aplicadas nas faltas. . . . .	63
A.1	Valores de impedância observadas pelo relé de distância durante faltas (ANDERSON, 1998). . . . .	95

# *Lista de Símbolos*

$Z_h$	Impedância da linha até o ponto $h$ .
$\bar{V}_{ab}$	Fasor da tensão entre as fases A e B.
$\bar{V}_{bc}$	Fasor da tensão entre as fases B e C.
$\bar{V}_{ca}$	Fasor da tensão entre as fases C e A.
$\bar{I}_a$	Fasor da corrente na fase A.
$\bar{I}_b$	Fasor da corrente na fase B.
$\bar{I}_c$	Fasor da corrente na fase C.
$\bar{V}_r$	Fasor da tensão vista pelo relé.
$\hat{V}_{f1}$	Fasor da tensão de sequência positiva no ponto $f$ onde ocorreu a falta.
$\hat{V}_{f2}$	Fasor da tensão de sequência negativa no ponto $f$ onde ocorreu a falta.
$\hat{V}_{f0}$	Fasor da tensão de sequência zero no ponto $f$ onde ocorreu a falta.
$\hat{V}_{r1}$	Fasor da tensão de sequência positiva vista pelo relé.
$\hat{V}_{r2}$	Fasor da tensão de sequência negativa vista pelo relé.
$\hat{V}_{r0}$	Fasor da tensão de sequência zero vista pelo relé.
$\hat{V}_{ra}$	Fasor da tensão na fase A do sistema vista pelo relé.
$\hat{V}_{rb}$	Fasor da tensão na fase B do sistema vista pelo relé.
$\hat{V}_{rc}$	Fasor da tensão na fase C do sistema vista pelo relé.
$S_{eq1}$	Fonte equivalente de Thévenin no ponto 1.
$S_{eq2}$	Fonte equivalente de Thévenin no ponto 2.

$\bar{V}_{supl}$	Fasor da tensão de suplementação da tensão de falta.
$\bar{V}_{pre}$	Fasor da tensão de pré-falta.
$\bar{V}_{op}$	Fasor da tensão de operação dos comparadores que implementam a característica de operação do relé.
$\bar{V}_{pol}$	Fasor da tensão de polarização dos comparadores que implementam a característica de operação do relé.
$\bar{I}_r$	Fasor da corrente vista pelo relé.
$\bar{I}_{r1}$	Fasor da corrente de sequência positiva vista pelo relé.
$\bar{I}_{r2}$	Fasor da corrente de sequência negativa vista pelo relé.
$\bar{I}_{r0}$	Fasor da corrente de sequência zero vista pelo relé.
$\bar{I}_{ra}$	Fasor da corrente na fase A do sistema vista pelo relé.
$\bar{I}_{rb}$	Fasor da corrente na fase B do sistema vista pelo relé.
$\bar{I}_{rc}$	Fasor da corrente na fase C do sistema vista pelo relé.
$h$	Porcentagem do comprimento total da linha até o ponto de falta.
$m$	Impedância em PU utilizada no método do comparador de Schweitzer & Roberts (1993).
$Z_r$	Impedância aparente vista pelo relé.
$Z_{L1}$	Impedância de sequência positiva da linha de transmissão.
$Z_{x1}$	Impedância de sequência positiva resultante do cálculo da transformação $\Delta - Y$ do lado da barra A.
$Z_{y1}$	Impedância de sequência positiva resultante do cálculo da transformação $\Delta - Y$ do lado da barra B.
$Z_{m1}$	Impedância de sequência positiva resultante da soma de $hZ_{L1}$ com $Z_{x1}$ .
$Z_{n1}$	Impedância de sequência positiva resultante da soma de $(1 - h)Z_{L1}$ com $Z_{y1}$ .
$Z_f$	Impedância de falta entre fases.

$Z_g$	Impedância de aterramento em uma falta.
$C_1$	Parcela resultado da divisão de $Z_{n1}$ pela soma de $Z_{n1}$ com $Z_{m1}$ .
$Z_{x2}$	Impedância de sequência negativa resultante do cálculo da transformação $\Delta - Y$ do lado da barra A.
$Z_{y2}$	Impedância de sequência negativa resultante do cálculo da transformação $\Delta - Y$ do lado da barra B.
$Z_{m2}$	Impedância de sequência negativa resultante da soma de $hZ_{L2}$ com $Z_{x2}$ .
$Z_{n2}$	Impedância de sequência negativa resultante da soma de $(1 - h)Z_{L2}$ com $Z_{y2}$ .
$C_2$	Parcela resultado da divisão de $Z_{n2}$ pela soma de $Z_{n2}$ com $Z_{m2}$ .
$N$	Número de amostras por ciclo.
$k$	Índice da amostra sob cálculo.
$Z_{ref}$	Impedância de referência ajustada como limite para atuação no relé.
$Z_{at}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase A do sistema.
$Z_{bt}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase B do sistema.
$Z_{ct}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase C do sistema.
$Z_{ab}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase A e B do sistema.
$Z_{bc}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase B e C do sistema.
$Z_{ca}$	Unidade de medição do relé para faltas que envolvam a fase C e A do sistema.
$h$	Porcentagem do comprimento total da linha onde ocorreu a falta.
$K_0$	Fator de compensação de acoplamento mútuo de sequência zero.
$k_p$	Porcentagem de suplementação da tensão de falta.
$S$	Potência aparente vista pelo relé.
$P$	Potência ativa vista pelo relé.
$Q$	Potência reativa vista pelo relé.

$\theta_R$	Ângulo da impedância aparente vista pelo relé.
$\theta_{L1}$	Ângulo da impedância de sequência positiva da linha de transmissão.
$\varphi$	Diferença das fases dos fasores $\bar{V}_{op}$ e $\bar{V}_{pol}$ no comparador de fase do relé.
$\tau$	Constante de decaimento da componente DC.
$\alpha$	Inverso da constante de decaimento: $1/\tau$ .
$d$	Fator de compensação utilizado no algoritmo de Chen.
$T_2$	Tempo de atraso da atuação da segunda zona de proteção do relé.
$T_3$	Tempo de atraso da atuação da terceira zona de proteção do relé.
$\omega_p$	Frequência limite da faixa de passagem de um filtro analógico.
$\omega_s$	Frequência limite da faixa de corte de um filtro analógico.
$\omega_c$	Frequência de corte de um filtro analógico.
$\delta_1$	Tolerância na faixa de passagem de um filtro analógico.
$\delta_2$	Tolerância na faixa de corte de um filtro analógico.
$H(j\omega)$	Resposta em frequência de um sinal.
$x(t)$	Sinal no domínio do tempo contínuo.
$f$	Frequência fundamental do sinal.
$T$	Período fundamental do sinal.
$\omega$	Frequência angular fundamental do sinal.
$f_s$	Frequência de amostragem do sinal.
$\Delta t$	Passo de amostragem dos sinais.
$t_k$	Tempo de amostragem dos sinais.
$p$	Ordem da componente harmônica do sinal.
$Y_{cp}$	Parte real da $n$ -ésima harmônica do sinal.

$Y_{sp}$	Parte imaginária da $n$ -ésima harmônica do sinal.
$A_0$	Amplitude da componente DC do sinal.
$A_p$	Amplitude do fasor da $n$ -ésima harmônica do sinal.
$\varphi_p$	Fase do fasor da $n$ -ésima harmônica do sinal.
$x_k$	$k$ -ésima amostra do sinal $x(t)$ no domínio do tempo discreto.
$PS_1$	Somatório das amostras ímpares dentro de uma janela de ciclo do sinal.
$PS_2$	Somatório das amostras pares dentro de uma janela de ciclo do sinal.
$  \cdot  $	Operador matemático que retorna o valor absoluto de um número complexo.
$j$	Operador matemático de representação de números complexos.
$a$	Operador matemático complexo usado na transformação em componentes simétricas ( $a = 1 \angle 90^\circ$ ).

# *Glossário*

CHESF	Companhia Hidroelétrica do São Francisco.
COPELE	Coordenação da pós-graduação em Engenharia Elétrica.
SEP	Sistema Elétrico de Potência.
SIN	Sistema Interligado Nacional.
RTDS <sup>TM</sup>	Do inglês, <i>Real Time Digital Simulator</i> .
RSCAD	Pacote de Softwares da empresa RTDS <sup>TM</sup> que configura todos o sistema elétrico simulado.
EMTP	<i>Electromagnetic Transients Program</i> .
LT	Linha de Transmissão.
SOE	Sequencia de Eventos, do inglês, <i>Sequence of Events</i> .
GPS	Sistema de georeferenciamento global, do inglês, <i>Global Position System</i> .
DNP3	Padrão de comunicação serial muito utilizada entre subestações e Centros de controle.
NTP	Protocolo de sincronismo via ethernet. Do inglês, Network Time Protocol.
DCF77	Sinal de rádio para sincronismo usado principalmente na Europa.
ROM	Memória utilizada para leitura de dados que não podem ser apagados quando o dispositivo perde alimentação elétrica.

RAM	Memória utilizada para leitura rápida de dados, que são perdidos quando o dispositivo perde alimentação elétrica.
SE	Subestação.
PLD	Subestação Pilões II.
CGD	Subestação Campina Grande II.
STD	Subestação Santa Cruz II.
DC	Do inglês, <i>Direct Current</i> .
POTT	Esquema de teleproteção. Do inglês, <i>Permissive Overreach Transfer Trip</i> .
PUTT	<i>Permissive Underreach Transfer Trip</i> .
DUTT	<i>Direct Underreach Transfer Trip</i> .
DCB	<i>Directional Comparison Blocking</i> .
DUCB	<i>Directional Comparison UnBlocking</i> .
A/D	Analógico Digital.
IED	<i>Intelligent Electronic Device</i> .
TC	Transformador de corrente para instrumento.
TPI	Transformador de potencial indutivo para instrumento.
TPC	Transformador de potencial capacitivo para instrumento.
ONS	Operador Nacional do Sistema.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> .
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> .
SDFT	<i>Smart Discret Fourier Transform</i> .
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica da Eletrobrás.

ANAFAS	Programa computacional para análise de curtos-circuitos de propriedade do CEPEL.
TNA	<i>Transient Network Analyser.</i>
GTDI	Placa de entrada de sinais digitais no RTDS <sup>TM</sup> .
GTAO	Placa de saída de sinais analógicos no RTDS <sup>TM</sup> .
ABB	Asea Brown Boveri.

# 1 *Introdução*

## 1.1 Contextualização do Tema

Os sistemas elétricos de potência (SEP) têm evoluído de pequenos sistemas isolados para os de grande porte cuja operação é feita de forma interligada, processo este que vem ocorrendo gradativamente nas últimas décadas em todo mundo. No Brasil seu efeito também é percebido no chamado Sistema Interligado Nacional (SIN). Apesar das vantagens desse tipo de operação, há uma grande sinergia entre os diferentes subsistemas, de tal forma que distúrbios se propagam rapidamente pela rede (PAITHANKAR; BHIDE, 2004). Isso aliado ao grande aumento de demanda por energia elétrica das últimas décadas tornou a operação e controle dessa grande “máquina” uma tarefa difícil e complicada. Requisitos como qualidade, confiabilidade, continuidade e eficiência são cada vez mais indispensáveis em um mercado exigente cuja regulamentação governamental, marcada pela Lei10848 (2004), torna a operação desse sistema cada vez mais rigorosa.

Tentando atender todas as demandas técnicas que a operação e proteção de grandes sistemas interligados acarreta, engenheiros desenvolvem uma gama de equipamentos cada vez mais modernos, que possibilitam gerar, transmitir e distribuir energia elétrica com maior eficiência. Dentre esses estão os relés de proteção, cuja tarefa é detectar e reagir contra faltas no sistema elétrico, buscando aumento da vida útil dos equipamentos e eliminação do defeito no menor tempo possível mitigando eventuais distúrbios na rede.

Na maioria das ocorrências, as faltas no SEP são de origem mecânica, atmosférica ou térmica, atingindo diversos componentes: linhas de transmissão, reatores, transformadores de potência e de instrumentos, etc. Dentre os elementos susceptíveis à faltas, as linhas de transmissão são os que possuem as maiores e mais expressivas taxas de falhas, daí a necessidade de instalar equipamentos de proteção confiáveis e precisos como os relés de proteção de distância, tipo mais utilizado (ZIEGLER, 1999). Evoluindo com o tempo e chegando hoje aos relés digitais, ou microprocessados, estes dispositivos possuem, além

de grande importância, diversos componentes tecnológicos que concentram conhecimento de várias áreas da engenharia além daquele em proteção de sistemas elétricos.

Blocos de processamento de sinal analógico e digital, transformadores auxiliares, armazenamento de dados, interface com usuário e processador são alguns dos componentes de um relé microprocessado. Todavia, é na lógica de proteção e o bloco de estimação fasorial que se concentra grande parte do conhecimento específico e portanto, se constituem os blocos funcionais de um relé microprocessado com expectativa de alto desempenho, sendo guardado como segredo industrial pelos fabricantes de relés.

O bloco de estimação fasorial, ou alternativamente chamado de filtragem digital, tem grande importância pois a determinação dos fasores na frequência fundamental é requisito essencial dos algoritmos de proteção. Entretanto, os sinais do sistema elétrico submetidos a esse bloco durante a operação do relé no sistema elétrico, podem conter além da frequência fundamental, harmônicas, componente DC (do inglês, *Direct Current*) além de ruídos e distorções. A depender do algoritmo de estimação fasorial utilizado, essas alterações no sinal podem influenciar sobremaneira o resultado desse bloco.

Como visto, o relé de proteção de distância microprocessado configura-se um equipamento complexo que envolve do projeto à sua confecção, diversas etapas do conhecimento da engenharia.

## 1.2 Motivação

O conhecimento das etapas de processamento interno em um relé microprocessado, bem como a influência das mesmas na identificação de faltas em uma LT configura-se um dos principais questionamentos que um engenheiro de proteção encontra durante certos momentos da execução de sua atividade.

Determinadas condições de operação do SEP, a ocorrência de uma condição não prevista pelos engenheiros que projetaram o relé ou mesmo uma limitação tecnológica da época de fabricação dos equipamentos são fatores que, separadamente ou combinados podem acarretar um risco de atuação indevida de determinados dispositivos de proteção ou ainda a sua não atuação. Dessa maneira, a confecção de um algoritmo de proteção envolve dificuldades e etapas que, se bem descritas e determinadas, facilitariam o entendimento e poderiam sugerir melhorias de futuras implementações em diversas etapas internas, como por exemplo, na etapa de estimação fasorial.

Uma vez modelados e precisamente descritos os blocos funcionais de um relé de proteção, deve ser elaborada uma forma de testá-los para assim verificar seu correto funcionamento e compatibilidade com algoritmos de proteção utilizados em relés de proteção de distância. Para isso, faz-se necessário uso de ferramentas e materiais para montagem de uma bancada de testes onde devem ser utilizados equipamentos de alta tecnologia e desempenho, como é o caso de um simulador digital em tempo real, o RTDS<sup>TM</sup>. De forma genérica, simuladores em tempo real podem modelar internamente um sistema elétrico de potência, os blocos de lógica de proteção de distância e ainda conectar todo esse sistema a um relé disponível no mercado, sendo possível realizar comparações dessas partes entre si.

### 1.3 Objetivos

Objetivo desse trabalho é analisar e comparar lógicas de proteção utilizadas em relés de distância comercializados atualmente no mercado, e algoritmos de estimação fasorial empregados em relés microprocessados. Para isso, objetivos específicos precisam ser alcançados:

- Montagem de bancada de testes com uso de um relé real, de modo que a atuação seja registrada no RTDS<sup>TM</sup> para fins de comparação do tempo de atuação.
- Estudar e projetar algoritmo de proteção de um relé de distância contendo todas as etapas previstas para identificação de uma falta;
- Detalhar etapas necessárias para testes de um algoritmo de proteção com uso do RTDS<sup>TM</sup>;
- Com uso de componentes com parâmetros reais, modelar sistema elétrico simplificado para execução de testes os mais reais possíveis;

### 1.4 Organização do Texto

Esta dissertação está organizada em sete capítulos, com a seguinte divisão de temas:

- No capítulo dois, apresenta-se uma revisão bibliográfica do estado arte do uso de algoritmos de proteção em sistemas computacionais práticos e a evolução dos algoritmos de estimação fasorial;
- O capítulo três trata dos fundamentos da proteção de distância com seus conceitos e formulação matemática. Nesse capítulo são ainda descritas técnicas usualmente utilizadas em relés de proteção;
- No capítulo quatro são apresentados os detalhes para confecção dos algoritmos de estimação fasorial, no qual é realizado o equacionamento daqueles mais importantes, e possivelmente aplicados em relés;
- Os materiais e métodos utilizados para testes são descritos em suas etapas no capítulo cinco. São apresentadas ainda as etapas necessárias para modelagem do sistema elétrico e dos algoritmos de proteção utilizando as ferramentas do RSCAD;
- No capítulo seis são relatadas os resultados obtidos, quando foram comparados os tempos de atuação dos algoritmos implementados e do relé de distância;
- O capítulo sete é de conclusões e propostas para trabalhos futuros.

## *2 Revisão Bibliográfica*

Uma revisão bibliográfica dos algoritmos de estimação fasorial passa necessariamente pela evolução da própria proteção de distância em relés microprocessados, que teve início com o surgimento dos computadores. Atrelado ao longo caminho percorrido pela indústria dos computadores no aprimoramento do seu hardware e tecnologia, com significativos avanços, os algoritmos de estimação fasorial evoluíram com mesma velocidade e em caminhos paralelos.

### **2.1 Evolução dos Algoritmos Estimadores de Fazor em Relés de Distância**

Os primeiros computadores microprocessados utilizados com a finalidade de cálculo de fasores para uso em algoritmos de proteção, datam do final da década de 60. Como precursor nessa área, o trabalho de McLaren & McConnach (1965) utilizou pela primeira vez algoritmos numéricos aplicados aos sistemas de potência. Entretanto, nos trabalhos de Rockefeller (1969) e Morrison & Mann (1971) foram registrados os principais pontos de estudo e aperfeiçoamento de relé digital, detalhando etapas importantes no processamento dos sinais de corrente e tensão, bem como as dificuldades que foram observadas na época como: programação em tempo real, processadores de baixo desempenho e hardware incipiente para executar o processo de digitalização dos sinais analógicos e que suportassem as intempéries de um ambiente hostil como aquele das subestações elétricas. Do trabalho de Rockefeller (1969) surgiu o primeiro relé microprocessado, comercializado pela Westinghouse, de proteção de distância, o Prodar 70.

Durante as décadas de 60 e 70, com a evolução dos componentes eletrônicos, os computadores tornaram-se mais robustos e com maior capacidade de processamento e armazenamento. Em Phadke & Ibrahim (1976) foi descrito o estudo com testes de um computador real aplicado em uma subestação. Apesar de ter sido demonstrado que o uso de com-

putadores em subestações seria uma solução viável, ainda foram encontrados problemas relacionados com a baixa velocidade computacional dos processadores. Essa dificuldade foi contornada parcialmente com o uso da transformada de Fourier, que não necessita de alta taxa de amostragem para uma filtragem de harmônicos satisfatória. Além disso, a componente DC de decaimento exponencial mostrou-se como um problema que necessitaria de estudos aprofundados e com possível solução no desenvolvimento de algoritmos e técnicas melhoradas de estimação fasorial. Mostrou-se ainda que a precisão e velocidade dos algoritmos de estimação são vitais para relés digitais baseados em fasores.

McLaren & Kuffel (1991) relata a utilização pela primeira vez de um simulador em tempo real para testes de um relé de proteção comercializado. Wilson & Nordstorm (1993) modela um relé de distância em um programa do tipo EMTP (Electromagnetic Transients Program), comparando os resultados com aqueles obtidos por um relé real e evidenciando-se as vantagens de realizar testes comparativos de algoritmos de proteção e relés. Entretanto, em nenhum desses trabalhos foram testados diferentes algoritmos de estimação fasorial comparando-se seu desempenho com o de um relé.

A partir dos primeiros trabalhos que implementam relés de distância em computadores, têm-se a importância do estudo e desenvolvimento dos algoritmos de estimação fasorial e de lógicas de proteção que possibilitem a obtenção de fasores com precisão e velocidade solicitadas pelas regras e exigência do sistema elétrico.

## 2.2 Algoritmos de Estimação Fasorial

Morrison & Mann (1971) estudou a estimação fasorial utilizando a derivada primeira do sinal amostrado, percebendo grande influência da componente DC. Rockefeller & Udren (1972) propôs o uso da primeira e segunda derivadas para estimação fasorial, demonstrando uma maior eliminação da componente DC. Entretanto, essa técnica sofre influência de componentes de alta frequência que surgem durante a ocorrência de faltas.

O algoritmo de Fourier tem sido amplamente estudado com a finalidade de estimação fasorial desde a década de 70, destacando-se McLaren & Redfern (1975) e Phadke & Ibrahim (1977), que apresentaram trabalhos utilizando o algoritmo de Fourier de ciclo completo, demonstrando sua eficácia na eliminação de harmônicas e uma menor influência da componente DC.

A técnica dos mínimos quadrados e o filtro de Kalman foram inicialmente estuda-

dos em Baribeau & Sachdev (1979) e Girgis (1982), respectivamente. A primeira obteve bons resultados, mas condicionada à aproximação da componente DC pelos dois primeiros termos da sua representação em série de Taylor. No segundo, utilizou-se um algoritmo recursivo baseado no filtro de Kalman para proteção de linhas. Essa técnica mostrou algumas desvantagens como a necessidade do conhecimento prévio da constante de decaimento da componente DC do sinal e das estatísticas de ruídos.

Schweitzer & Hou (1993) foi proposto o filtro cosseno baseado na parcela real do filtro de Fourier. Esse filtro utiliza uma parcela real do filtro de Fourier atual e outra defasada um quarto de ciclo, demonstrando melhores resultados que os algoritmos de Fourier, Kalman, Walsh e mínimos quadrados sob aspecto da eliminação da componente DC. Entretanto, em algumas situações, pode ocasionar um atraso de até um quarto de ciclo quando comparado ao algoritmo de Fourier de um ciclo.

No trabalho de Benmouyal (1995) propõe-se um filtro mímico para remoção da componente DC. Essa técnica obteve melhores resultados que os algoritmos de Fourier, Cosseno e mínimos quadrados, mas baseia-se no conhecimento prévio da constante de decaimento da componente DC, sendo essa a sua principal desvantagem. Mesmo assim, tornou-se referência para comparação com algoritmos desenvolvidos posteriormente. Recentemente, o estudo da estimação fasorial tem sido alvo de pesquisas fazendo uso de novas técnicas, tais como: wavelets (SILVA *et al.*, 2008), redes neurais e árvores de decisão (PHADKE; THORP, 2009). Outras ainda envolvem estratégias aprimoradas de eliminação da componente DC de decaimento exponencial com uso de filtros mímicos adaptativos (SILVA, 2009). Contudo, as técnicas baseadas na análise da transformada discreta de Fourier ainda são as mais populares e mais utilizadas (PHADKE; THORP, 2009).

Com base no filtro cosseno em Schweitzer & Hou (1993), Hart & Smith (2000) desenvolveu, sob patente da empresa ASEA Brown Boveri (ABB), uma formulação chamada de filtro cosseno modificado. Nela, o retardo para obtenção do fasor não é mais de um quarto de ciclo, mas de apenas uma amostra. Com isso, para amostragens superiores a 240 Hz obtêm-se maior velocidade na estimação de fasores, mantendo as características de eliminação da componente DC de decaimento exponencial do filtro cosseno.

Guo & Kezunovic (2003) foi analisado o efeito da componente DC, apresentando uma forma de eliminação a partir da análise por meio de somas parciais das amostras em um ciclo. De fato, os resultados obtidos pelos autores são bons e têm o tempo de resposta fixado em 1 ciclo, mas necessitam de aproximações para a curva de decaimento exponencial. Tais aproximações resultaram no desenvolvimento de três algoritmos com

uso de aproximações da curva de decaimento; todos eles bem demonstrados no artigo. Ao algoritmo desenvolvido, os autores deram o nome de Transformada de Fourier Discreta Aperfeiçoada, do inglês *Discret Fourier Transform Improved*.

Chen & Liu (2006) foi desenvolvido um algoritmo, baseado nos estudos de Yang & Liu (2000), o algoritmo no qual, com uso de técnica recursiva, utiliza 3 cálculos consecutivos da transformada discreta de Fourier para eliminação da componente DC de decaimento exponencial. Os autores obtêm resultados muito bons, entretanto necessitam de um tempo de 1 ciclo mais 3 amostras para obtenção do fasor.

## 2.3 Tabela com Resumo das Referências

Na Tabela 2.1 foi resumido o conjunto de citações bibliográficas importantes para elaboração dessa dissertação. Sendo selecionados como mais relevantes sobre o tema os trabalhos de Schweitzer & Hou (1993), Hart & Smith (2000) , Guo & Kezunovic (2003) e Chen & Liu (2006).

## 2.4 Resumo

Neste capítulo foi abordado o histórico da evolução dos algoritmos de estimação fasorial e seu paralelo com a evolução dos próprios relés microprocessados, mostrando que o estudo dos algoritmos sempre percorreu um caminho lado a lado com o estudo dos microprocessadores no sistema elétrico.

A evolução dos algoritmos e estimação fasorial passou pelo estudo de diversas técnicas, sendo a de Fourier a mais utilizada ainda nos dias atuais.

Observou-se ainda que o comprometimento entre capacidade de processamento, velocidade e precisão de atuação ponderam cada uma das técnicas, sendo necessário estudos e testes para possibilitar a identificação individual das suas vantagens e desvantagens.

Tabela 2.1: Resumo da revisão bibliográfica.

<b>Ano</b>	<b>Autor</b>	<b>Técnica empregada</b>
1965	McLaren & McConnach	Algoritmos Numéricos
1969	Rockefeller	Janelas Curtas
1971	Morrison & Mann	Equações Diferenciais
1975	McLaren & RedFern	Filtro de Fourier
1976	Phadke & Ibrahim	Filtro de Fourier
1977	Phadke & Ibrahim	Filtro de Fourier
1979	Baribeau & Sachdev	Mínimos Quadrados
1982	Girgis	Filtro de Kalman
1988	Girgis & Makram	Filtro de Kalman
1993	Schweitzer & Hou	Filtro de Fourier
1993	Wilson & Nordstorm	Filtro de Fourier
1995	Benmouyal	Filtro de Fourier
2000	Hart & Smith	Filtro de Fourier
2003	Guo & Kezunovic	Filtro de Fourier
2006	Chen & Liu	Filtro de Fourier
2008	Silva <i>et al.</i>	Transformada Wavelet

# 3 *Fundamentos da Proteção de Distância*

## 3.1 Princípios de Operação

O relé de distância, que teve seus primeiros exemplares postos em operação ao final da década de 20 (EDSON, 1921; GEORGE, 1930), tem como base de funcionamento, a determinação contínua da impedância vista pelos terminais do relé. Ele é assim chamado, por comparar, indiretamente, os valores medidos de impedância de falta de sequência positiva no ponto onde está instalado, com os valores ajustados da impedância total de sequência positiva da linha de transmissão por ele protegida. Assim, para uma correta atuação, o relé de distância deve medir corretamente a impedância levando em consideração diversas situações como tipo de falta, fases envolvidas, resistência de falta, acoplamento mútuo entre linhas, carregamento pré-falta, fontes intermediárias e a presença de compensação série instalada na linha de transmissão.

O relé de distância evoluiu passando pelo de construção eletromecânica, de tecnologia estática e chegando, nos dias atuais, ao relé numérico microprocessado. Mas, independente de sua construção, de maneira geral, um relé de distância é normalmente caracterizado pelo seu diagrama  $R$ - $X$ , mostrado na Figura 3.1, em que “ $R$ ” significa resistência aparente vista pelo relé e é representada pelo eixo das abscissas, enquanto “ $X$ ” significa a reatância aparente vista pelo relé, sendo representada pelo eixo das ordenadas.

Uma outra característica dos relés de distância é sua capacidade de seletividade por zonas de atuação. Na maioria dos relés disponíveis no mercado, as zonas de atuação podem ser divididas, em ordem crescente de distância, em zonas 1, 2, 3 e 4, sendo essa última normalmente ajustada para faltas à montante da posição onde está instalado o relé. A atuação de cada uma das zonas de proteção está ligada, em muitos casos, a esquemas de teleproteção que levam o relé de distância a operar de maneira mais precisa e rápida. Existem alguns esquemas de teleproteção descritos no Apêndice B, sendo o

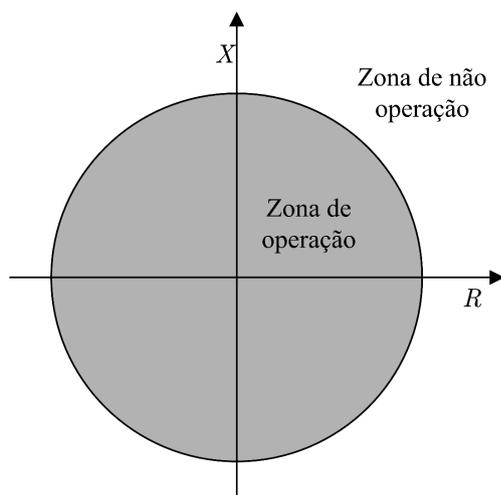


Figura 3.1: Característica de um relé de distância - Diagrama  $R \times X$ .

disparo permissivo por sobre-alcance, POTT, do inglês *Permissive Overreach Transfer Trip*, um dos mais utilizados.

A impedância estimada, dependendo do ajuste, pode ou não fazer o relé atuar, de modo a enviar um comando de disparo (do inglês, *trip*) para os disjuntores locais da linha de transmissão. Para que isso ocorra, a impedância estimada precisa estar em uma zona de operação. Nessa etapa, o relé pode sobre ou sub alcançar a falta, ou, em outras palavras, atuar para uma falta localizada fora da zona de atuação ou não atuar para uma falta dentro da zona de atuação, respectivamente. Essa zona de operação, representada por um diagrama de impedância, pode variar dependendo do ajuste desejado, algoritmo de proteção e das condições do sistema elétrico ao qual o relé de distância se encontra instalado.

## 3.2 Medição de Impedância

Um relé de distância pode observar durante sua operação, até dez tipos diferentes de faltas, a saber:

- Trifásica: A-B-C;
- Entre fases: A-B, A-C e B-C;
- Fase-fase-terra: A-B-T, A-C-T e B-C-T; e
- Fase-terra: A-T, B-T e C-T.

Para monitorar e calcular corretamente a impedância de falta presente em cada um dos tipos de falta, se faz necessário medir a impedância de sequência positiva, única presente em todos os tipos de falta possíveis. No Apêndice A, os cálculos para obtenção das impedâncias para todos os tipos de falta são detalhados.

Para o cálculo da impedância em um sistema não radial, será tomado como base a Figura 3.2, onde dois sistemas representados pelos seus equivalentes, em  $A$  e em  $B$ , e pela impedância de transferência  $Z_t$ , são conectados pela linha de transmissão  $L$ , quando um curto-circuito ocorre na linha em  $F$ . Um relé de distância está instalado no terminal  $A$  da linha de transmissão, medindo correntes e tensões da linha. As variáveis no sistema são:

- $Z_{sa}$  impedância do equivalente na barra  $A$ ;
- $hZ_L$  impedância de linha, da barra  $A$  até o ponto de falta  $F$ ;
- $Z_{sb}$  impedância do equivalente em  $B$ ;
- $(1-h)Z_L$  impedância de linha, da barra  $B$  até o ponto de falta  $F$ ;
- $Z_f$  impedância de falta;
- $Z_t$  impedância de transferência entre os equivalentes em  $A$  e  $B$ ;
- $\bar{V}_r$  e  $\bar{I}_r$  fasores de tensão e corrente medidos pelo relé de distância, respectivamente;
- $h$  fração da LT entre o terminal no qual está instalado o relé e o local da falta  $F$ .

Nos cálculos das correntes de curto-circuito, o interesse inicial se concentrou nas correntes de falta. Assim, o circuito da Figura 3.2 pode ser re-arranjado como aquele mostrado na Figura 3.3, sendo  $S_{eq}$  a tensão equivalente de pré-falta no sistema.

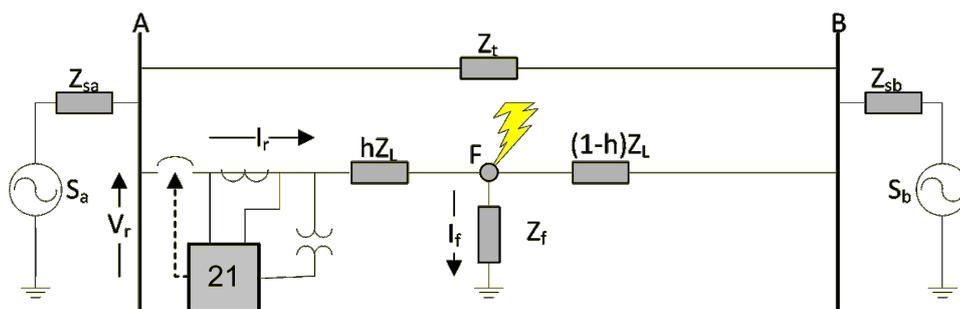


Figura 3.2: Circuito não radial para cálculo de impedâncias vista pelo relé de distância.

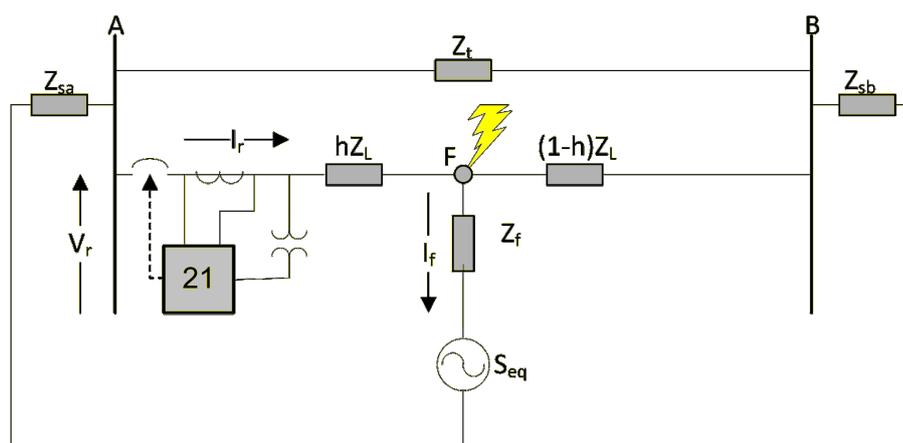


Figura 3.3: Circuito Equivalente com fonte única.

O cálculo das impedâncias para todos os tipos de falta é extenso e está reservado no Apêndice A, onde o leitor mais interessado pode encontrá-lo. Desse cálculo, pode ser observado que impedância de sequência positiva está sempre presente em todos os tipos de faltas, sendo essa a impedância utilizada para medições comparativas entre a distância da falta e o comprimento da linha. De fato, para linhas perfeitamente transpostas, a impedância sequência positiva depende exclusivamente da distribuição espacial e da características dos condutores, diferente da impedância de sequência zero que depende da resistividade do solo.

### 3.3 Diagrama R-X

O diagrama R-X é um plano complexo formado pela parte real R, e imaginária X, da impedância Z em estudo. É utilizado tanto para representar a característica de operação de relés de distância, como componentes do sistema elétrico, resistência de faltas e pontos de operação.

Para faltas francas, o lugar geométrico que representa a impedância vista pelo relé distância é um segmento de reta, como mostrado na Figura 3.4(a), proporcional à impedância de sequência positiva da linha. Quando a resistência de falta se faz presente, o lugar geométrico no plano R-X não representa mais apenas a impedância de sequência positiva entre o relé e o ponto de falta, como pode ser observado pela Figura 3.4(b), mas uma combinação dessa com a resistência de falta.

<sup>0</sup>O *loop* fase-fase monitora tanto falta fase-fase, quanto faltas fase-fase-terra.

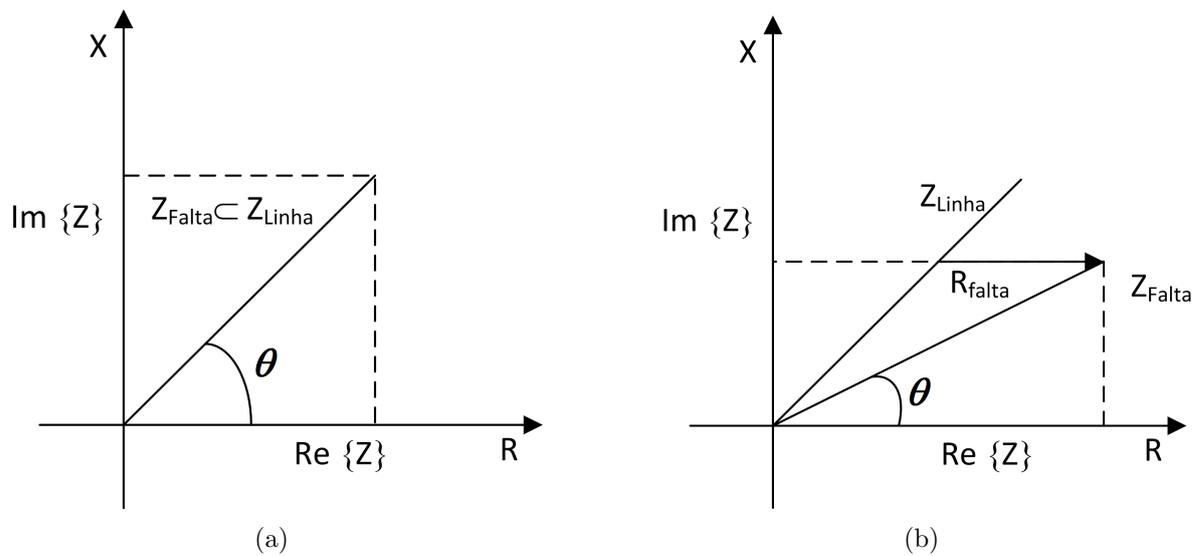


Figura 3.4: Diagramas de impedância R-X: (a) sem existência de resistência de falta, (b) com existência de resistência de falta.

### 3.4 Características de Atuação

O relé de distância deve operar sempre que a impedância vista por ele entrar em uma zona de operação do plano R-X. Para isso, o relé deve comparar valores medidos com aqueles calculados internamente.

Basicamente, a comparação se faz a partir da defasagem ou da relação de amplitude entre os dois sinais, distinguindo-se uma operação normal e uma com falta/defeito.

O comparador pode ser ajustado para permitir a atuação em situações desejadas como o alcance e direção da falta, além de casos com presença de resistência de falta. Conforme o ajuste dado, é formada uma região de operação no plano R-X, à qual dá-se nomes conforme o desenho no plano. Dentre os tipos de características mais comuns, podem ser citadas a de impedância e Mho.

#### 3.4.1 Característica de Impedância

Nessa característica de atuação, o relé de distância compara os valores de amplitude de impedância entre um valor constante e ajustado,  $Z$ , com aquele da impedância medida continuamente. Se o valor medido for menor que o ajustado, o relé opera. Caso contrário, não opera. É uma característica não direcional, conforme pode ser visto na Figura 3.5(a), pois atua em faltas ocorridas nas duas direções em relação ao ponto da linha no qual está instalado o relé de distância. Pode ser combinado com um relé de direcionalidade,

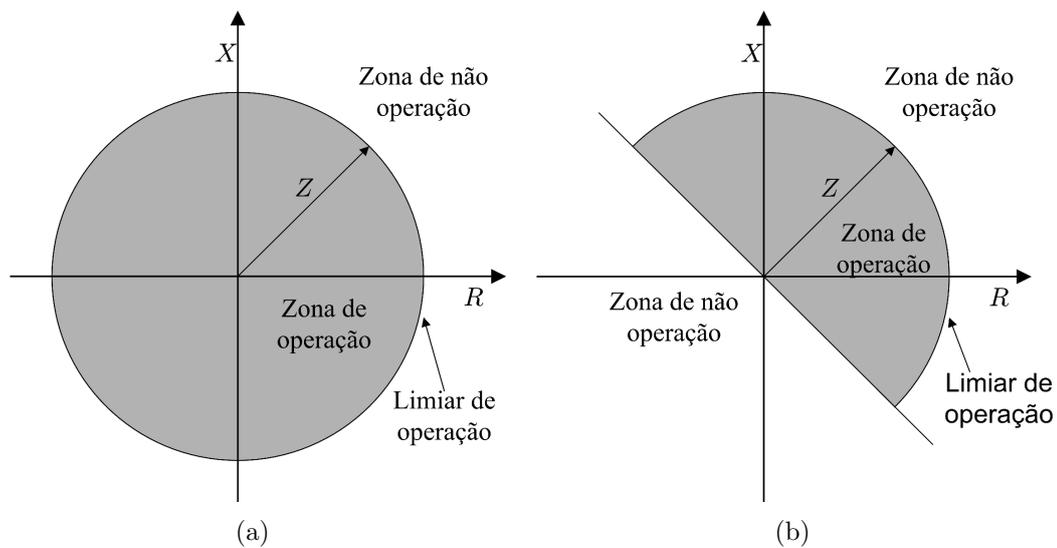


Figura 3.5: Característica de operação do tipo Impedância: (a) sem direcionalidade, (b) com direcionalidade.

passando a associar essa característica com o comparador de impedância, conforme a Figura 3.5(b).

### 3.4.2 Característica Mho

A característica de atuação do tipo Mho é a mais difundida, sendo aplicada desde os relés estáticos. Suas vantagens têm sido bastante exploradas, o que a fez ser usada ainda hoje nos relés digitais (ZIEGLER, 1999). Dentre essas vantagens podem ser citadas:

- Alcance finito;
- Direcionalidade;
- Boa acomodação de resistência de faltas; e
- Menor sensibilidade às oscilações de potência.

Na característica Mho, o relé realiza a comparação de fase ou módulo entre fasores de tensão de operação  $\bar{V}_{op}$  e polarização  $\bar{V}_{pol}$ , decidindo sobre a presença de uma falta. Os parâmetros utilizados nessa comparação determinam a forma, tamanho e posição da característica de operação do relé.

Sob a óptica da forma de comparação da fase, a característica Mho pode ser dividida conforme seções que seguem.

### 3.4.3 Mho Autopolarizada

Na característica Mho autopolarizada, a tensão de polarização,  $\bar{V}_{pol}$ , é tomada como a própria tensão medida pelo relé: fase sob falta. E a tensão de operação,  $\bar{V}_{op}$ , como a diferença entre a corrente medida  $\bar{I}_R$  vezes impedância de referência  $Z_{ref}$  e a tensão medida  $\bar{V}_R$ , ou seja,

$$\bar{V}_{op} = Z_{ref}\bar{I}_R - \bar{V}_R \quad (3.1a)$$

$$\bar{V}_{pol} = \bar{V}_R. \quad (3.1b)$$

Em que  $\bar{V}_R$  e  $\bar{I}_R$  são alterados dependendo da unidade de medição, ou *loop*, conforme Tabela 3.1, e  $Z_{ref}$  é a impedância de referência, podendo ser calculada por:

$$Z_{ref} = \frac{h|Z_{L1}|}{\cos(\theta_{L1} - \tau)}. \quad (3.2)$$

Sendo  $h$  a percentagem do comprimento da LT a ser protegida e  $\tau$  o ângulo de projeção da característica Mho, ou ângulo de máximo torque. Nos relés eletromecânicos esse ângulo era projetado para ser igual ao ângulo da linha  $\theta_{L1}$ . Mas, visando uma melhor cobertura para resistências de falta, com frequência era ajustado para ser menor.

Para operar, o relé detecta uma falta se a seguinte condição é satisfeita

$$-90^\circ < \varphi < 90^\circ \quad (3.3)$$

onde  $\varphi$  é a diferença de fases entre os fasores  $\bar{V}_{pol}$  e  $\bar{V}_{op}$ . O conjunto de pontos formado pelos cálculos acima descritos forma uma característica circular cujo raio externo corresponde diretamente à impedância de referência ajustada na característica Mho. Exemplo

Tabela 3.1: Tensões e correntes medidas nos loops.

Unidade de medição	$V_R$	$I_R$
$Z_{at}$	$\bar{V}_a$	$\bar{I}_a$
$Z_{bt}$	$\bar{V}_b$	$\bar{I}_b$
$Z_{ct}$	$\bar{V}_c$	$\bar{I}_c$
$Z_{ab}$	$\bar{V}_{ab}$	$\bar{I}_{ab}$
$Z_{bc}$	$\bar{V}_{bc}$	$\bar{I}_{bc}$
$Z_{ca}$	$\bar{V}_{ca}$	$\bar{I}_{ca}$

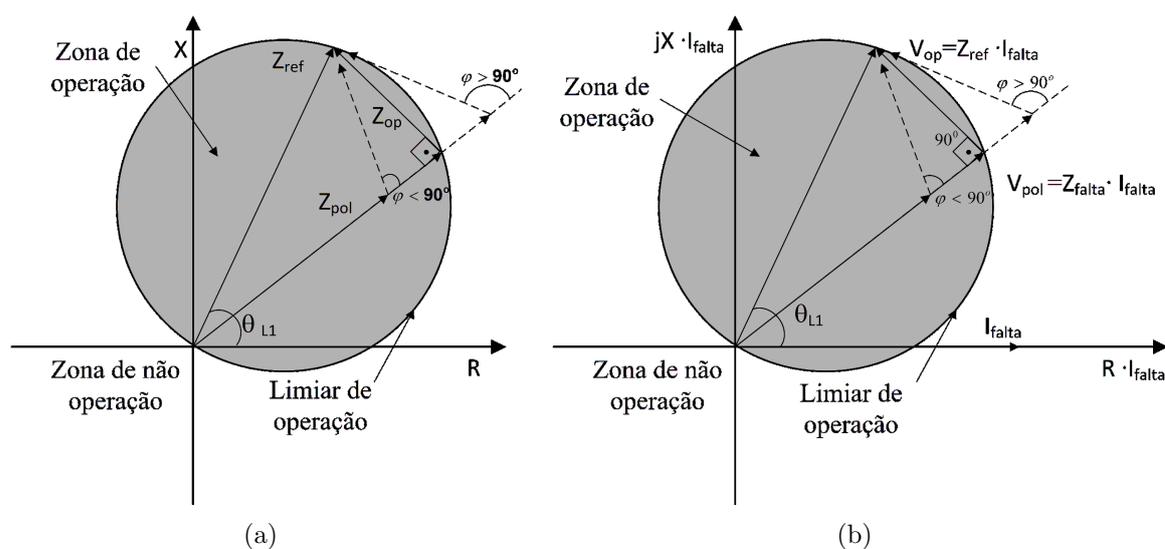


Figura 3.6: Característica de operação do tipo Mho autopolarizada: (a) diagrama R-X, (b) diagrama de Tensões.

dessa característica pode ser vista na Figura 3.4.3.

Pode ser observado que a característica Mho autopolarizada tem como principal vantagem, em relação à característica por impedância, ser inerentemente direcional, atuando apenas para faltas a jusante da linha (direção direta), e não para aquelas a montante (direção reversa). Porém, para faltas próximas ao terminal da linha onde se encontra instalado o relé de distância, a tensão observada pelo relé de distância aproxima-se de zero. Nesse caso, o relé que emprega uma característica Mho autopolarizada, perde direcionalidade da falta, podendo atuar para faltas a jusante ou montante da linha. Para linhas com compensação série, ainda pode ocorrer a situação de faltas a jusante não sensibilizarem o relé que emprega a característica descrita acima, devido à impedância capacitiva da compensação, eminentemente negativa (ZIEGLER, 1999).

### 3.4.4 Mho Polarizada

Na tentativa de contornar os problemas encontrados na característica Mho autopolarizada, empregam-se a característica Mho polarizada, em que a tensão de polarização passa a ser calculada como a combinação das parcelas da tensão  $\bar{V}_R$  mais uma suplementação que depende do tipo de polarização utilizada. Na seções que seguem são abordadas as polarizações do tipo cruzada e por memória de tensão.

### Polarização Cruzada

Na polarização cruzada, a tensão de suplementação é oriunda de uma tensão em quadratura não afetada pelo defeito em si. Por exemplo, para uma falta envolvendo as fases BC, utiliza-se como suplementação a tensão em quadratura formada por  $\bar{V}_{ca} - \bar{V}_{ab}$ . Na Figura 3.4.4 se tem exemplos de tensões de suplementação para dois tipos de falta.

Na Tabela 3.2 são indicadas as tensões de suplementação que devem ser adotadas para cada um dos tipos de falta.

A expressão da tensão de polarização é a seguinte:

$$\bar{V}_{pol} = (1 - k_p) \cdot \bar{V}_R + \frac{k_p j \cdot \bar{V}_{supl}}{\sqrt{3}}, \quad (3.4)$$

sendo  $k_p$  um fator que depende do nível de suplementação desejada (ZIEGLER, 1999).

A característica de polarização cruzada traz as vantagens de direcionalidade e melhor alcance a resistência de falta já discutidas em relação à Mho autopolarizada. Porém, para faltas trifásicas não existe fase sã que possa ser utilizada como tensão de suplementação. Nesse caso, se faz necessário o uso da tensão de polarização com memória vista na seção seguinte.

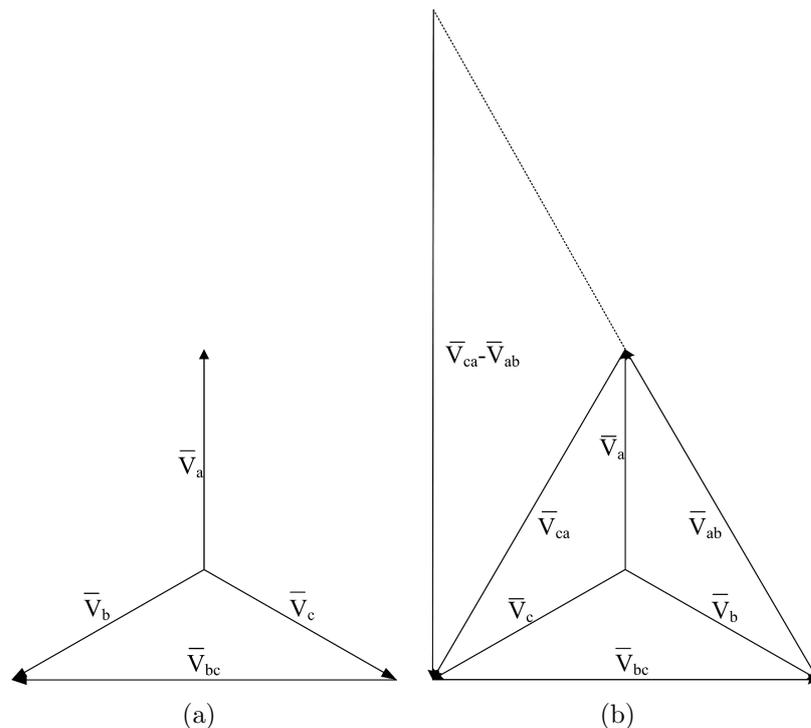


Figura 3.7: Tensões de suplementação utilizadas para dois tipos de falta: (a) Falta AT. Suplementação:  $\bar{V}_{bc}$ , (b) Falta BC. Suplementação:  $\bar{V}_{ca} - \bar{V}_{ab}$ .

Tabela 3.2: Tensões de polarização cruzada tomadas a partir da unidade de medição sensibilizada.

Unidade de medição	Tensão ortogonal medida
$Z_{at}$	$\bar{V}_{bc}$
$Z_{bt}$	$\bar{V}_{ca}$
$Z_{ct}$	$\bar{V}_{ab}$
$Z_{ab}$	$\bar{V}_{bc} - \bar{V}_{ca}$
$Z_{bc}$	$\bar{V}_{ca} - \bar{V}_{ab}$
$Z_{ca}$	$\bar{V}_{ab} - \bar{V}_{bc}$

### Mho Polarizada com Memória

Na característica Mho polarizada com memória, um *buffer* de memória guarda informações da tensão sob defeito com um período que varia entre algumas dezenas de milissegundos a 5s (ZIEGLER, 1999). A tensão de polarização é então formada por uma porção da tensão instantânea  $\bar{V}_R$  e um suplemento formado pela memória da tensão armazenada no *buffer* do relé  $\bar{V}_{pre}$ , conforme pode ser visto na Equação em 3.5.

$$\bar{V}_{pol} = (1 - k_p)\bar{V}_R + k_p\bar{V}_{pre}, \quad (3.5)$$

com “ $k_p$ ” sendo o fator que depende do nível de suplementação por memória desejada (ZIEGLER, 1999).

O uso da polarização com memória traz o benefício do armazenamento e uso da tensão para o caso de faltas trifásicas próximas ao ponto onde está instalado o relé (*close-in*). A memória de tensão também é utilizada em casos de religamentos ou energização sob falta, pois nesses casos também não há registro da tensão no momento da falta.

A característica de impedância para faltas na direção direta sofre alteração quando se é aplicada tanto a polarização cruzada, quanto a polarizada com memória. Essas alterações refletem o uso das tensões sãs ou de memória nas unidades de medição do relé, conforme pode ser observado na Figura 3.8(a).

Para faltas reversas, as características Mho polarizadas também são alteradas conforme observado na Figura 3.8(b).

Retomando a Figura 3.8(a), que é aplicada para faltas na direção direta, pode ser

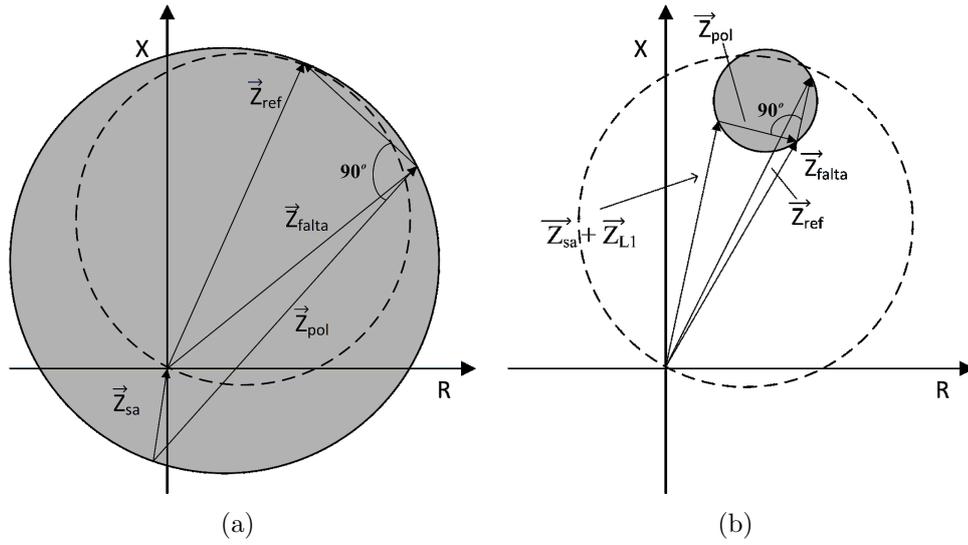


Figura 3.8: Característica de operação do tipo Mho polarizada: (a) falta na direção direta, (b) falta na direção reversa (ZIEGLER, 1999).

notada a expansão da característica abrangendo a impedância da fonte e impedâncias próximas a zero. Dessa forma, a característica Mho com polarização pode tanto atuar para faltas *close-in*, quando a impedância está próxima a zero, como para faltas aparentemente com reatâncias negativas, que podem ocorrer quando a falta ocorre em linhas com compensação série. Da observação da Figura 3.8(b), percebe-se a contração da característica Mho, estabelecendo uma boa margem de segurança de não atuação do relé de distância para faltas desse tipo.

Existem ainda alguns tipos de polarização que variam conforme a tensão de polarização utilizada. Dentre essas, a mais aplicada faz uso da tensão de polarização de sequência positiva Schweitzer (1989), em que o seguinte filtro de resposta ao impulso infinito é utilizado:

$$\bar{V}_{R1,mem}(k) = \frac{1}{N}\bar{V}_{R1,mem}(k) - \frac{N-1}{N}\bar{V}_{R1,mem}(k - \frac{N}{2}). \quad (3.6)$$

Em que,  $\bar{V}_{R1,mem}(k)$  e  $\bar{V}_{R1,mem}(k - \frac{N}{2})$  são, respectivamente, as tensões de sequência positiva medidas nos instantes  $k$  e  $k - \frac{N}{2}$ .  $N$  representa o número de amostras por ciclo do sinal amostrado. Utilizando-se esse método, a memória de tensão utilizada dependerá da falta ocorrida. Na Tabela 3.3 são listadas as tensões de sequência positiva utilizadas para memorização.

Além dos tipos de polarização descritos nessa seção, os fabricantes de relés ainda podem usar a combinação de polarização cruzada com de memória com objetivo de obter as boas qualidades de cada uma das técnicas. A esse tipo de polarização dá-se o nome de polarização dual (ZIEGLER, 1999).

Tabela 3.3: Tensões de polarização por memória de tensão de sequência positiva.

Unidade de medição	Tensão de seq positiva medida
$Z_{at}$	$\bar{V}_{a1}$
$Z_{bt}$	$\bar{V}_{b1}$
$Z_{ct}$	$\bar{V}_{c1}$
$Z_{ab}$	$-j\sqrt{3}\bar{V}_{c1}$
$Z_{bc}$	$-j\sqrt{3}\bar{V}_{a1}$
$Z_{ca}$	$-j\sqrt{3}\bar{V}_{b1}$

### 3.4.5 Comparador Mho Proposto por Schweitzer (1993)

Em Schweitzer & Hou (1993), foi proposto um novo método para o comparador cosseno que forma a característica Mho. A ideia básica consiste em analisar o produto de dois sinais a serem comparados:  $\bar{A}$  e o conjugado de  $\bar{B}$ . Se  $\bar{B}$  for considerado como o sinal de referência, tendo sua fase igual a zero e  $\bar{A}$  tendo fase  $\theta$ , pode-se ter, sem perda de generalidade, que

$$\begin{aligned}\bar{S} &= \bar{A} \cdot \bar{B}^* \\ &= |\bar{A}| \cdot |\bar{B}| \cdot \cos \theta + j|\bar{A}| \cdot |\bar{B}| \cdot \sen \theta \\ \bar{S} &= P + jQ\end{aligned}\tag{3.7}$$

A variável P na Equação 3.7 representa um comparador do tipo cosseno, de modo que seu valor máximo ocorre quando os dois sinais estão em fase e valor zero quando esses sinais estão em quadratura.

Particularizando o caso do comparador P, pode-se substituir  $\bar{A}$  e  $\bar{B}$  pelos sinais  $\bar{V}_{op}$  e  $\bar{V}_{pol}$ , obtendo-se

$$\begin{aligned}P &= Re [\bar{V}_{op} \cdot \bar{V}_{pol}^*] \\ P &= Re [(hZ_{L1}\bar{I}_R - \bar{V}_R) - \bar{V}_{pol}^*].\end{aligned}\tag{3.8}$$

Fazendo P da Equação 3.8 igual a zero, determina-se a equação da característica Mho como

$$\begin{aligned}0 &= Re [(hZ_{L1}\bar{I}_R - \bar{V}_R) - \bar{V}_{pol}^*] \\ 0 &= Re [hZ_{L1}\bar{I}_R\bar{V}_{pol}] - Re [\bar{V}_R\bar{V}_{pol}^*],\end{aligned}\tag{3.9}$$

que, resolvendo para  $h$ , obtêm-se

$$h = \frac{\text{Re} [\bar{V}_R \bar{V}_{pol}^*]}{\text{Re} [h Z_{L1} \bar{I}_R \bar{V}_{pol}]}. \quad (3.10)$$

Substituindo-se  $h$  por  $m$  na Equação 3.10, tem-se a seguinte equação

$$m = \frac{\text{Re} [\bar{V}_R \bar{V}_{pol}^*]}{\text{Re} [Z_{L1} \bar{I}_R \bar{V}_{pol}]}, \quad (3.11)$$

que representa a impedância em pu da linha de transmissão, sendo comparada diretamente com  $h$  para determinar a operação do relé.

Segundo Schweitzer & Hou (1993), esse comparador só precisa ser validado uma vez para cada unidade de medição, de modo que a variável  $m$  pode ser comparada com as diferentes zonas ajustadas para determinação da ocorrência de uma falta, poupando, assim, o número de cálculos da característica Mho. De fato, utilizando-se o método tradicional, para um relé com 3 zonas ajustadas, se faz necessário avaliar 18 comparadores. Com esse método, é preciso avaliar apenas 6 comparadores. Contudo, para que isso seja válido, as seguintes considerações precisam ser feitas:

- Os ângulos de máximo torque de todas as características devem ser iguais. Assim, o que vai diferenciá-las são apenas seus alcances. Por simplicidade, os autores utilizam o ângulo  $\theta_{L1}$  da impedância de sequência positiva da linha de transmissão;
- A fim de aumentar a cobertura para resistências de falta, faz-se necessário a utilização de uma tensão de polarização que expanda a característica Mho;
- A impedância de sequência positiva utilizada para comparação nesse método,  $Z_{L1}$ , é a mesma para todas as zonas de atuação. Assim, o alcance das zonas 2 e 3, que protegem as linhas a montante do relé, deve ser calculado como tendo a mesma impedância de sequência positiva da primeira linha,  $Z_{L1}$ , necessitando implementar as devidas correções. Isso significa a necessidade de se relacionar as impedâncias da primeira linha com aquelas protegidas pelas zonas 2 e 3.

De acordo ainda com Schweitzer & Hou (1993), como  $\bar{V}_R$  pode ser zero, não se pode determinar o sinal de  $m$  e, por consequência, nessa situação, a direção da falta. A solução nesses casos é dada pelo sinal do denominador da Equação 3.11, que funciona como um elemento de direcionalidade, pois testa o ângulo entre a tensão e corrente medidos. Assim, o sinal do denominador pode ser utilizado com segurança para determinar a direção da corrente de curto, sendo ajustado como bloqueio de direcionalidade na lógica de proteção.

## 3.5 Resumo

Nesse capítulo foi apresentado um resumo do funcionamento do relé de distância com o seu princípio de operação, o cálculo da impedância durante um curto-circuito e a impedância medida pelo relé para cada tipo de falta. Ainda foram detalhadas as características de atuação, com algoritmos utilizados em relés comercializados, como aquele que será testado no Capítulo 6. As técnicas foram implementadas no RTDS<sup>TM</sup> com o intuito de se aproximarem dos algoritmos que estão em funcionamento no relé real testado.

## 4 *Fundamentos da Estimação Fasorial*

Nas seções anteriores foi visto que um relé de distância mede a impedância observada pelos seus terminais comparando sinais de polarização e operação, determinando se existe falta na zona protegida por ele. Se o valor medido for acomodado dentro de algumas das suas zonas de proteção e nela permanecer pelo período ajustado para aquela zona, o relé opera, comandando a abertura do disjuntor e extinguindo a falta. Porém, para a obtenção dos valores de impedância, corrente e tensão, o relé utiliza métodos que vêm evoluindo com o tempo.

Nos relés eletromecânicos, alguns arranjos permitem a medição da impedância pela comparação dos sinais de polarização e operação, não se fazendo necessário a extração fasorial dos sinais observados, mas apenas uma comparação das suas grandezas que, com uso de combinações de bobinas, transformadores, molas e pontes retificadoras, conseguem identificar a presença de faltas na zona protegida pelo relé de distância. Dois dos arranjos realizados nos relés convencionais podem ser observados na Figura 4

A Figura 4.1(a) é de um arranjo usado principalmente por relés de fabricação europeia. Nele, a corrente de falta e a tensão de referência são retificadas passando por um comparador que, se atuado, opera o contato de trip.

Um arranjo mais comumente encontrado em relés eletromecânicos de fabricação norte-americana é o da Figura 4.1(b)(ZIEGLER, 1999). Utilizando o princípio descoberto por Ferraris, faz uso de discos que se movem devido a campos magnéticos induzidos pela presença dos sinais de polarização e operação, e fecham contatos que enviam sinais de alarme ou abertura do disjuntor quando uma falta ocorre dentro da zona protegida.

Com o advento de novas tecnologias, as técnicas para construção dos relés de distância evoluíram. Passando pelo relé estático, cujos primeiros exemplares foram instalados na década de 60 (VANDIVER, 2006), chegou-se aos relés numéricos microprocessados que são atualmente os únicos comercializados por todos os grandes fabricantes do mundo.

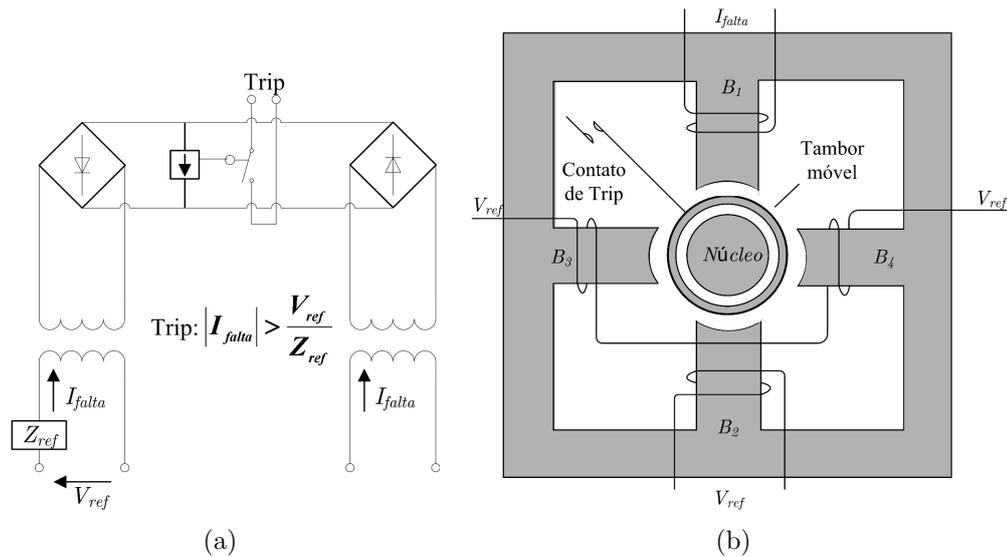


Figura 4.1: Circuito comparadores utilizados em relés eletromecânicos: (a)circuito comparador por ponte retificadora, (b)Circuito comparador com uso de disco de indução.

Para estudo da estimação fasorial, faz-se necessário conhecimento das etapas que compõem um relé microprocessado, bem como a função de cada uma delas.

## 4.1 Composição de um Relé Microprocessado

Nos relés de distância digitais, a forma de análise dos sinais de corrente e tensão sofreu modificações em comparação com aquela feita pelos relés eletromecânicos e estáticos. Com todo o processamento feito por um microprocessador, os sinais têm que ser digitalizados e os seus fasores devem ser extraídos para que então possam ser submetidos aos algoritmos de proteção.

Para chegar até a etapa de análise dos fasores de tensão e corrente, o relé microprocessado deve ser composto por etapas importantes de tratamento do sinal analógico. Além dessa, um relé microprocessado é capaz adquirir diversas informações do sistema, e externá-las por contatos de saída ou por protocolos via interfaces de comunicação, gravando registros e informando a sistemas supervisórios todo tipo de informação relevante e configurada pelo usuário. O conjunto de todas as funcionalidades em um relé o faz variar, em termos de arquitetura, de fabricante para fabricante. Um exemplo de arquitetura para relés digitais pode ser vista na Figura 4.2.

Para o uso de processadores, a informação precisa ser tratada em bits. Cada uma das etapas em um relé microprocessado têm função importante, podendo ser subdivididas de

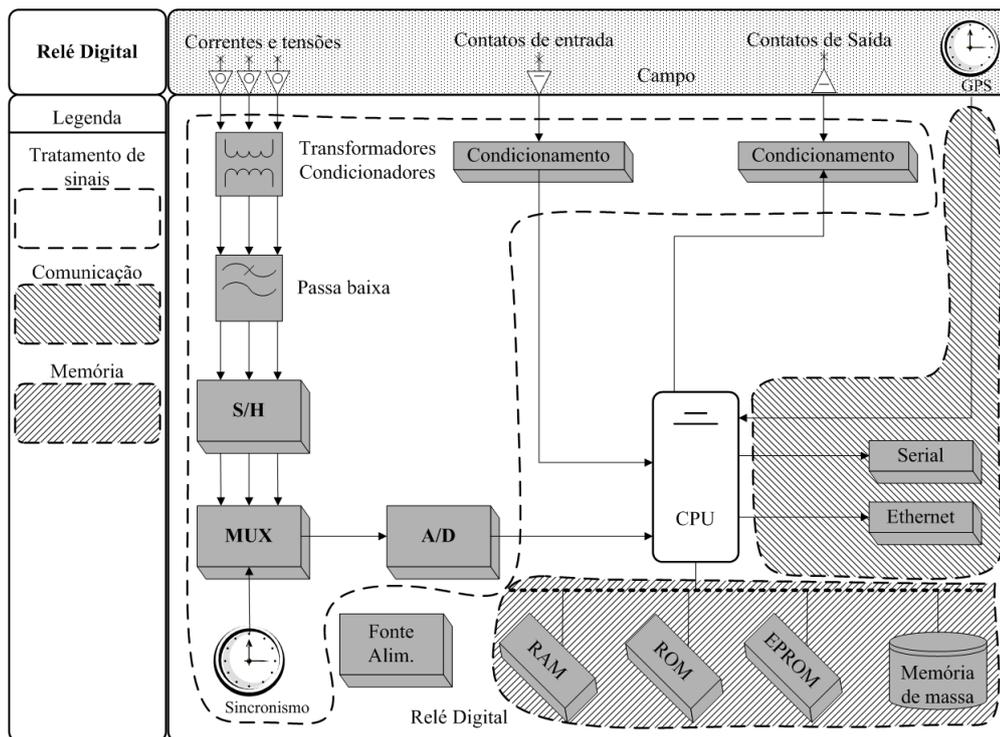


Figura 4.2: Relé microprocessado e seus blocos funcionais.

maneira distintas.

#### 4.1.1 Tratamento de Sinais

Na etapa de tratamento de sinais, alguns processos necessários são realizados por blocos descritos a seguir:

- Transformadores Auxiliares

Nessa etapa, os sinais são condicionados para um nível de tensão ou corrente compatível com os equipamentos instalados internamente ao relé, evitando danos de componentes e sensibilização de relés auxiliares;

- Filtros Analógicos

Com a finalidade de extrair informação apenas da componente harmônica de interesse, bem como evitar a sobreposição de espectro, ou efeito anti-aliasing, que poderia ser percebida pela etapa de digitalização do sinal analógico, os filtros analógicos são etapa importante no tratamento do sinal amostrado. Com seu uso, a frequência de amostragem pode ser reduzida sem que haja perda de informação relevante. Como usualmente a faixa de frequência de interesse está compreendida

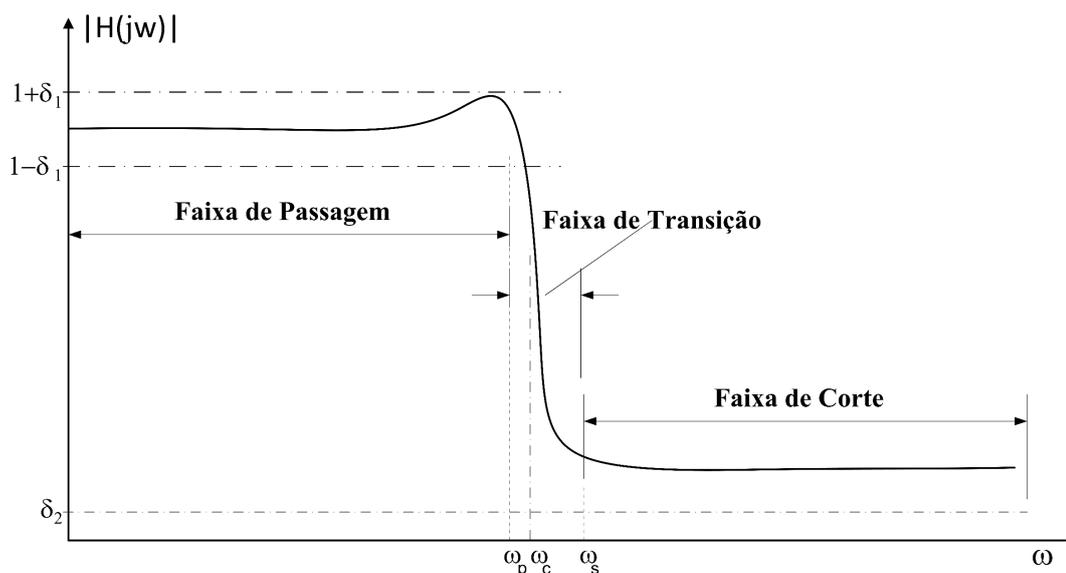


Figura 4.3: Filtro analógico passa baixa.

em harmônicas de baixa ordem, são implementados como passa-baixa. Ilustração da Figura 4.3 mostra espectro em frequência de um filtro passa baixa, indicando características importantes a serem consideradas em um projeto de um filtro desse tipo.

Eles podem ser de do tipo Butterworth, Chebyshev ou Elíptico. Sendo os de Butterworth mais utilizados por não apresentarem grandes variações de módulo do sinal na sua faixa de passagem.

A implementação do filtro passa-baixa do tipo Butterworth, insere defasamento ao sinal a ele submetido. Quanto maior for o número de pólos, ou ordem, do filtro, maior será o atraso por ele inserido. Em publicações e artigos encontra-se implementações que utilizam filtros de ordem 2 ou 3, sendo os de segunda ordem mais utilizados em relés digitais (PHADKE; THORP, 2009).

- *Sample/Hold* (S/H)

A função principal da etapa de tratamento do sinal chamada de *sample/hold*, é manter o nível do sinal amostrado constante durante certo período de tempo necessário para a aquisição de uma nova amostra. Esta amostra “mantida” alimenta o circuito conversor A/D, evitando que o sinal varie durante o intervalo de processamento.

- Circuito multiplexador (MUX)

O circuito multiplexador tem como função otimizar o uso dos circuitos internos do relé microprocessado, que através de um conjunto de chaves analógicas consegue

conduzir, dividindo em espaços de tempo iguais, a informação de todos os canais digitais durante um intervalo de processamento.

No modelo de circuito apresentado, o multiplexador recebe como entrada os sinais analógicos do circuito *Sample/Hold* e sendo gerada uma única saída que alimenta o circuito conversor analógico/digital.

- Conversor A/D

Um conversor analógico/digital (abreviado para A/D) é um dispositivo que converte uma quantidade contínua para um valor discreto que representa a magnitude do sinal contínuo naquele dado instante. Quanto maior for o número de bits que representa cada amostra, maior será a precisão do valor analógico que ela representa.

Algumas técnicas de conversão Analógico/Digital podem ser utilizadas como a conversão direta, aproximações sucessivas, comparador rampa, Sigma-Delta, sendo esse último a escolha mais frequentemente adotada em relés de proteção microprocessados (PHADKE; THORP, 2009).

Essa etapa insere erros de conversão que variam de acordo com a quantidade de bits da amostra (erros de quantização), que faz a amostra discreta ser diferente da amostra analógica.

#### 4.1.2 Armazenamento de Dados

Em um relé microprocessado memórias são usadas para armazenamento de dados de forma temporária durante a execução de alguma rotina, ou permanente para uso futuro.

Dependendo de sua função e construção podem ser divididas em:

- RAM

Do inglês *Random Access Memory* tem a função de reter a amostra de entrada enquanto ela não é processada. Também pode ser utilizada como anotações de dados provisória durante a execução de algum algoritmo pelo processador. Seus dados são apagados quando a sua alimentação é cessada, entretanto tem alta velocidade de leitura e escrita sendo compatível com o *clock* do processador;

- ROM ou PROM

Do inglês *Read Only Memory*, a memória ROM é utilizada para armazenamento permanente de programas ou rotinas. Tem velocidade de acesso lento e por isso, se

o programa tem dados que precisam ser rapidamente processados, tem seus dados transferidos para a memória RAM. Contudo, seus dados não se apagam quando a alimentação é cessada;

- EPROM

A memória EPROM, do inglês *Erasable Programmable Ready Only Memory*, difere da memória PROM por ter a capacidade de reescrita dos dados. Nessa memória são armazenados os dados de parametrização de proteção do relé, que não são perdidos mesmo com a interrupção da alimentação externa.

- Memória de massa

Podendo ser do tipo EPROM, a memória de massa tem a função de armazenar dados para leitura futura do usuário. Dados como SOE (do inglês *Sequence Of Events*), oscilografia, eventos de alarme interno e demais dados configuráveis podem ser armazenados pelo usuário.

### 4.1.3 Comunicação

A unidade de comunicação do relé microprocessado tem a função de enviar e receber dados ao usuário e entre relés além de sincronizar o relógio interno com auxílio de sistema de sincronismo externo como o GPS. Diversas formas de protocolo de comunicação podem ser utilizados a depender da necessidade do usuário e da disponibilidade desse pelo fabricante de relés. Entre os protocolos de comunicação utilizados, podem ser listados o IEC 60870-5-101, IEC 60870-5-104, DNP3, Profibus e o mais recente deles, o IEC 61850. Para sincronismo de tempo, os protocolos Irig-b, NTP, SNTP e DCF77 são utilizados pelos principais fabricantes de relés microprocessados.

### 4.1.4 Processamento

A unidade de cálculo do relé microprocessado, também chamado de processador, é o bloco funcional de maior importância. Faz os cálculos necessários e solicitados pelos algoritmos instalados nas memórias, calculando os fasores de tensão e corrente, executando algoritmos de proteção, enviando informações via interfaces de comunicação e decidindo sobre a operação ou não do relé com o envio de comandos de abertura ou fechamento através seus contatos de saída.

## 4.2 Janelamento das Amostras

Uma vez apresentados os componentes internos de um relé microprocessado, é possível, então, discorrer sobre o trabalho necessário para extração fasorial em um relé microprocessado.

O sinal analógico de tensão e corrente passa pelos blocos de tratamento de sinais para que, ao seu final, tenha sido obtido valores discretos, instante a instante, dos mesmos. A partir daí, os algoritmos de estimação fasorial agem para que os valores em módulo e ângulo desses sinais sejam extraídos, sendo possível o tratamento pelos algoritmos de proteção.

Um algoritmo de estimação fasorial utiliza um conjunto de amostras para cálculo do fasor. Esse conjunto de pontos pode compreender diversos comprimentos, podendo ser estáticos ou dinâmicos. Os estáticos têm usualmente o tamanho de meio ciclo ou 1 ciclo de onda. Os dinâmicos são variáveis durante o processamento. A esses conjuntos de pontos é dado o nome de janelas.

As janelas reúnem conjunto de pontos mais recentes, a todo instante inserindo a amostra mais nova e descartando a mais antiga, conforme esquematizado na Figura 4.4.

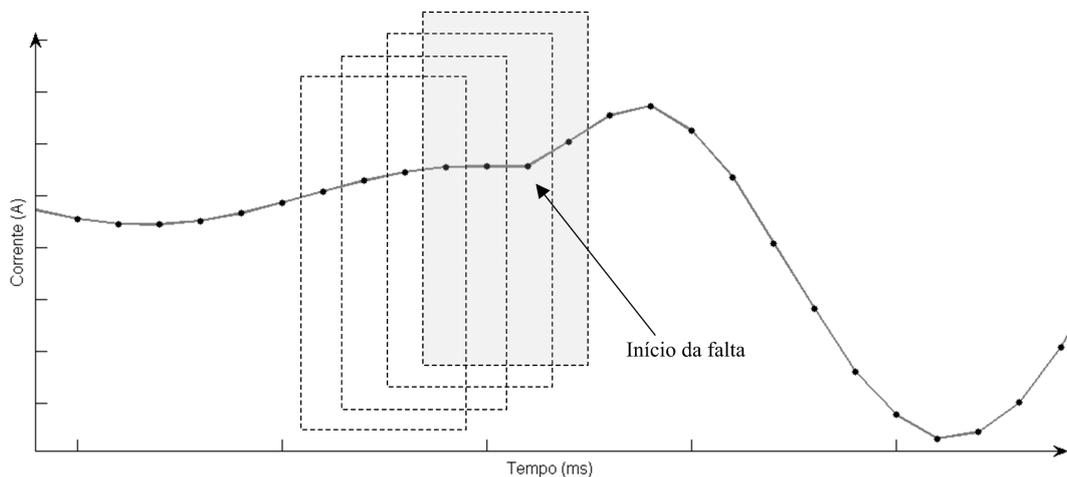


Figura 4.4: Amostras em janelamento.

### 4.3 Técnicas de Estimação Fasorial

Dado um conjunto de pontos reunido no janelamento, para obtenção do fasor, o algoritmo de estimação fasorial precisa ser escolhido. A literatura cita algumas técnicas que podem implementar tais algoritmos, como as baseadas na análise de Fourier (HART; SMITH, 2000), na função Walsh (PHADKE; THORP, 2009), na transformada Wavelet (SILVA, 2009), no filtro de Kalman (GIRGIS, 1982) ou nas equações diferenciais (MORRISON; MANN, 1971). Contudo, as técnicas baseadas na análise de Fourier são as mais utilizadas. Ainda na análise de Fourier, o tamanho do janelamento varia, sendo o de ciclo completo a mais utilizada (PHADKE; THORP, 2009).

Nesta seção serão descritas algumas técnicas baseadas na análise de Fourier, passando pelo janelamento de meio ciclo, ciclo completo e melhoramentos feitos à análise convencional de Fourier que trazem qualidade e velocidade na estimação do fasor.

#### 4.3.1 Algoritmo de Fourier de Onda Completa

Sinais periódicos contínuos no tempo podem ser representados matematicamente em termos de série conforme

$$x(t) = \sum_{p=-\infty}^{p=\infty} c_p e^{jp\omega_1 t}, \quad (4.1)$$

onde  $\omega_1$  representa a frequência angular fundamental e  $p\omega_0$  a  $p$ -ésima harmônica do sinal  $x(t)$ . Usando a identidade de Euler a essa equação, tem-se

$$e^{jp\omega_1 t} = \cos(p\omega_1 t) + j\text{sen}(p\omega_1 t), \quad (4.2)$$

é possível ser reescrita como

$$x(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} c_p e^{jp\omega_1 t} = Y_0 + \sum_{p=1}^{\infty} Y_{cp} \cos(k\omega_1 t) + \sum_{p=1}^{\infty} Y_{sp} \text{sen}(k\omega_1 t). \quad (4.3)$$

Sendo  $Y_0$ ,  $Y_{cp}$  e  $Y_{sp}$  chamados de coeficientes da série de Fourier e dados por

$$Y_0 = c_0$$

$$Y_{cp} = c_p + c_{-p} \neq 0$$

$$Y_{sp} = j(c_p - c_{-p}) \neq 0.$$

Esses coeficientes têm as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} Y_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T y(t) dt \\ Y_{cp} &= \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(k\omega_1 t) dt \\ Y_{sp} &= \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \text{sen}(k\omega_1 t) dt, \end{aligned} \quad (4.4)$$

em que  $T$  é o período do sinal.

Para sinais discretos as expressões dos coeficientes são:

$$Y_{cp} = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N y_n \cos(pn\theta) \quad (4.5)$$

e

$$Y_{sp} = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N y_n \text{sen}(pn\theta). \quad (4.6)$$

sendo  $p$  a ordem da  $p$ -ésima harmônica calculada,  $N$  é o número de amostras para o cálculo do fasor e  $\theta = \frac{2\pi}{N}$ .

Para obtenção da amplitude,  $A^1$ , e fase,  $\phi^1$ , do fasor de componente fundamental ( $p = 1$ ), pode-se calcular

$$|A_1| = \sqrt{(Y_{c1})^2 + (Y_{s1})^2} \quad (4.7)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{c1}}{Y_{s1}} \right). \quad (4.8)$$

Se utilizado  $N$  igual a um número de amostras compreendidas dentro de um período  $T$  do sinal fundamental, as equações 4.5 e 4.6 chamadas de coeficientes cosseno e seno de Fourier, respectivamente, extraem o fasor após  $T$  segundos. Dessa forma, se  $T = 1/60 = 16,67$  ms o fasor do instante  $k$  seria obtido  $T$ s após  $k$ , tempo necessário para que todas as amostras analisadas estejam contidas no janelamento. Vale observar que os coeficientes  $Y_{cn}$  e  $Y_{sn}$  são ortogonais entre si, sendo essa uma característica importante e que será examinada nos algoritmos das seções subsequentes.

Uma das maneiras para obter fasores em um menor tempo é aplicar um janelamento sobre um período de amostras de meio ciclo. A análise de Fourier que utiliza um janelamento desse tipo é chamada de Fourier de meio ciclo.

### 4.3.2 Algoritmo de Fourier de Meia Onda

O algoritmo de Fourier de meia onda é similar ao de onda completa, mas, como o próprio nome indica, usa apenas meio ciclo de onda para obtenção dos fasores.

Os coeficientes de Fourier para esse algoritmo são dados por

$$Y_{cn} = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^{N/2} y_k \cos nk\theta \quad (4.9)$$

$$Y_{sn} = \frac{4}{N} \sum_{k=1}^{N/2} y_k \sin nk\theta \quad (4.10)$$

Esse algoritmo também se baseia no fato que os coeficientes  $Y_{cn}$  e  $Y_{sn}$  são ortogonais.

Apesar da rapidez de estimar o fasor em 1/2 ciclo em relação ao algoritmo de Fourier de onda completa, o algoritmo de Fourier de meia onda traz desvantagens como a não eliminação nem da componente DC de decaimento exponencial nem das harmônicas de ordem par. Esses aspectos serão vistos posteriormente ainda nesse capítulo.

### 4.3.3 Algoritmo filtro Cosseno Modificado

Como descrito nas seções (4.3.1) e (4.3.2), o algoritmo de Fourier é composto por parcelas ortogonais formadas pelas funções cosseno e seno. A cada uma dessas parcelas pode-se dar o nome filtro cosseno e filtro seno, respectivamente. Separadamente, esses dois filtros possuem características peculiares.

Se confeccionado usando duas amostras espaçadas de 90 graus entre si, ou ortogonais, o filtro cosseno pode estimar o fasor eliminando a componente dc de decaimento exponencial (SCHWEITZER; HOU, 1993). Porém, infere um atraso de 1/4 de ciclo à obtenção do fasor desejado quando comparado ao algoritmo de Fourier de onda completa.

A partir do filtro cosseno, foi desenvolvido o filtro cosseno modificado (HART; SMITH, 2000), patenteado pela empresa ASEA Brown Boveri (ABB), que traz como principal vantagem a redução do tempo de obtenção do fasor, inferindo, um tempo menor que um 1/4 de ciclo para extração do fasor desejado. Esse tempo será tão menor quanto maior for a frequência de amostragem, pois esse algoritmo utiliza amostras subsequentes, com uso de ajustes para que ambas as amostras se tornem parcelas ortogonais entre si. Por exemplo, para uma taxa de amostragem de 240 Hz, tendo 60 Hz como a frequência fundamental,

são obtidas 4 amostras por ciclo. Com essa taxa de amostragem, tanto no filtro cosseno ou no filtro cosseno modificado, a segunda amostra seria obtida apenas  $90^\circ$  graus após a primeira, gerando atrasos na obtenção do fasor, conforme ilustrado na Figura 4.5(a). Mas para uma taxa de amostragem de 480 Hz ou 8 amostras por ciclo, utilizando-se filtro cosseno modificado, a segunda amostra pode ser obtida com atraso de  $45^\circ$  graus, como ilustrado na Figura 4.5(b), inferindo um atraso menor que aquele do filtro cosseno.

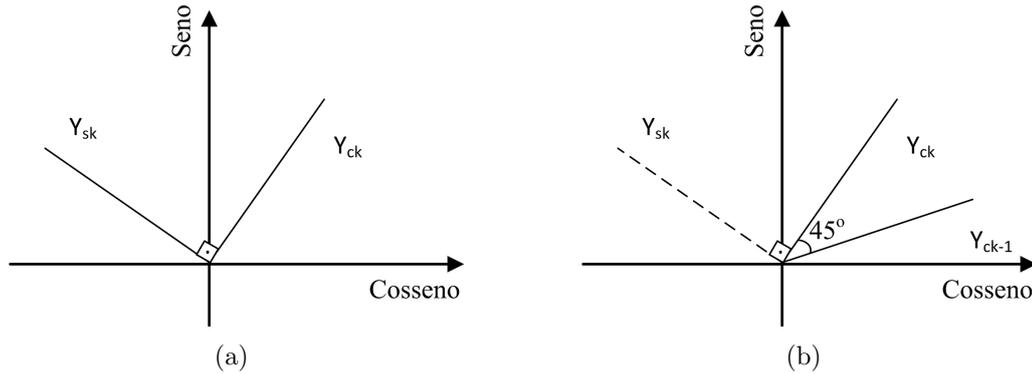


Figura 4.5: Amostras sucessivas utilizadas em um filtro Cosseno Modificado: (a) amostras  $Y_{sk}$  e  $X_{ck}$  separadas por  $90^\circ$ , (b) amostras  $X_{ck}$  e  $X_{ck-1}$  separadas por  $45^\circ$  e gerando amostra  $X_{sk}$ .

A fim de demonstrar como o filtro cosseno modificado obtém, a partir de amostras subsequentes, o fasor desejado, considere um sinal discreto composto por amostras compreendidas em meio ciclo

$$x(k) = A_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau} k} + \sum_{n=1}^{N/2} A_p \cos(pk\delta + \varphi_p), \quad (4.11)$$

onde  $A_p$  e  $\varphi_p$  são a amplitude e fase da  $p$ -ésima harmônica,  $N$  o número de amostras em um ciclo,  $e^{-\frac{\Delta t}{\tau}}$  é o termo exponencial,  $\tau$  o constante de decaimento da componente DC,  $\Delta t$  o intervalo entre amostras.

Com a finalidade de desenvolver a formulação matemática do filtro Cosseno, a componente DC do sinal na Equação 4.11 é desconsiderada. Assim, a parte real do sinal pode ser obtido aplicando a transformada de Fourier,

$$Y_{ck} = \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N x(k-N+r) \cos(r\delta), \quad (4.12)$$

que, aplicando sobre a Equação 4.11, resulta na seguinte equação:

$$Y_{ck} = \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N A_1 \cos[(k-N+r)\delta + \varphi_1] \cos(r\delta). \quad (4.13)$$

O sinal na Equação 4.13 pode ser desenvolvido resultando em

$$Y_{ck} = \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N A_1 \cos [(k-N+r)\delta] \cos \varphi_1 \cos (r\delta) - \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N A_1 \sin [(k-N+r)\delta] \sin \varphi_1 \cos (r\delta), \quad (4.14)$$

que, a partir de relações trigonométricas, tem-se

$$\sum_{r=1}^N \cos [(k-N+r)\delta] \cos (r\delta) = \frac{N}{2} \quad (4.15a)$$

$$\sum_{r=1}^N \sin [(k-N+r)\delta] \cos (r\delta) = 0, \quad (4.15b)$$

que refletem na obtenção da parte real do fasor, conforme

$$Y_{ck} = A_1 \cos \varphi_1. \quad (4.16)$$

Com formulação similar, a parte real do fasor para uma amostra anterior pode ser obtida seguindo-se

$$Y_{ck-1} = \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N x(k-N+r-1) \cos (r\delta), \quad (4.17)$$

que, de maneira semelhante ao feito para Equação 4.14, pode ser reescrita da seguinte forma

$$Y_{ck-1} = \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N A_1 \cos [(k-N+r)\delta] \cos (\varphi_1 - \delta) \cos (r\delta) - \frac{2}{N} \sum_{r=1}^N A_1 \sin [(k-N+r)\delta] \sin (\varphi_1 - \delta) \cos (r\delta). \quad (4.18)$$

Com tratamento feito a partir de relações trigonométricas, pode-se chegar ao seguinte resultado

$$\begin{aligned} Y_{ck-1} &= A_1 \cos (\varphi_1 - \delta) \\ &= A_1 \cos \varphi_1 \cos \delta + A_1 \sin \varphi_1 \sin \delta. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Com uso da Equação 4.16, pode-se resumir Equação 4.19 como

$$Y_{ck-1} = Y_{ck} \cos \delta + Y_{sk}. \quad (4.20)$$

Pode-se, então, extrair a parte imaginária do fasor presente,  $\bar{X}(k)$ , obtido com uma amostra passada a partir da seguinte formulação

$$Y_{sk} = \frac{Y_{ck-1} + Y_{ck} \cos \delta}{\cos \delta}. \quad (4.21)$$

Assim, o fasor obtido com duas amostras subsequentes pode ser representado como

$$\bar{Y}_k = Y_{ck} + jY_{sk}. \quad (4.22)$$

Assim, os dois componentes ortogonais  $Y_{ck}$  e  $Y_{sk}$ , que compõem o fasor desejado, são obtidos. O módulo e fase desse fasor são dados, respectivamente, por

$$|A| = \sqrt{(Y_{ck})^2 + (Y_{sk})^2} \quad (4.23)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{sk}}{Y_{ck}} \right). \quad (4.24)$$

Utilizando o equacionamento ora demonstrado, o algoritmo cosseno modificado não traz grandes dificuldades de implementação. Além disso, não leva a uma carga de processamento elevado quando implementado em ambiente microprocessado.

#### 4.3.4 Algoritmo de Guo & Kezunovic (2003)

Com o objetivo de eliminar a componente DC, foi desenvolvido um algoritmo de estimação de fasores chamado Algoritmo de Fourier Aperfeiçoado, no inglês *Fourier Algorithm Improved* (GUO; KEZUNOVIC, 2003). Seu desenvolvimento parte da apresentação do sinal observado com a presença da componente DC de decaimento exponencial. Esse sinal pode ser visto como duas parcelas de somas parciais para, em sequência, seguir com a análise de Fourier.

Dessa forma, seja o sinal com presença de componente de decaimento exponencial dado pela Equação 4.25

$$x(t) = A_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} A_p \sin(p\omega_1 t + \varphi_p). \quad (4.25)$$

Onde,

- $A_0$  magnitude do sinal DC;
- $\tau$  constante de tempo de decaimento;

- $A_p$  amplitude da P-ésima componente harmônica e,
- $\varphi_p$  ângulo inicial da P-ésima componente harmônica;

que quando amostrado a uma frequência  $\Delta T = (\frac{T_1}{N})$  um conjunto de valores discretos  $Y_0, Y_1, \dots, Y_N$  é obtida sob a Equação em

$$x_k = A_0 r^k + \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} A_n \text{sen} \left( \frac{2\pi k}{N} n + \varphi_n \right). \quad (4.26)$$

Onde,

- $n = 0, 1, \dots, N$  e
- $r = e^{\frac{-\Delta T}{\tau}}$

A Equação 4.26 pode ser desenvolvida resultando em dois conjuntos de frações parciais chamados de  $PS_1$  e  $PS_2$ , em que o primeiro pode ser definido como

$$\begin{aligned} PS_1 &= Y_1 + Y_3 + \dots + Y_{N-1} \\ &= \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} A_0 r^{2i-1} + \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \times \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} A_n \text{sen} \left( \left[ \frac{2\pi(2i-1)}{N} n + \varphi_n \right] \right) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Com base em relações trigonométricas, pode ser observado que

$$\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \times \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} A_n \text{sen} \left( \left[ \frac{2\pi(2i-1)}{N} n + \varphi_n \right] \right) = 0. \quad (4.28)$$

e aplicando na Equação 4.27, resulta no termo

$$PS_1 = \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} A_0 r^{2i-1}, \quad (4.29)$$

que, partir do desenvolvimento em series de Taylor, pode ser reescrito como

$$PS_1 = A_0 \frac{r^2(r^N - 1)}{r^2 - 1}. \quad (4.30)$$

De maneira similar, a segunda parte das somas parciais,  $PS_2$ , pode ser desenvolvida a

partir de

$$\begin{aligned} PS_2 &= Y_2 + Y_4 + \dots + Y_N \\ &= A_0 \frac{r^2(r^N - 1)}{r^2 - 1}. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Com base nas Equações 4.30 e 4.31 a representação em termos de  $r$  e  $A_0$  pode ser escrita como

$$r = \frac{PS_2}{PS_1} \quad (4.32)$$

$$A_0 = \frac{r^2 - 1}{r(r^N - 1)} PS_1. \quad (4.33)$$

Uma vez obtidos  $r$  e  $A_0$ , um novo conjunto de amostras,  $Y_{knovo}$ , pode ser obtido conforme

$$x_{knovo} = x_k - A_0 r^k. \quad (4.34)$$

Esse novo conjunto de amostras não mais contém componentes de decaimento exponencial ( $A_0 r^k$ ).

Aplicando este desenvolvimento aos coeficientes de cosseno e seno do algoritmo de Fourier clássico, obtém-se a seguinte Equação:

$$\begin{aligned} Y_{sk-\text{novo}} &= Y_{sk} + \frac{2\text{sen}(2\pi k/N)(r^2 - 1)}{N(r^2 - 2r\cos(2\pi k/N) + 1)} PS_1 \\ &= Y_{sk} + S(r) PS_1 \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} Y_{ck-\text{novo}} &= Y_{ck} + \frac{(1 - r^2)(r^2 - 1)}{Nr(r^2 - 2r\cos(2\pi k/N) + 1)} PS_1 \\ &= Y_{ck} + C(r) PS_1. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Aplicado Fourier a um conjunto de amostras que não contém componentes de decaimento exponencial, como resultado, obtém-se de mesma maneira coeficientes seno e cosseno livres de tal componente. Entretanto, para obtenção computacional desse resultado se faz necessário calcular os coeficientes  $S(r)$  e  $C(r)$  que mostra ter esforços computacionais elevados, forçando utilização de aproximações que trazem como implicações, erros de precisão da detecção da componente DC.

Uma das maneiras de diminuir o esforço computacional é tratar a curva de decaimento exponencial como uma reta através da obtenção da primeira parcela da expansão da série

de Taylor para o sinal de decaimento exponencial. Desta forma, tem-se

$$\begin{aligned} A_0 e^{-\frac{t}{\tau}} &= C_0 + C_1 \left( t - \frac{T}{2} \right) \\ &= B_0 + B_1 t. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Com essa aproximação, as duas somas parciais  $PS_1$  e  $PS_2$  podem ser calculadas como

$$\begin{aligned} PS_1 &= \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} [B_0 + B_1 \Delta T (2n - 1)] \\ &= \frac{N}{2} B_0 + \frac{N^2}{4} B_1 \Delta T \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} PS_2 &= \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} [B_0 + B_1 \Delta T 2n] \\ &= \frac{N}{2} B_0 + \frac{N(N+2)}{4} B_1 \Delta T. \end{aligned} \quad (4.39)$$

As Equações 4.38 e 4.39 podem ser resolvidas para  $B_1 \Delta T$  conforme

$$B_1 \Delta T = \frac{2}{N} (PS_2 - PS_1). \quad (4.40)$$

Com a aplicação da transformada de Fourier, obtém-se a seguinte formulação para os coeficientes seno e cosseno

$$Y_{sk-\text{novo}} = Y_{sk} + \frac{2}{N} \coth\left(\frac{\pi}{N}\right) (PS_2 - PS_1) \quad (4.41)$$

$$Y_{ck-\text{novo}} = Y_{ck}. \quad (4.42)$$

O algoritmo de Guo não traz um esforço computacional grande. Além disso, consegue estimar o fasor com o uso da mesma quantidade de amostras que o de Fourier de onda completa.

### 4.3.5 Algoritmo de Chen & Liu (2006)

Um outro método de estimação fasorial que utiliza como base a análise de Fourier para extração da componente de decaimento exponencial é chamado de Transformada Discreta de Fourier inteligente ou, do inglês, *Smart Discret Fourier Transform* (SDFT) (CHEN; LIU, 2006).

De modo similar ao realizado com o algoritmo de Guo & Kezunovic (2003), o de Chen

& Liu (2006) tem como base a análise de Fourier de onda completa onde um dado sinal de corrente sob falta é considerado como

$$x(t) = A_1 \cos(\omega t + \phi_1) + A_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (4.43)$$

onde,

- $A_1$  amplitude do sinal de corrente na frequência fundamental;
- $\omega = 2\pi 60$  frequência da componente fundamental;
- $\phi_1$  ângulo de fase do sinal de corrente;
- $A_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$  componente DC de decaimento exponencial;
- $\tau$  constante de decaimento.

O sinal é então amostrado a uma taxa de  $N$  amostras por ciclo, produzindo o conjunto de pontos seguinte

$$x_n = A_1 \cos\left(\omega \frac{n}{60N} + \phi_1\right) + A_0 e^{-\frac{n}{\tau 60N}} \quad (4.44)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Utilizando-se a transformada de Fourier discreta para 1 ciclo, tem-se

$$\bar{x}_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+r} e^{-jn\theta}. \quad (4.45)$$

Onde  $k$  representa o índice do conjunto de amostras tomado.

Aplicando a Equação 4.44 na Equação 4.45 pode ser obtido

$$\bar{x}_k = \underbrace{A_1 e^{j\phi_1} e^{jr\theta}}_{A_k} + \frac{2}{N} A_0 e^{-\frac{\alpha r}{60N}} \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} e^{-\frac{\alpha r}{60N}} e^{-jn\theta}}_{B_k} \quad (4.46)$$

O segundo termo da expressão 4.46,  $B_k$ , representa a componente DC de decaimento exponencial e não é levado em consideração na Equação convencional da transformada de Fourier. Para uma análise completa, onde a componente exponencial é extraída, esse termo deve ser considerado.

Para isso, seja tomado

$$a = e^{j\frac{2\pi}{N}} = e^{j\theta}, \quad d = e^{-\frac{\alpha}{60N}}, \quad (4.47)$$

que após algumas manipulações algébricas, pode-se ser reescrito como

$$d = \frac{\bar{x}_{k+2} - a\bar{x}_{k+1}}{\bar{x}_{k+1} - a\bar{x}_k} \quad (4.48)$$

$$A_k = \frac{\bar{x}_{k+1} - d\bar{x}_k}{(a - d)}. \quad (4.49)$$

A partir do fator de compensação  $d$  pode-se extrair a componente DC de decaimento exponencial usando-se três resultados consecutivos da transformada de Fourier.

O módulo e fase do fasor podem, então, ser extraídos a partir da seguinte Equação

$$X = |A_k| \quad (4.50)$$

$$\phi_1 = \angle(A_k e^{-\frac{j2\pi(k-1)}{N}}). \quad (4.51)$$

O algoritmo de Chen utiliza duas amostras adicionais àquelas contidas em um ciclo, para estimar o fasor. Adicionalmente, é necessário esforço computacional maior se comparado aos algoritmos cosseno modificado e Guo.

## 4.4 Resposta no Tempo

O processo de estimação utilizando análise de Fourier de ciclo completo além de ser de fácil implementação, também extrai todas as harmônicas caso o sinal tenha as seguintes características:

1. A maior frequência do sinal de entrada for menor que  $(N/2)f_1$ , onde  $N$  é o número de amostras em 1 ciclo da frequência fundamental ( $f_1$ );
2. Sinal não tem componente DC de decaimento exponencial.

Na prática, pode ser usado um filtro analógico passa-baixa que condiciona o sinal à suposição número 1. Porém, a suposição número 2 não é satisfeita sob condições de falta e principalmente para o sinal de corrente, podendo introduzir erros de até 20% (GUO; KEZUNOVIC, 2003), o que é intolerável para um relé microprocessado de alto desempenho.

### 4.4.1 Componente DC de Decaimento Exponencial

Relacionada com o instante da falta e com a constante de decaimento  $X/R$  do sistema, a componente de decaimento exponencial traz efeitos indesejáveis na estimação fasorial, quando, logo após variações do sistema elétrico, o módulo do fasor estimado percebe oscilações, ou *overshots*, inferindo erro ao cálculo relacionado a esse fasor no relé de distância.

Na tentativa de suprimir tal componente, existem basicamente duas opções que têm sido estudadas nas últimas décadas, abaixo relacionadas (KEZUNOVIC; NAM, 2009).

#### 1. Filtro Mímico

O filtro mímico é nome dado ao circuito que filtra a componente DC de decaimento exponencial aplicando uma “imitação” - origem do nome “mímico” - da constante de decaimento da componente DC. Dessa maneira, o filtro consegue eliminar a componente do sinal por ela processado. Mas para isso, se faz necessário o ajuste prévio do filtro. No entanto, tal parâmetro não é constante, mas aleatório, podendo variar de uma falta para outra em uma mesma linha de transmissão. Dessa maneira, para implementação do filtro mímico, o problema reside na obtenção da constante de decaimento que pode variar de um algoritmo para outro (KEZUNOVIC; NAM, 2009). Tais algoritmos podem ser classificados dentre os seguintes subgrupos:

##### Constante de Decaimento Fixa

Em 1995, baseado nos circuitos mímicos utilizados nos relés eletromecânicos, Benmouyal propôs o filtro mímico para relés microprocessados. Nesse tipo de filtro mímico, um circuito  $RL$ , com relação  $L/R$  igual à do sistema elétrico, é implementado de tal forma que a componente DC que circula é completamente eliminada. Para isso, se faz necessário o ajuste da relação  $L/R$  igual à do sistema onde o relé está instalado, o que faz essa técnica não ser muito precisa.

##### Aproximação por Termos Série de Taylor

Com a aproximação em alguns termos da série de Taylor, a constante de decaimento DC pode ser calculada. Quanto maior o número de termos, mais precisa será a obtenção da constante. Porém, com o aumento do número de termos, a expressão leva maior tempo computacional para sua obtenção (GUO; KEZUNOVIC, 2003).

##### Constante de Decaimento Adaptativa

O filtro mímico adaptativo apresentado por Silva (2009), propõe a obtenção da constante de decaimento de maneira adaptativa, variando conforme a falta observada, mas inserindo aproximação por série de Taylor para redução do esforço computacional.

## 2. Baseados na Transformada Discreta de Fourier

Utilizando apenas a transformada discreta de Fourier, os algoritmos apresentados nas Seções 4.3.3, 4.3.4 e 4.3.5 conseguem eliminar a componente DC de maneira mais eficiente e sem uso de filtro mímico. Porém, refletem em atrasos de uma e três amostras para o cosseno modificado e Chen & Liu (2006), respectivamente, e em uma pobre eliminação de componentes harmônicos de alta frequência no caso do algoritmo de Guo & Kezunovic (2003).

### 4.4.2 Efeito da Componente DC

Para ilustrar o efeito da presença da componente DC sobre a estimação fasorial, considere o circuito da Figura 4.6.

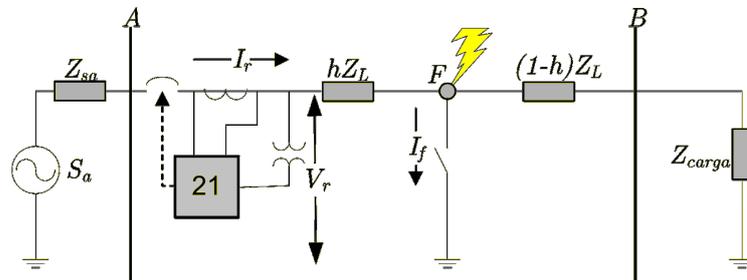


Figura 4.6: Circuito para exemplo do efeito da componente DC de decaimento exponencial.

Cujo componentes foram ajustados a partir dos dados listados na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados no circuito da Figura 4.6.

Fonte	Linha	Carga
$R_{sa} = 1\Omega$	$R_L = 2\Omega$	$R_{carga} = 60\Omega$
$L_{sa} = 33,33mH$	$L_L = 66,66mH$	$L_{carga} = 80mH$
$V_{sa} = 187,8kV$	$h = 0,5$ (meio da linha)	

Em um dado momento, a chave localizada no ponto F é fechada, simulando um curto-circuito no meio da linha de transmissão. Nesse momento, percebe-se a influência da componente DC de decaimento exponencial sobre o sinal da corrente  $I_a$ , como pode ser visto na Figura 4.7.

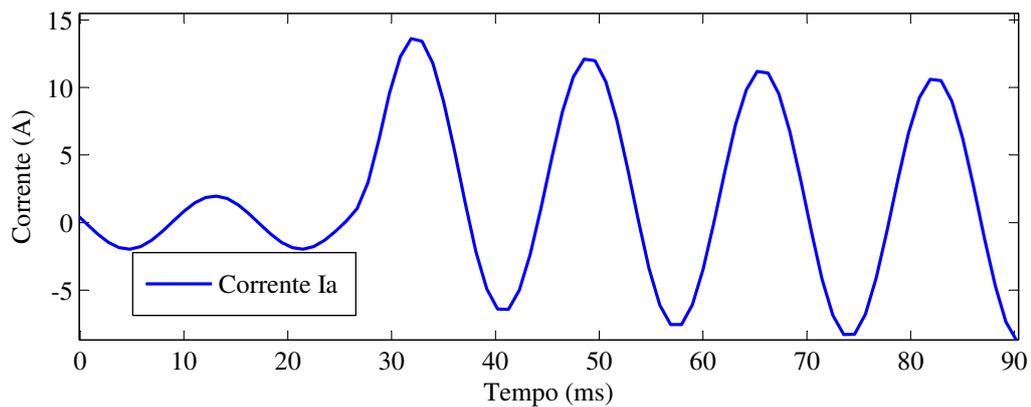


Figura 4.7: Efeito da componente DC sobre a corrente de falta  $I_a$ .

Ao sinal da corrente  $I_a$  são então aplicados os algoritmos de estimação fasorial. Do resultado é extraído o módulo dos fasores, mostrado na figura 4.8.

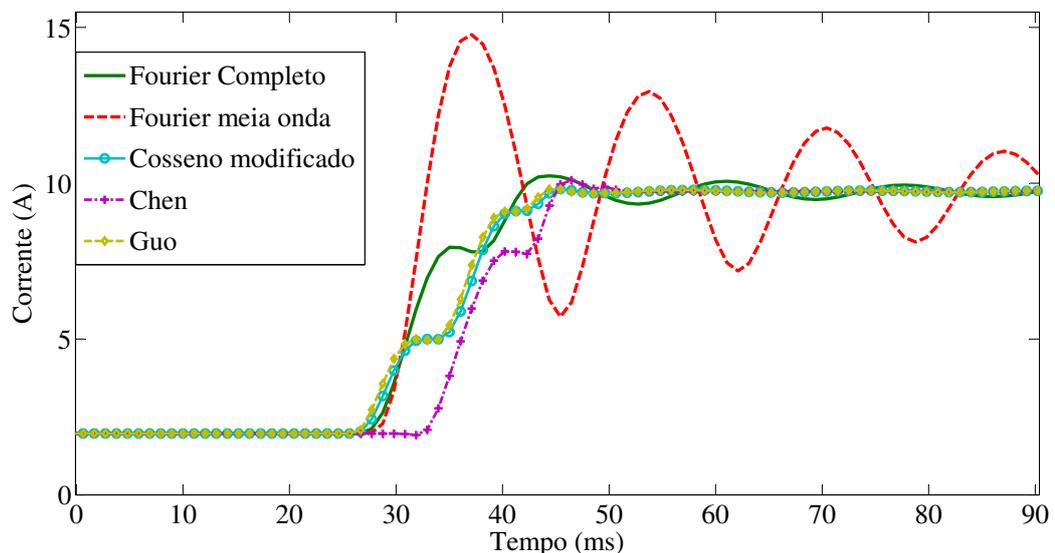


Figura 4.8: Efeito da componente DC sobre os algoritmos de estimação fasorial.

A componente DC de decaimento exponencial causa as oscilações observadas na figura 4.8 notadamente sobre o algoritmo Fourier de meia onda. Entretanto, seu efeito também se reflete sobre o algoritmo Fourier de onda completa, que também têm oscilações causadas pela influência da componente DC.

A componente DC de decaimento exponencial tem efeito direto sobre o cálculo da impedância do relé de distância, pois para isso é utilizado, além do fasor de tensão, também o fasor de corrente, e como consequência a impedância estimada sofre alteração. Isso pode levar a erros na detecção da falta.

Para exemplificar o efeito da componente DC sobre o cálculo da impedância em um relé de distância, os algoritmos de estimação fasorial de Fourier de meio ciclo, de um ciclo e Cosseno modificado foram utilizados para cálculo da impedância observada pelo relé instalado na barra A da Figura 4.6. A trajetória percorrida pelas impedâncias estimadas por cada algoritmo durante a aplicação da falta no ponto F pode ser observada na Figura 4.9(a). A essa Figura, foi aplicado zoom, Figura 4.9(b), sobre o ponto de impedância da falta, sendo possível observar o caminho registrado por cada um dos algoritmos até atingir a impedância da falta. Sob influência da componente DC, o algoritmo de Fourier de meia onda percebe uma trajetória em espiral que passa várias vezes pela zona 1 de atuação do relé antes de estimar o ponto com a impedância correta da falta. Cada vez que entra na circunferência que marca o limite para atuação da zona 1 faz o relé atuar erradamente, sobre-alcançando a falta. O algoritmo de Fourier de onda completa também percebe uma trajetória em espiral, mas com menor intensidade que o algoritmo de Fourier de meia onda. Entretanto, ainda registra um cruzamento da zona 1, o que também faz o relé operar erradamente. Somente o algoritmo Cosseno modificado consegue eliminar com eficiência a componente DC, não sobre-alcançando a falta ao não cruzar a zona 1 do relé de distância.

## 4.5 Resumo

Nesse capítulo foram apresentados os fundamentos para estimação fasorial, sendo discutidos alguns algoritmos baseados na análise da transformada discreta de Fourier bem como as implicações da componente DC sobre tais algoritmos de estimação fasorial.

Em termos do algoritmo de estimação fasorial utilizado, foi abordado o compromisso entre precisão e velocidade de atuação do relé. Ambas características importantes na detecção e extinção de uma falta e que são consideradas no projeto de relés de distância.

Alguns possíveis métodos para aumentar a velocidade de detecção da falta passam por aumentar a taxa de amostragem com consequências no aumento do esforço computacional e diminuição da janela de amostragem que, por sua vez, leva a uma diminuição da habilidade em rejeitar harmônicas pares e componente DC.

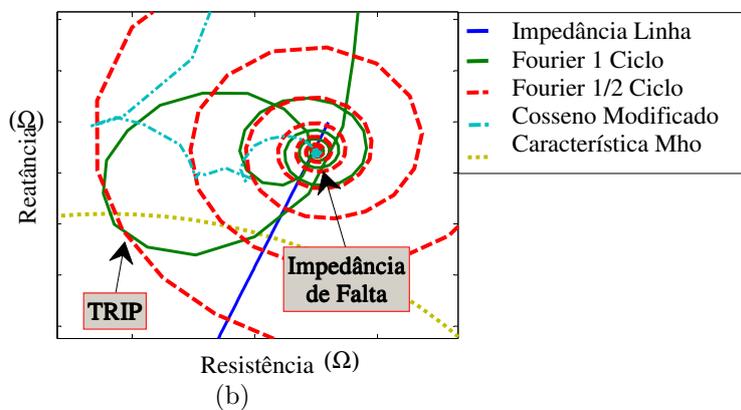
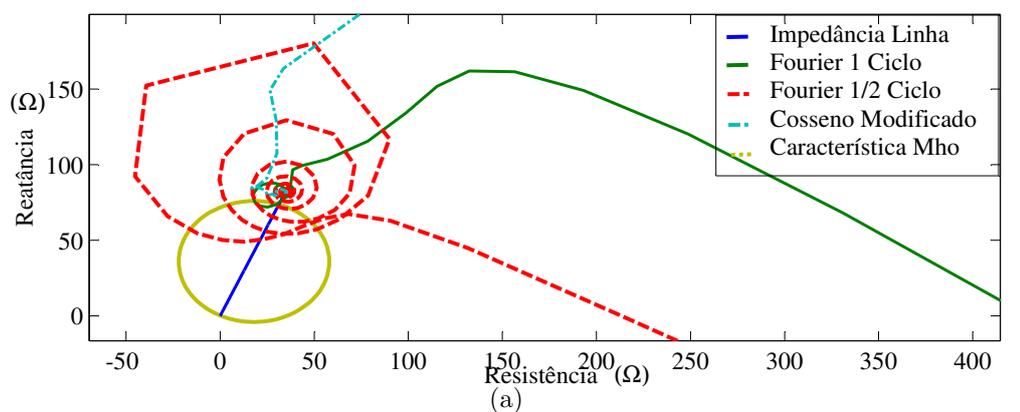


Figura 4.9: Influência da componente DC sobre algoritmos de estimação fasorial: (a) sem zoom, (b) zoom sobre a impedância de falta da Figura 4.9(a).

# 5 *Materiais e Métodos*

Neste capítulo são descritos os passos para modelagem do sistema elétrico de teste e sua conexão com os algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> para análise e aplicação de faltas com intuito de validar e comparar tais algoritmos junto com um relé de distância.

## 5.1 Modelagem do SEP

O sistema elétrico modelado no RTDS<sup>TM</sup> foi configurado com componentes cujos parâmetros são reais e obtidos junto à empresa Chesf, sendo operado e mantido na tensão de 138 kV pela mesma empresa. Compreendido entre os estados da Paraíba e Rio Grande do Norte, é composto por duas linhas de transmissão, 03L2 (79,87km) e 03P2 (107,43km), que interligam as subestações de Campina Grande II (CGD) a Pilões II (PLD) e PLD a Santa Cruz II (STD), respectivamente. A subestação de PLD está em fase final de construção, o que motivou sua escolha neste trabalho. Adicionalmente, o sistema utilizado possui cargas conectadas aos barramentos de STD e PLD.

Os sinais de tensão e corrente usados nos algoritmos de proteção foram obtidos na LT 03L2 conectado ao barramento da SE CGD, onde foram instalados transformadores de potencial indutivo (TPIs) e transformadores de corrente (TCs) para instrumentos. Tal sistema pode ser observado na Figura 5.1, que representa o diagrama unifilar do sistema que foi modelado no RTDS<sup>TM</sup>, com parâmetros na Tabela 5.1. Esses valores foram obtidos com uso do programa ANAFAS, de propriedade do CEPEL, que com a entrada dos parâmetros do sistema Chesf completo, pode-se extrair, dentre outras informações, os equivalentes em qualquer barra do sistema.

Os TPIs e TCs utilizados foram configurados com as relações 138000/115 V e 600/5 A, respectivamente. Para essa relação os TCs não saturam mesmo sob maior nível de curto-circuito. Já as cargas conectadas às barras de PLD e STD têm consumo de potência de 42,5MW -  $j6,49$ Mvar e 2MW -  $j2,4$ Mvar, respectivamente.

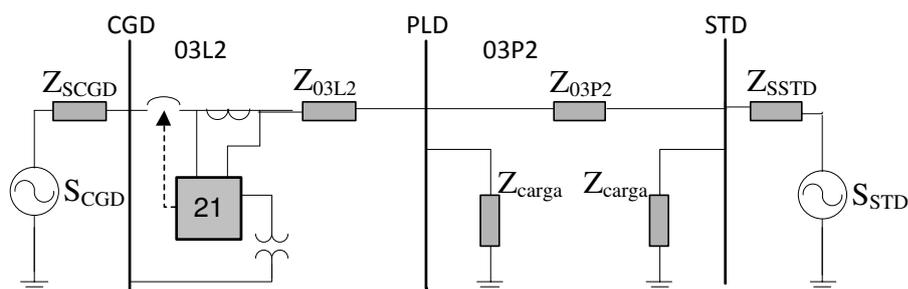


Figura 5.1: Sistema elétrico modelado no RTDS™.

Tabela 5.1: Dados do sistema elétrico Simplificado.

Elemento	Impedância	
	Seq. Positiva ( $\Omega$ )	Seq. Zero ( $\Omega$ )
$S_{CGD} 138kV$	$11,4\angle 83,5^0$	$8,9\angle 87,4^0$
$S_{STD} 138kV$	$91,8\angle 78,2^0$	$36,2\angle 84,6^0$
$Z_{03L2}$	$21,7\angle 70,2^0$	$69,6\angle 70,2^0$
$Z_{03P2}$	$29,0\angle 71,5^0$	$97,7\angle 71,9^0$

O roteiro para implementar esse sistema e conectá-lo às interfaces externas do RTDS™ são descritas nas seções seguintes, sendo conveniente iniciar por uma apresentação do RTDS™ e de suas ferramentas.

### 5.1.1 Modelando no RTDS™

RTDS™ é uma ferramenta de simulação que combina hardware e software e pode ser considerado um TNA (Analisadores de rede ou, do inglês, *Transient Network Analyser*) digital, constituindo-se um poderoso equipamento com capacidade de modelar o sistema elétrico de potência de forma realista e de propiciar maior flexibilidade e confiabilidade às simulações digitais.

O RTDS™ utiliza os mesmos algoritmos e equações encontrados em programas conhecidos como EMTP. Contudo, as simulações podem ser consideradas em tempo real em virtude de as soluções do sistema elétrico serem obtidas em um intervalo de tempo bem menor que as constantes de tempo do sistema real. O RTDS™ apresenta uma interface para entrada e saída de dados do sistema elétrico, tais como sinais de tensão e corrente, além de trips de relés. Tal interface permite a comunicação com equipamentos

externos, o que torna o RTDS<sup>TM</sup> ideal para testes de equipamentos de monitoramento e controle do sistema, a exemplo de dispositivos de proteção e controladores que atuam em disjuntores. O RTDS<sup>TM</sup> permite a simulação em malha fechada do sistema elétrico de potência, juntamente com dispositivos de controle e de proteção. Dessa forma, um ou mais dispositivos podem ser testados facilmente para diversas condições de operação em diferentes sistemas elétricos. Esses testes são extremamente importantes tanto para os fabricantes dos dispositivos quanto para as empresas do setor elétrico e têm se tornado cada vez mais comuns.

O Hardware do RTDS foi projetado para simular e testar equipamentos de controle e proteção do sistema elétrico. Para isso, inúmeras placas de entrada e saída podem ser utilizadas sendo algumas delas com isolamento óptico e alta precisão. Adicionalmente, pode ser utilizada a porta ethernet para externar sinais, com intuito de permitir que uma única pessoa utilize todo o hardware disponível.

O rack instalado na UFCG é do modelo médio dentre os disponíveis pela empresa RTDS<sup>TM</sup> e possui três placas de processamento do tipo GPC, Figura 5.2(a). Essas placas são responsáveis por todo o cálculo em tempo real do sistema elétrico e das lógicas de controle modeladas. Possui ainda placas de saída analógica (GTAO), Figura 5.2(b), e entradas digitais (GTDI), Figura 5.2(c), com isolamento óptico, além de entradas e saídas de menor precisão no painel frontal.

Para sua configuração, o RTDS<sup>TM</sup> usa um *software* chamado RSCAD, que é formado por um pacote de módulos responsáveis por configurar cada um dos seus blocos internos e de interface. Esses módulos se dividem em:

#### •Draft



Módulo responsável pela montagem do sistema elétrico a ser modelado. Nele são ligados os componentes entre si e seus parâmetros configurados. Esses componentes se dividem em controle e potência, sendo os componentes de controle aqueles que, a partir de sinais do sistema elétrico, executam ações pré-configuradas, tais como: soma de sinais, comandos de abertura de disjuntor, seleção de falta a ser aplicada e lógica de proteção. Já os componentes de potência são aqueles presentes no circuito elétrico de potência. Estão nesse grupo os transformadores de potência, linhas de transmissão, motores, geradores, cargas e retificadores.

Ainda no Draft, os componentes modelados nos módulos C-Builder e T-Line, descritos adiante, podem ser inseridos no sistema. Quando o sistema está pronto, deve ser compilado para verificar a correta montagem de todos os blocos, onde também é certificada a

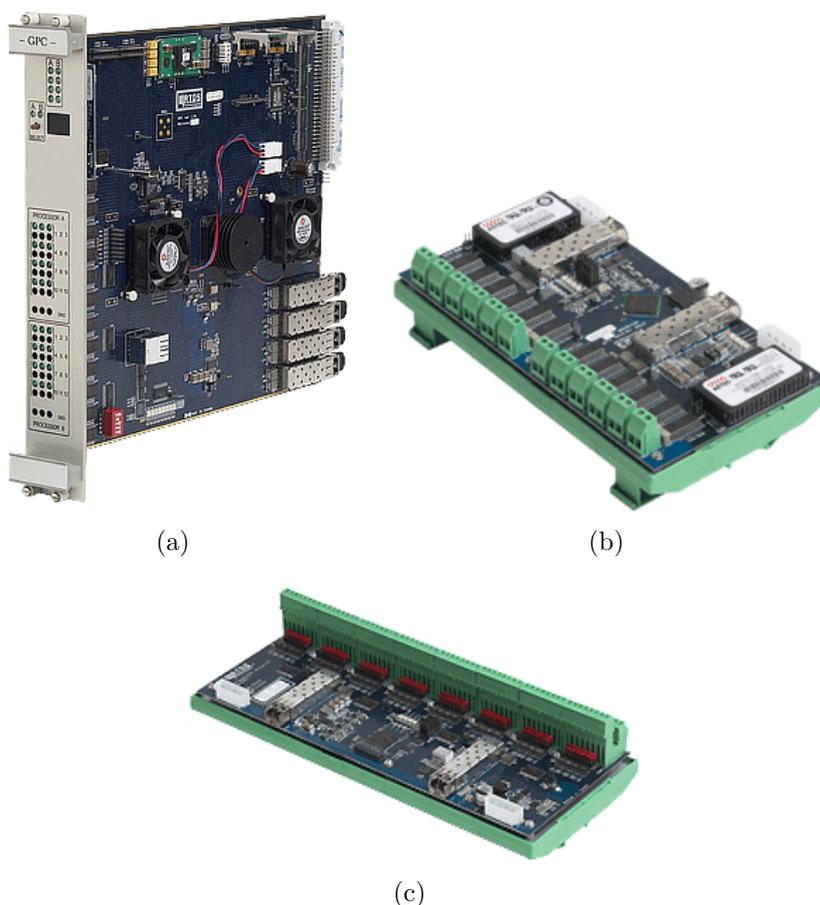


Figura 5.2: Hardware de processamento e saída/entrada de dados: (a) placa de processamento GPC, (b) placa de saída analógica GTA0 e (c) placa de entrada digital GTDI.

capacidade de processamento do RTDS<sup>TM</sup> para executar no tempo máximo de simulação ( $50 \mu\text{s}$ ) todas as tarefas previstas.

#### •C-Builder



No módulo C-Builder podem ser modelados qualquer tipo de componente desejado, seja ele de controle ou de potência. Tanto a parte gráfica do componente quanto sua programação interna podem ser confeccionados da forma que se queira. O C-Builder é uma ferramenta muito importante para se testar algoritmos novos e que não estão disponíveis no pacote padrão do RSCAD. A linguagem de programação utilizada é a C, sendo necessária a compilação em cada nova modificação. O bloco estimador de fasores, que foi utilizado nesse trabalho, foi elaborado utilizando-se o C-Builder.

#### •T-Line



No módulo T-Line as linhas de transmissão podem ser modeladas. Para tanto, pode ser utilizado tanto a disposição geométrica dos condutores quanto seus parâmetros concentrados ou distribuídos. O modelo das LTs 03L2 e 03P2 foi

elaborado utilizando-se o T-Line. As duas linhas foram configuradas com parâmetros uniformemente distribuídos.

#### ●RunTime



O módulo Runtime é utilizado após compilado todo o sistema no Draft. Nessa etapa é confeccionada toda a interface gráfica onde poderão ser visualizadas as grandezas selecionadas. É também no Runtime que o usuário pode interagir com o sistema modelado, aplicando faltas ou retirando partes do sistema modelado através de comandos de abertura ou fechamento de disjuntores.

Ainda no Runtime, o usuário pode elaborar um *script* que simula todos os comandos para executar uma tarefa desejada. Por exemplo, pode ser elaborado um *script* que executa uma rotina gerando uma série de faltas, armazenando os gráficos e sinais de atuação resultantes.

### 5.1.2 Confeção do Modelo

Com o objetivo de facilitar o entendimento da confecção do modelo no RSCAD conforme realizado nesse trabalho, um resumo das etapas necessárias foi enumerado abaixo:

1. A partir do sistema da Figura 5.1, iniciou-se a elaboração do modelo no módulo Draft do RSCAD. Utilizando-se de blocos já existentes, os componentes do sistema foram configurados com os dados presentes na Tabela 5.1;
2. Três janelas foram criadas para inserir os blocos da lógica de proteção, da lógica de aplicação de faltas e de entrada/saída;
3. As LTs 03L2 e 03P2 foram confeccionadas utilizando o módulo T-Line. Para tanto, foi utilizado modelo a parâmetros uniformemente distribuídos à frequência constante (modelo Bergeron). Nesse ponto da confecção, o diagrama unifilar do sistema elétrico simulado tomou a forma observada na Figura 5.3;
4. Os blocos utilizados para a lógica de proteção foram inseridos em uma das janelas citadas na etapa 2. Dentre esses blocos estão o filtro analógico, o *Sample-and-Hold* e os blocos estimadores de fasor uma para cada algoritmo de estimação. Os dois primeiros foram escolhidos dentre aqueles já disponíveis do pacote RSCAD, sendo configurados conforme abaixo:
  - O filtro analógico foi configurado como ordem 2, passa-baixa do tipo Butterworth. A frequência de corte foi fixada em 480 Hz. Os detalhes para projeto



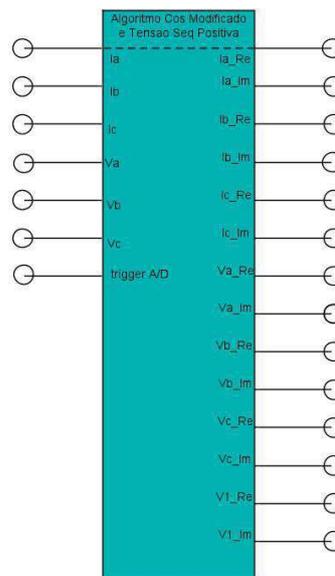


Figura 5.4: Bloco estimador Algoritmo Cosseno Modificado.

5. Com os sinais obtidos dos blocos estimadores de fasor, foi executada a lógica de proteção. Ela foi elaborada com um comparador de fase para montar a característica Mho utilizando memória de tensão de sequência positiva como tensão de polarização, conforme descrito na Seção 3.4.4, e também lógica de comparação por zonas de Schweitzer & Hou (1993), descrita na Seção 3.4.5. Tal lógica de proteção foi feita para os *loops* AB, BC, CA, AT, BT, e CT, compreendendo, dessa maneira, todos os possíveis tipos de falta<sup>1</sup>. Cada uma das técnicas de estimação fasorial tiveram seus loops implementados. Na Figura 5.5 pode ser observada a lógica elaborada no módulo Draft para o loop AB;

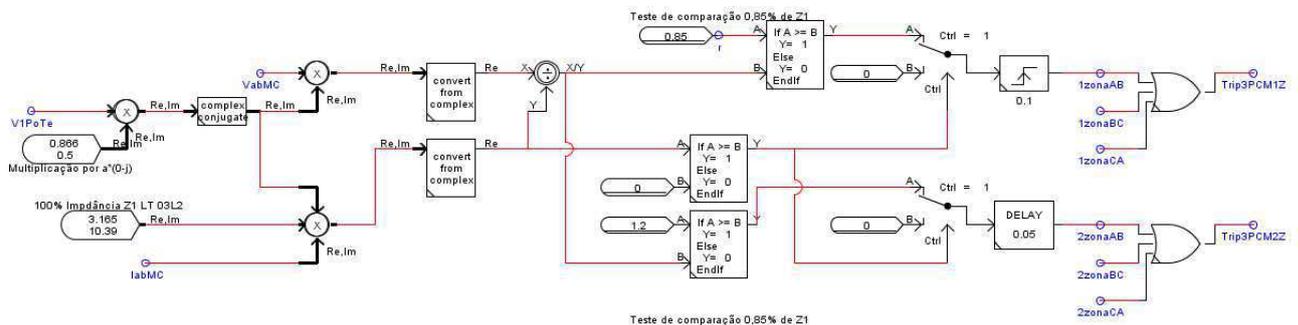


Figura 5.5: Lógica de proteção com comparador de fase do loop AB.

6. Em uma outra janela criada no item 2 foram inseridos os blocos de entrada e saída. Isto é, o bloco para saída dos sinais analógicos a partir da placa GTA0 em direção ao relé e o bloco de entrada digital, GTDI, que recebe o sinal de atuação do relé;

<sup>1</sup>Ver nota de rodapé na Tabela ??

- Na última das três janelas criadas no item 2 foram inseridas as lógicas para controle de faltas nas LTs 03L2 e 03P2. Essas lógicas permitem a configuração da falta em qualquer ponto das LTs, sendo possível alterar sua resistência, fases envolvidas e ângulo de incidência. É uma lógica complexa e que permite configurar todos os pontos de falta do sistema modelado com precisão. Os casos simulados na Capítulo 6 só foram possíveis devido a implementação dessa lógica;
- Com o sistema configurado e compilado, foram criadas janelas no módulo Runtime do RSCAD, permitindo o controle e supervisão de todo o sistema. Foram inseridas grandezas analógicas e digitais de interesse da simulação, bem como comandos de controle e ajuste de falta. Na Fig 5.6 pode ser observado o resultado da criação das janelas de supervisão no módulo Runtime.

Foi configurado ainda um script que simulou as faltas de maneira automática para todos os pontos e configurações requeridos. Além disso, o script também registrou variáveis de interesse, calculando o tempo de atuação de cada um dos algoritmos simulados e também o tempo de atuação do relé.

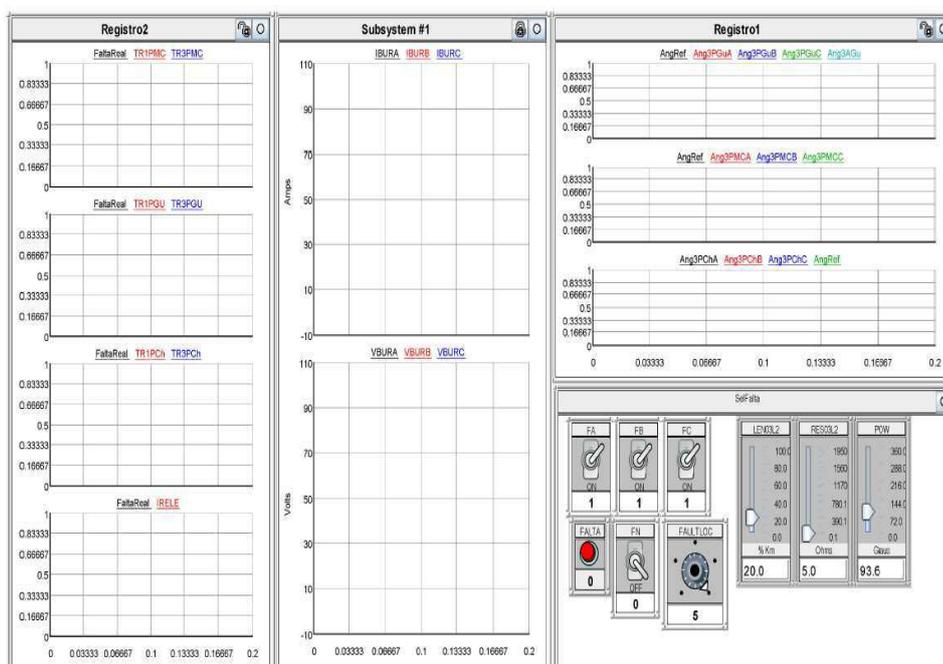


Figura 5.6: Supervisão do sistema pelo Runtime.

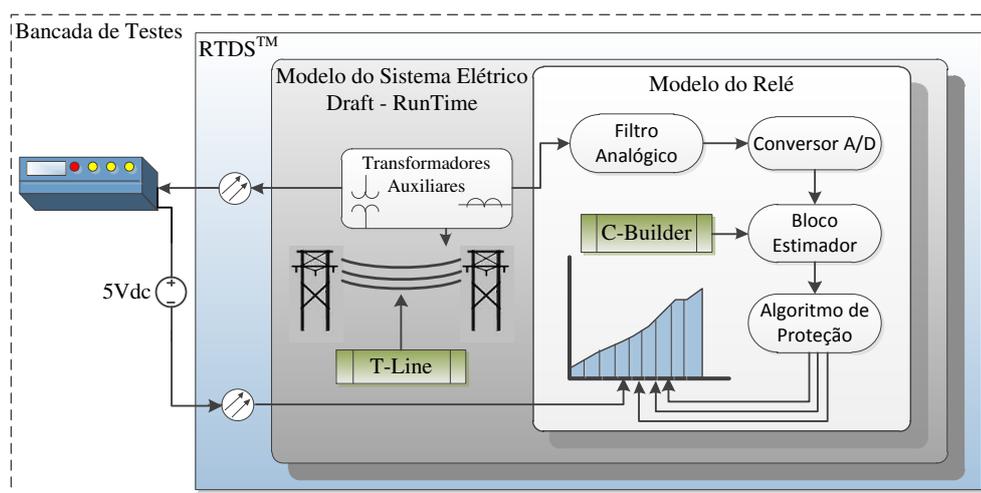


Figura 5.7: Esquema montado em bancada para testes.

## 5.2 Bancada de Testes

Com todo o sistema modelado, compilado e sendo simulado sem erros, foi montada bancada de testes com o relé. Para tanto, os sinais analógicos e digitais foram conectados por meio de fios entre o RTDS™ e o relé. Os sinais analógicos, idênticos aos enviados para os algoritmos implementados no RTDS™, foram encaminhados da placa GTA0 (Figura 5.2(b)) diretamente ao relé sem necessidade de uso de amplificadores auxiliares de potência. Isso devido ao fato que os transformadores auxiliares internos ao relé puderam ser transpostos no processo de aquisição dos sinais; característica peculiar do modelo de relé utilizado. Assim, a conexão desses sinais no relé foi feita diretamente à etapa subsequente de tratamento: a filtragem analógica. Após o tratamento do sinal pelos diversos blocos internos ao relé real, quando uma falta é aplicada com impedância inferior a 85% do comprimento da linha de transmissão, faz o relé operar. Nesse momento, a operação do relé é convertida em um sinal que comanda o fechamento de um contato de saída digital do tipo "rápido". Com isso, um circuito se fecha fazendo circular uma corrente por uma das entradas digitais da placa GTDI (Figura 5.2(c)) utilizadas para montagem desta bancada de testes. Devido aos contatos envolvidos serem do tipo seco, foi necessário utilizar fonte de tensão DC auxiliar em +5 Vdc para alimentar o circuito, com o cuidado de não ultrapassar esse nível de tensão para que as entradas da placa GTDI não sejam danificadas (RTDS, 2009). Para cada falta simulada, foi registrado o tempo que o sinal do relé foi recebido pelo contato de entrada digital da placa GTDI. Na Figura 5.7 pode ser visto um esquema da montagem realizada para os testes, que resume também as etapas de processamento do sinal analógico internas ao RTDS™.

### 5.3 Resumo

Nesse capítulo foram abordados os procedimentos, materiais e métodos utilizados para a confecção do sistema simulado no RTDS<sup>TM</sup>. A modelagem do SEP com uso de parâmetros de componentes reais, o uso dos módulos do RSCAD e a montagem da bancada com a interligação do RTDS<sup>TM</sup> com o relé foram alguns dos assuntos detalhados.

# 6 *Apresentação e Análise dos Resultados*

Com todo o modelo implementado e conectado ao relé, conforme procedimento descrito no Capítulo 5 foi iniciada a etapa de testes propriamente dita. Para tanto, nas seções que seguem são enumeradas as fases necessárias.

## 6.1 Casos Analisados

A fim de avaliar os algoritmos de estimação de fasores para o sistema elétrico proposto, foram simulados inicialmente dois tipos de falta, ABC e AT, a 39,5 km de distância do terminal de CGD na linha 03L2 onde foram registrados os módulos de corrente e tensão estimados pelos algoritmos, bem como a resposta dos comparadores por zonas de Schweitzer & Hou (1993) descritos na Seção 3.4.5. Em outra simulação, milhares de faltas foram aplicadas em diversos pontos da linha de transmissão e os tempos de atuação dos algoritmos foi comparada com o tempo de atuação do relé real montado na bancada de testes.

Como resultado para o primeiro teste, nas Figuras 6.1 e 6.1 são ilustradas, respectivamente, as estimações do módulo dos fasores tensão e corrente para os loops fase-fase durante a falta ABC a 39,5 km (50%) da linha 03L2 sob ângulo de incidência de  $0/;^0$  da tensão  $V_a$  e resistência de falta de  $0,1 \Omega$ .

A partir das Figuras 6.2(a), 6.2(b) e 6.2(c) é possível observar que o algoritmo de Guo atinge mais rapidamente o módulo da corrente pós falta. Entretanto, os algoritmos de Chen e Cosseno modificado conseguem estabilizar mais rapidamente do que o algoritmo de Guo no período pós falta. Isso pode ser notado pelas oscilações da curva para o algoritmo de Guo (Figura 6.2(c)). Como mostrado na seção 4.4.2, essas oscilações, oriundas do efeito da componente DC, causam erros na estimação fasorial que podem levar ao sobre alcance da falta pelo relé de distância.

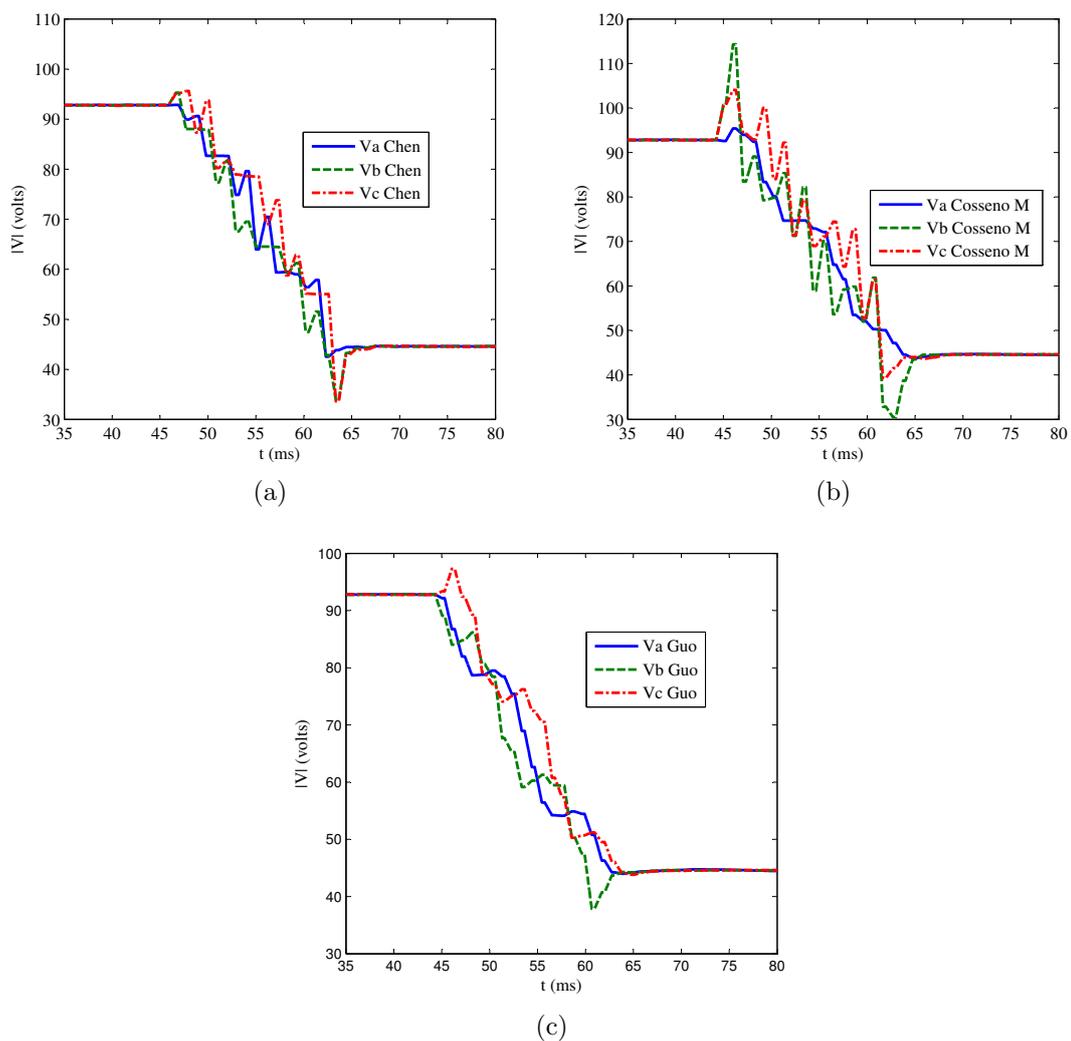


Figura 6.1: Módulo do fasor tensão de linha para uma falta ABC estimado pelos algoritmos: (a) Chen & Liu (2006), (b) Hart & Smith (2000) e (c) Guo & Kezunovic (2003).

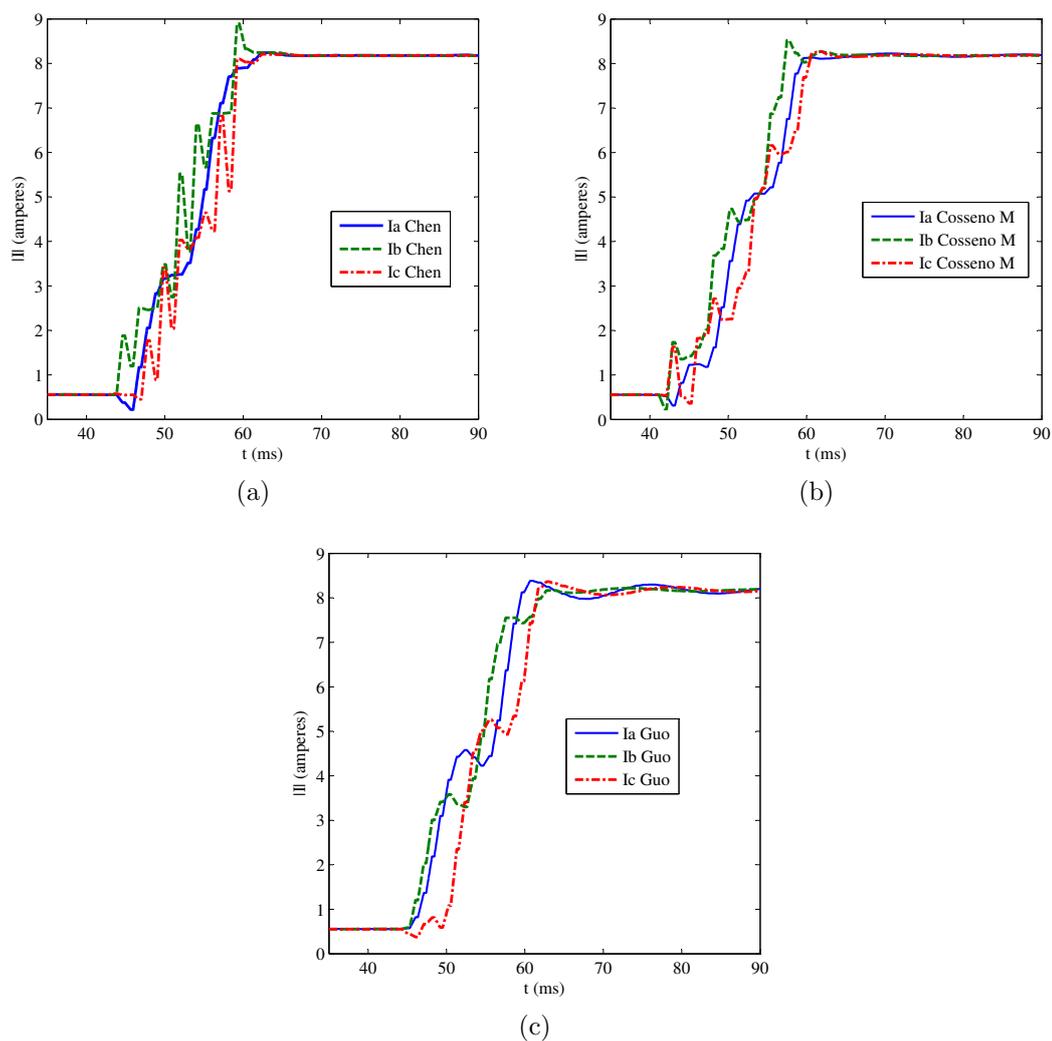


Figura 6.2: Módulo do fasor corrente de linha para uma falta ABC estimado pelos algoritmos: (a) Chen & Liu (2006), (b) Hart & Smith (2000) e (c) Guo & Kezunovic (2003).

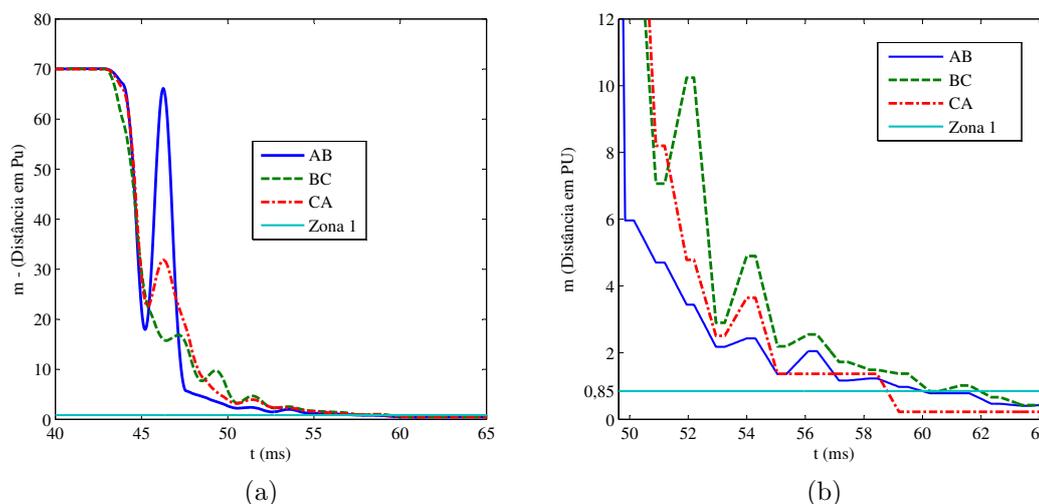


Figura 6.3: Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Chen & Liu (2006): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal.

De posse dos fasores de tensão e corrente, a lógica do comparador por zonas de Schweitzer & Hou (1993) foi utilizada para cada um dos algoritmos. Na Figura 6.3(a) pode ser observado o resultado desse comparador utilizando-se fasores do algoritmo de Chen. E na Figura 6.3(b) é ilustrado zoom sobre o instante que esse algoritmo sinaliza uma impedância menor que 0,85 % da linha.

Para a mesma falta, na Figura 6.4(a) podem ser observado os resultados do comparador utilizando o algoritmo Cosseno modificado, podendo ser visto na Figura 6.4(b), o zoom sobre o instante que o algoritmo identifica a falta: distância menor que 0,85 % da linha.

De mesma forma, na Figura 6.5(a) é mostrado os resultado do comparador por zona empregando-se o algoritmo de Guo & Kezunovic (2003) e na Figura 6.5(b) o zoom sobre o instante de percepção da falta.

A partir das Figuras dos comparadores por zona com zoom (Figuras 6.3(b), 6.4(b) e 6.5(b)) percebe-se que o algoritmo de Guo & Kezunovic (2003) foi o mais rápido, identificando a falta com um tempo de 56,15 ms, seguido do Chen & Liu (2006) que atuou em 58,8 ms e o de Hart & Smith (2000) em 61,35 ms. Esse último, mesmo tendo sido mais lento, foi o que menos mostrou oscilações (ou do inglês, *overshoots*) no período pós-falta, como pode ser observado nas Figuras 6.2(a), 6.2(b) e 6.2(c), indicando ser mais imune à componente DC de decaimento exponencial.

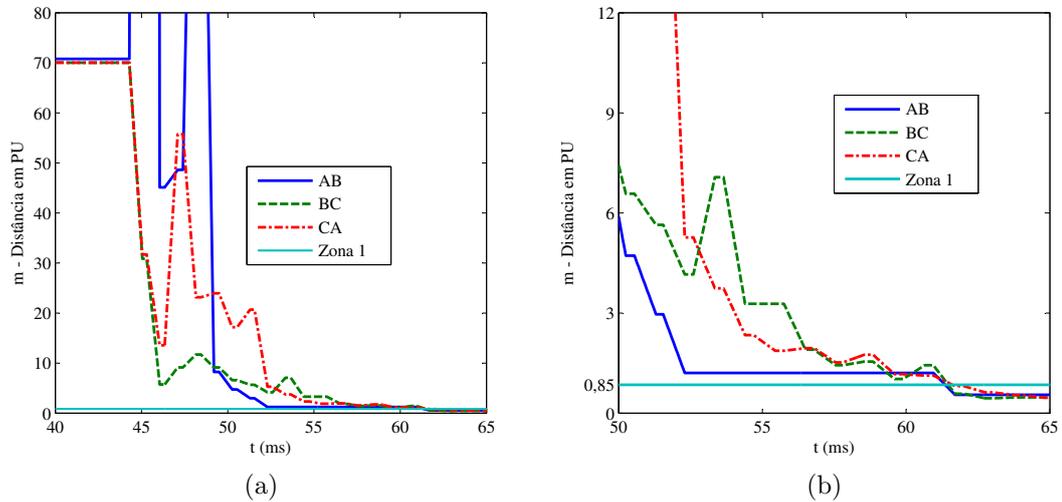


Figura 6.4: Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Hart & Smith (2000): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal.

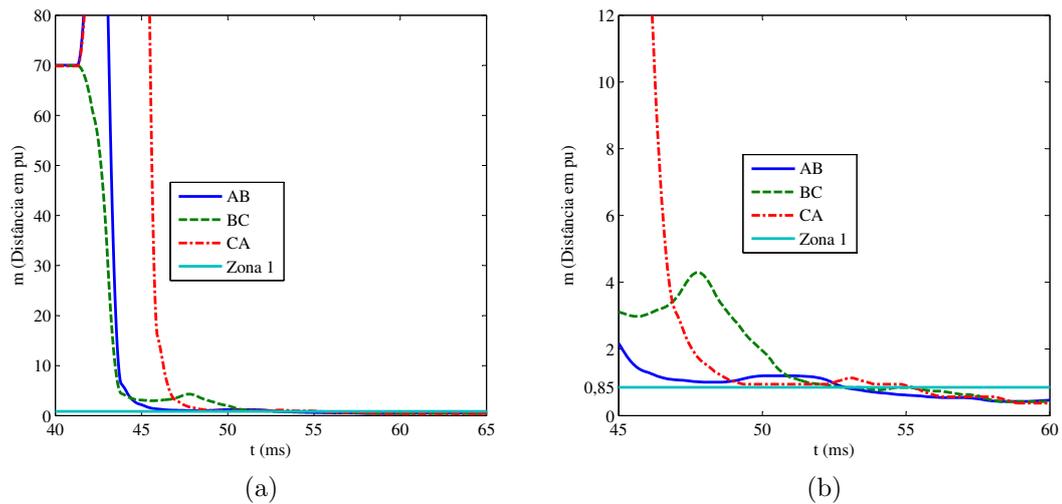


Figura 6.5: Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) com algoritmo Guo & Kezunovic (2003): (a) visão ampla do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal.

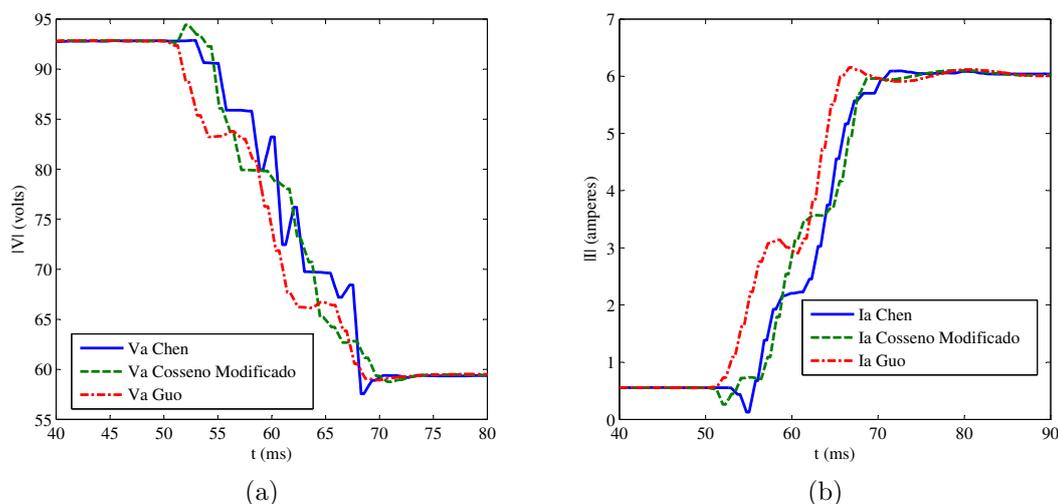


Figura 6.6: Módulo dos fasores para uma falta AT: (a) Tensão  $|V_a|$ , (b) Corrente  $|I_a|$ .

No caso seguinte foi avaliada a resposta dos algoritmos a uma falta do tipo AT. Nas Figuras 6.6(a) e 6.6(b) têm-se, respectivamente, os módulos dos fasores de tensão e de corrente estimados com uso dos algoritmos implementados.

Da mesma maneira do observado para a falta ABC nas Figuras 6.1, também pode ser percebido as leves oscilações durante o período pós-falta que o algoritmo de Guo gera, que são maiores que aquelas observadas para o algoritmo de Chen e Cosseno modificado (Figura 6.6(b)). Como possível consequência, o fasor estimado com o algoritmo de Guo pode fazer o relé sobre alcançar uma impedância de falta.

Durante a falta do tipo AT foi obtida a resposta do comparador por zona para o *loop* AT, único que identifica esse tipo de falta, representado na Figura 6.7(a) para os algoritmos Chen & Liu (2006), Hart & Smith (2000) e Guo & Kezunovic (2003) juntos. A essa Figura foi dado zoom, Figura 6.7(b), com o intuito de localizar o instante no qual os algoritmos identificaram a falta.

Para esse tipo de falta, mais uma vez, o algoritmo de Guo & Kezunovic (2003) obteve a resposta mais rápida, atuando com um tempo de 66,35 ms. Os algoritmos de Hart & Smith (2000) e Chen & Liu (2006) atuaram em 69,3 ms e 69,5 ms, respectivamente. Entretanto, pode ser percebido na Figura 6.6(b) que apesar de o algoritmo de Guo & Kezunovic (2003) ter atingido mais rapidamente o módulo da corrente pós-falta, esse algoritmo, como observado para a falta do tipo ABC, é o que mais apresentou oscilações durante a pós-falta, podendo levar em determinados casos a erros na estimação do fasor.

Com o intuito avaliar o desempenho dos algoritmos implementados confrontando-a

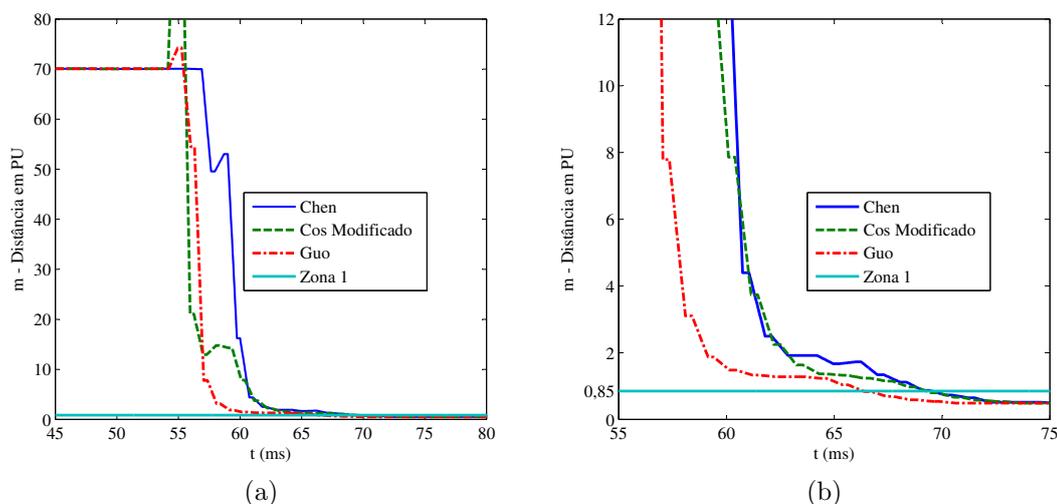


Figura 6.7: Comparador por Zona de Schweitzer & Hou (1993) sob falta tipo AT a 50% da linha: (a) visão ampla da resposta do comparador e (b) com zoom sobre o ponto de inversão do sinal.

Tabela 6.1: Variáveis aplicadas nas faltas.

Variáveis de simulação	Valores escolhidos
Localização de falta (%)	10, 20, 30, ..., 100, 110 e 120
Resistência de falta ( $\Omega$ )	1, 3 e 5
Ângulo de incidência ( $^{\circ}$ )	0, 45 e 90
Tipo de falta	AT, BT, CT, AB, AC, BC e ABC

com a do relé, com uso da lógica comentada no item 7 da Seção 5.1.2 foram aplicadas faltas nas LTs 03L2 e 03P2 do sistema modelado da Figura 5.3, variando-se seu tipo, resistência, ângulo, e distância de falta. A cada mudança de uma das variáveis, a falta foi repetida três vezes. Na Tabela 6.1 pode ser observado o conjunto de variáveis utilizadas nas faltas.

A combinação de todas as variáveis resultou em um total de 3.240 faltas aplicadas nas LTs do sistema modelado, que para serem geradas foi necessário o desenvolvimento de um script no Runtime, como descrito no item 8 na Seção 5.1.2. O script confeccionado para esse trabalho foi capaz de modificar todas as variáveis do sistema e coletar os tempos de atuação para cada falta, medindo desde o instante de início do defeito até a partida dos algoritmos de proteção e do relé. Tudo isso de maneira automática.

De posse dos tempos medidos, os valores foram registrados em arquivo e enumerados

por falta, tipo, resistência de falta e ângulo e incidência. Entretanto, antes de iniciar esse teste houve a necessidade de identificar o tempo de retardo para recebimento da sinalização de trip oriunda do relé ao RTDS<sup>TM</sup>. Para tanto, a rotina abaixo foi executada repetida vezes e de maneira manual para diversos tipos de faltas:

1. Aplicada falta aleatória dentro da zona de operação do relé;
2. Feita a aquisição da oscilografia interna do relé com uso do software proprietário do fabricante;
3. Com base na sua oscilografia, foi medido o tempo entre o início da falta, percebida pelo seu ângulo de incidência, e a atuação do relé;
4. Para a mesma falta, foi medido o tempo entre o início da falta e o registro da atuação do relé percebida pelo RTDS<sup>TM</sup>; e
5. Com os dois tempos medidos, foi feita a diferença entre eles, registrando-se o retardo para envio do sinal entre o relé e o RTDS<sup>TM</sup>.

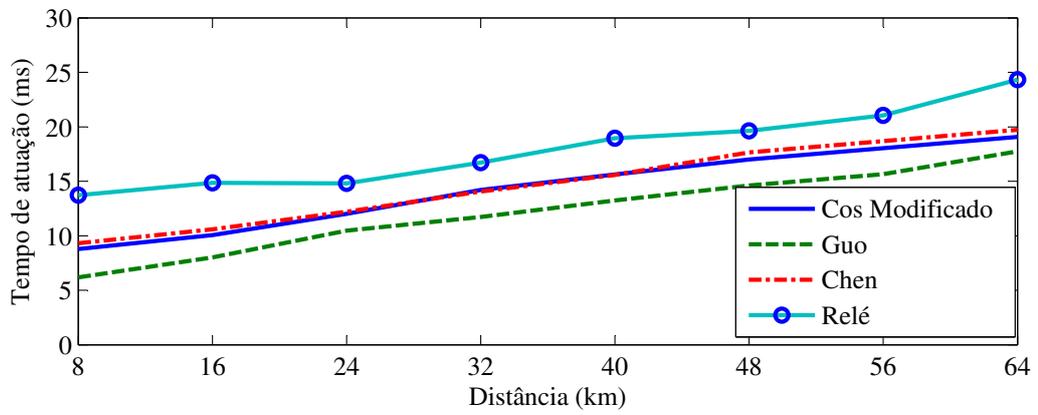
Após executada a rotina acima diversas vezes, constatou-se um tempo médio de 7ms de retardo entre a identificação da falta pelo relé e seu registro pelo RTDS<sup>TM</sup>. Esse valor foi diminuído em todos os tempos de atuação do relé no script do Runtime.

## 6.2 Gráficos de Tempo de Atuação Algoritmos X Relé

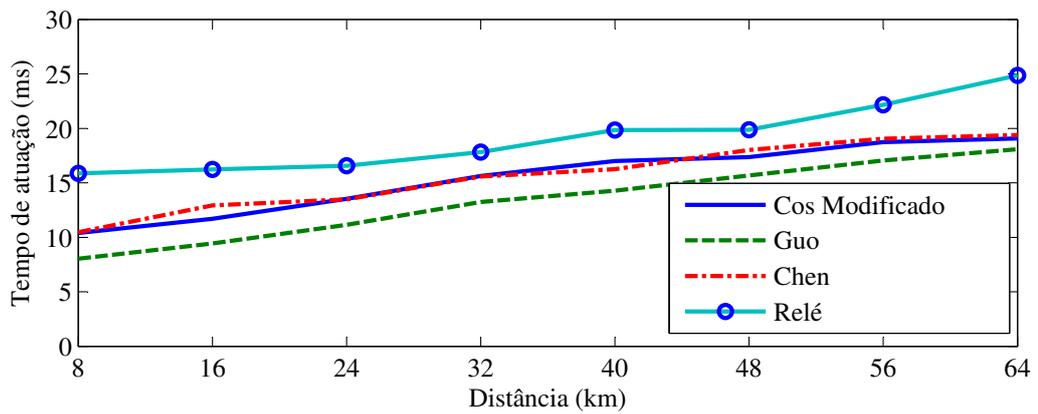
Nas Figuras 6.8(a), 6.8(b) e 6.8(c) podem ser observados os tempos de atuação para faltas fase-terra dos algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> e no relé. Observa-se que para faltas fase-terra os algoritmos implementados obtiveram tempos de atuação menores que o registrado para o relé.

Nas Figuras 6.9(a), 6.9(b) e 6.9(c) podem ser observados os tempos de atuação dos algoritmos e relé para faltas do tipo fase-fase.

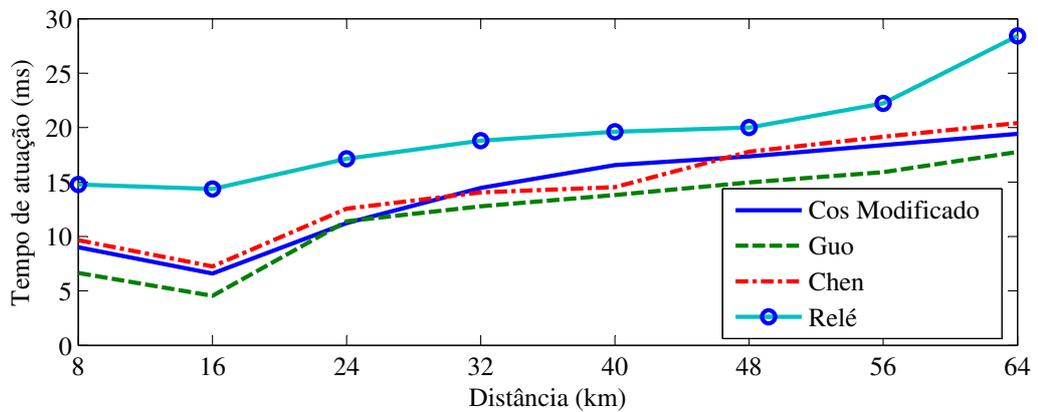
O tempo de atuação dos algoritmos e relé para o tipo de falta Fase-Fase apresenta similaridades em relação àquele do tipo de falta Fase-Terra. O algoritmo de Guo teve um tempo de atuação um pouco mais rápida que os algoritmos de Chen e Cosseno modificado. Entretanto, para a unidade de medição CA, esse tipo de falta teve um detalhe na curva de atuação do relé, que não atuou para falta localizada a 65km de distância. Visto que todos os algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> atuaram, pode-se supor que o relé não atuou



(a)

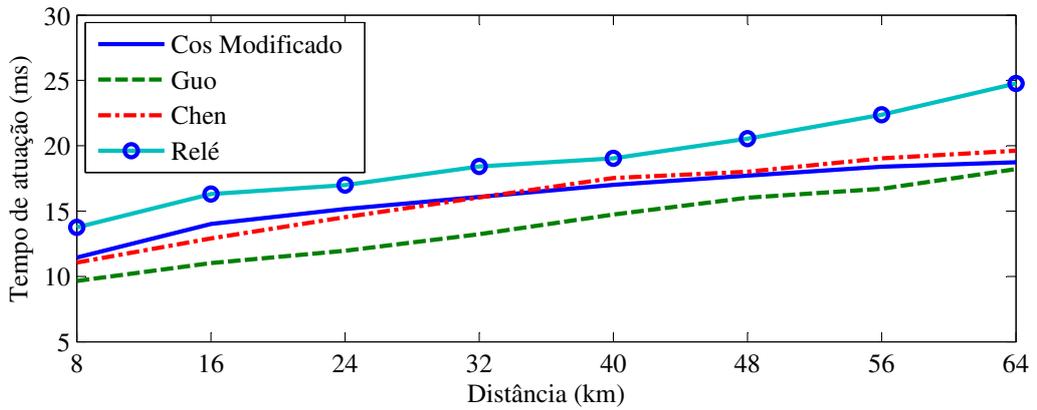


(b)

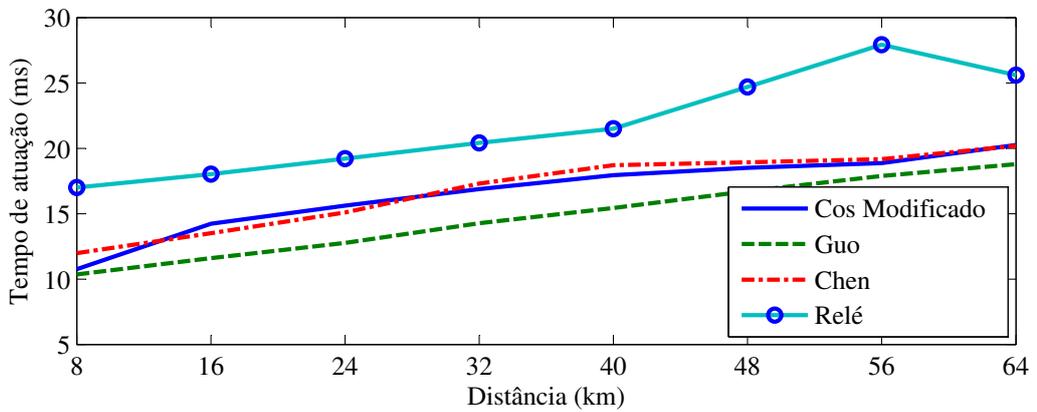


(c)

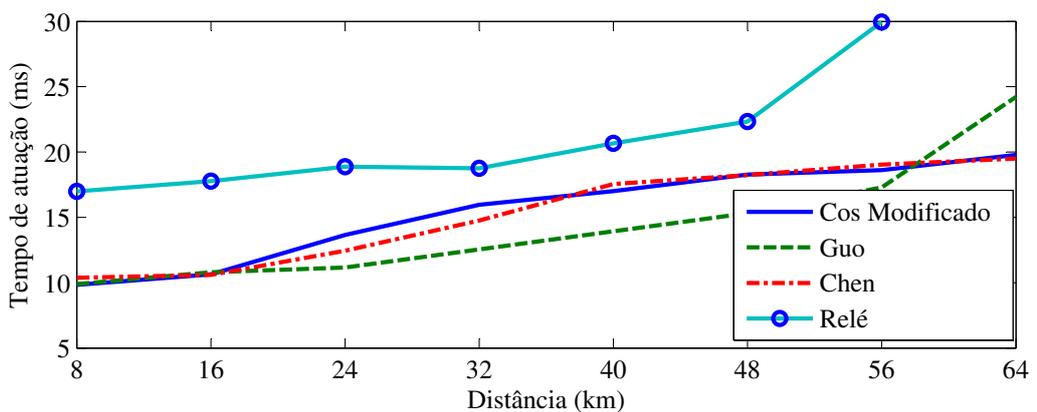
Figura 6.8: Tempo de atuação para faltas Fase-Terra: (a) tempo de atuação para falta AT, (b) tempo de atuação para falta BT e (c) tempo de atuação para falta CT.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.9: Tempo de atuação para faltas Fase-Fase: (a) Tempo de atuação para falta AB, (b) tempo de atuação para falta BC e (c) tempo de atuação para falta CA.

devido a algum processamento ou algoritmo interno mal implementado ou sob defeito. Assim, esse caso mostrou uma outra aplicação do trabalho, pois pode servir como mais um argumento junto ao fabricante do relé durante uma discussão sobre os motivos que levaram o relé a não atuar perante a falta do tipo CA.

Os tempos de atuação dos algoritmos e do relé para faltas do tipo fase-fase-terra podem ser observados nas Figuras 6.10(a), 6.10(b) e 6.10(c), e novamente com tempo de atuação dos algoritmos do RTDS<sup>TM</sup> menor que a do relé.

Por fim, a falta do tipo ABC pode ser vista na Figura 6.11.

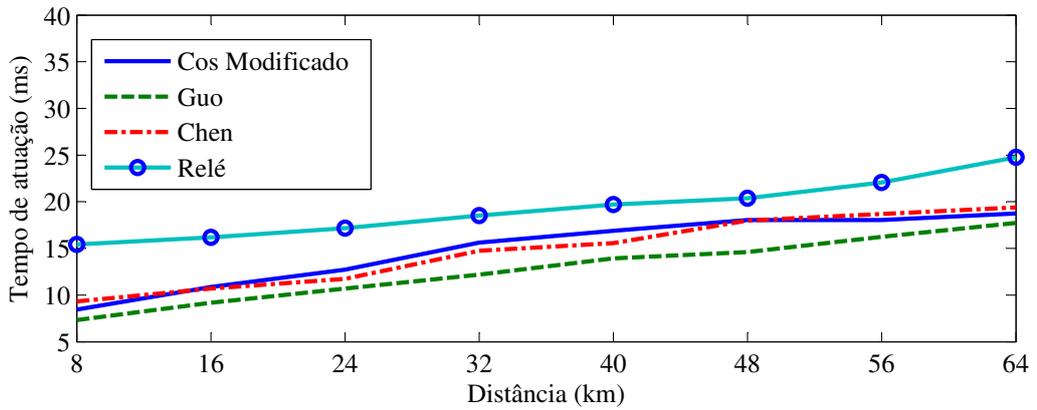
A partir dos resultados apresentados, pode-se constatar que os algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> obtiveram respostas com tempos próximos um ao outro e mais rápidas que aquele implementado no relé de proteção. Dentre os algoritmos analisados, o Cosseno Modificado obteve respostas mais lentas que o de Guo & Kezunovic (2003), mas com menor influência da componente DC, como visto nas Figuras 6.1 e 6.1, sempre sinalizando falta com tempo inferior ao relé. Sua precisão para a zona 1 também foi compatível com o relé (Figuras 6.2, 6.2 e 6.2).

Na Figura 6.9(c), enquanto os algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> atuaram corretamente, o relé não atuou para uma falta dentro da zona 1 na distância de 64 km. Esse teste foi repetido diversas vezes, mas sempre com o mesmo resultado.

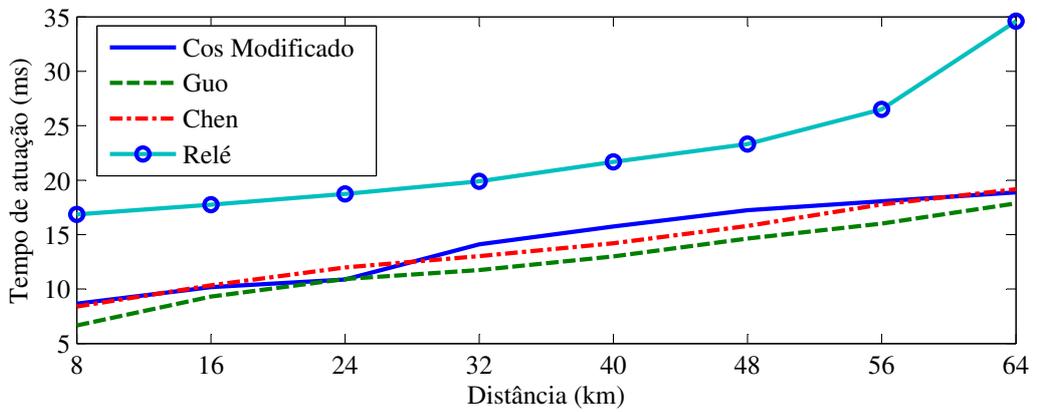
Apesar do trabalho ter aproximado os algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> àquele que pode estar em funcionamento no relé através do uso da técnica de polarização por memória de tensão de sequência positiva e da lógica de seleção de zonas, não se pode confirmar as razões pelas quais o relé foi sempre mais lento. Entretanto, supõe-se que tal atraso seja devido à utilização de algoritmos adicionais de verificação de falta, seleção de fase, tempo de atuação dos contatos de saída auxiliares ou capacidade de processamento do relé testado.

### 6.3 Resumo

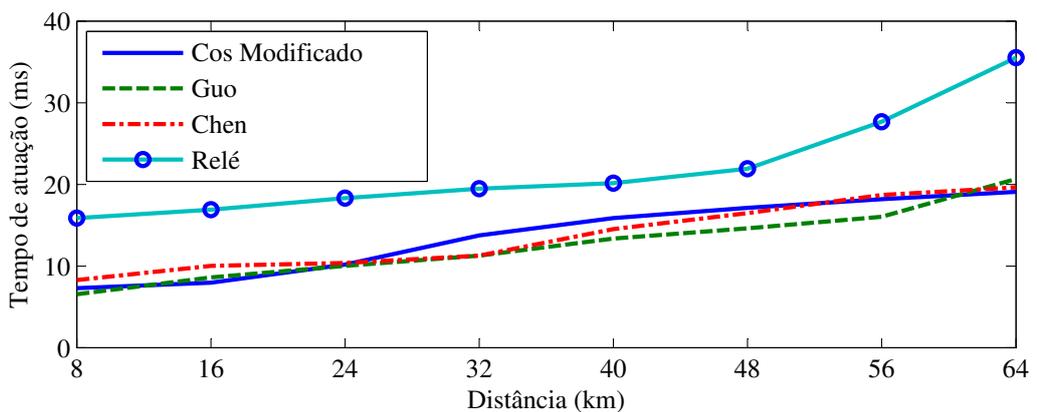
O capítulo 6 teve a finalidade de apresentar os resultados obtidos com as simulações do sistema modelado e descrito no capítulo 5. Nessa seção foram apresentados os casos simulados e as respostas dos algoritmos para cada uma delas. Na Seção 6.1 faltas do tipo ABC e AT mostraram resultados onde os algoritmos implementados no RTDS obtiveram tempo esperado e eliminando de maneira satisfatória a componente DC. Entretanto, o



(a)



(b)



(c)

Figura 6.10: Tempo de atuação para faltas Fase-Fase-Terra: (a) tempo de atuação para falta ABT, (b) tempo de atuação para falta BCT e (c) tempo de atuação para falta CAT.

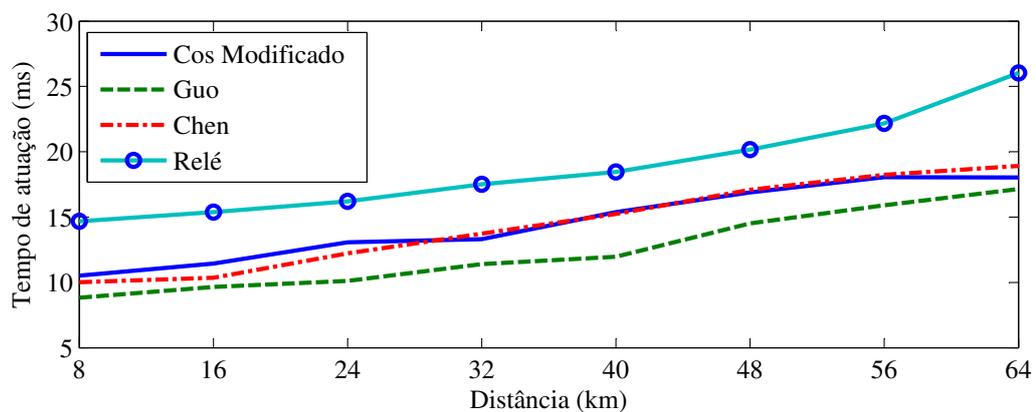


Figura 6.11: Tempo de atuação para falta do tipo ABC.

algoritmo de Guo levou o fasor estimado a observar ligeiras oscilações durante o período pós-falta.

Na Seção 6.2 foi registrado o instante de atuação para faltas distribuídas ao longo da linha para cada um dos algoritmos implementados, confrontando-os com o tempo de atuação do relé.

## 7 *Conclusões e Propostas Futuras*

Nesse trabalho foram implementados algoritmos de relés de distância e suas lógicas de proteção em um ambiente que permitiu a sua análise e simulações em tempo real. Tensões e correntes que foram estimadas com os algoritmos de Chen & Liu (2006), Hart & Smith (2000) e Guo & Kezunovic (2003), foram submetidos a lógicas de proteção modeladas no RTDS<sup>TM</sup>. A simulação de 3.240 faltas gerou sinais de corrente e tensão que foram enviados para os algoritmos de proteção e para um relé de distância real conectado ao RTDS<sup>TM</sup>, sendo registradas as atuações e permitindo avaliar os algoritmos e confrontar seus tempos de atuação com o dispositivo comercializado. Dessa maneira, uma forma de análise comparativa entre algoritmos de proteção de distância e relés de distância foi abordada.

Apresentou-se uma visão geral da proteção de distância, com uma revisão bibliográfica mostrando a evolução desse tipo de proteção, bem como uma fundamentação teórica e algoritmos de estimação fasorial, com os principais problemas por eles enfrentados. Foi analisado ainda as etapas para confecção de um modelo utilizando o RTDS<sup>TM</sup>.

No RTDS<sup>TM</sup> foram simulados os algoritmos Cosseno Modificado, Guo & Kezunovic e Chen & Liu. Todos obtiveram bons resultados para a eliminação da componente DC de decaimento exponencial, superando a técnica convencional de Fourier. Entretanto, para uma melhor comparação, esses algoritmos foram simulados e analisados com casos que também foram observados por um relé de distância. Para isso, foram necessários a configuração de todos os parâmetros no relé e a conexão ao RTDS<sup>TM</sup> por meio de suas interfaces de saída e entrada digitais.

As simulações apontaram para uma maior velocidade de atuação dos algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup> em relação àquele do relé. Todavia, pode-se constatar uma variação de módulo significativa durante o período transitório para o algoritmo de Guo, o que pode levar a um erro na estimativa da impedância quando utilizando esse algoritmo.

Durante a falta do tipo CA, quando o relé sub-alcançou, foi observado que esse traba-

lho pode ser utilizado como mais um argumento durante discussões com fabricantes que tenham por objetivo identificar falhas na atuação de tais dispositivos.

Dessa maneira, o trabalho mostra que é possível comparar esquemas de proteção diferentes com um relé, avaliando assim não só o modelo de algoritmo implementado, mas também comparando-o com um relé para verificação real de sua precisão e rapidez. Além disso, a maneira como foi desenvolvido esse trabalho proporciona o desenvolvimento e conhecimento das técnicas de proteção de distância que podem ser utilizados em análise de faltas ou em falhas de atuação dos relés em uso nas empresas do setor elétrico.

Como desenvolvimento desse trabalho, podem ser sugeridos alguns encaminhamentos a serem seguidos:

- Desenvolvimento em *hardware* de um dos algoritmos implementados no RTDS<sup>TM</sup>, preferencialmente o que mostrou melhores resultados: Cosseno Modificado, pois esse algoritmo se mostrou de fácil implementação, boa eliminação da componente DC e baixa carga de processamento, quando comparado com os algoritmos de Chen e Guo;
- Implementação de outras funções de proteção como oscilação de potência e diferencial de corrente, avaliando as possíveis alterações necessárias para cada tipo de proteção;
- Modelar sistemas elétricos com situações mais adversas como compensação de linhas com acoplamento mútuo, fontes fracas ou defeitos possíveis como falhas em TCs ou TPs. Analisando a influência dessas situações à lógica implementada;
- Avaliar a influência dos efeitos dos transformadores para instrumentos sob regime transitório nas lógicas de proteção implementadas, visando aprimorar tais lógicas e, por consequência, aproximá-las ainda mais daquelas implementadas em relés.

# *Referências Bibliográficas*

- ALSTOM. *Network Protection & Automation Guide*. 1. ed. <http://www.alstom.com/grid/products-and-services/Substation-automation-system/protection-relays/Product-configurator-eCORTEC/>: ALSTOM Grid, 2002.
- ANDERSON, P. M. *Power System Protection*. 1. ed. Piscataway Township, NJ, Estados Unidos: IEEE Press Power Engineering Series, 1998.
- BARIBEAU, M. A.; SACHDEV, M. S. A new Algorithm for Digital Impedance Relays. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-98, november/december 1979.
- BENMOUYAL, G. Removal of DC Offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering. *IEEE Transactions on Power Delivery*, april 1995.
- CHEN, C.-S.; LIU, C.-W. Application of Combined Adaptive Fourier Filtering Technique and Fault Detector to Fast Distance Protection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, april 2006.
- EDSON, W. W. Transmission System Relay Protection-III. *Summer Convention of A.I.E.E., Toronto, Ontario, Canada*, june 1921.
- GEORGE, E. E. Operating Experience with Reactance Type Distance Relays. *A.I.E.E. Southern district meeting*, november 1930.
- GIRGIS, A. A. A new Kalman Filtering Based Digital Distance Relay. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-101, september 1982.
- GIRGIS, A. A.; MAKRAM, E. B. Application of Adaptive Kalman Filtering in Fault Classification, Distance Protection, and Fault Location Using Microprocessors. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 3, february 1988.
- GUO, Y.; KEZUNOVIC, M. Simplified Algorithms for Removal of the Effect of Exponentially Decaying DC-offset on the Fourier Algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, p. 711–717, july 2003.
- HART, D.; SMITH, R. *Modified Cosine Filters - ABB<sup>©</sup> Patente dos Estados Unidos número 6.154.687*. 2000.
- KEZUNOVIC, M.; NAM, S. R. Phasor Estimation in the Presence of DC Offset and CT Saturation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, october 2009.
- LEI10848. *Lei que Dispõe Sobre a Comercialização de Energia Elétrica no Setor*. 2004.

- MCLAREN, P. G.; KUFFEL, R. A Real Time Digital Simulator for Testing Relays. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PES-91, april 1991.
- MCLAREN, P. G.; MCCONNACH, J. S. Sampling Technique Applied to the Derivation of Impedance Characteristics for Use in Power System Protecion. *Electronics Letters*, v. 1, march 1965.
- MCLAREN, P. G.; REDFERN, M. A. Fourier-Series Applied to Distance Protection. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 122, november 1975.
- MORRISON, I. F.; MANN, B. J. Digital Calculation of Impedance for Transmission Line Protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-90, january/february 1971.
- PAITHANKAR, Y. G.; BHIDE, S. R. *Fundamentals of Power System Protection*. 1. ed. New Delhi, India: Prentice-Hall of India Pvt., 2004.
- PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M. A Digital Computer System for EHV Substations: Analysis and Field Tests. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-95, january/february 1976.
- PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M. Fundamental Basis for Distance Relaying with Symetrical Components. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-96, april 1977.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer relaying for power system*. 2. ed. Chichester, West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2009.
- ROCKEFELLER, G. D. Fault Protection with a Digital Computer. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-88, april 1969.
- ROCKEFELLER, G. D.; UDREN, E. A. High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-91, may 1972.
- RTDS. *RTDS Hardware Manual*. Canadá, january 2009.
- SCHWEITZER, E. O. New Developments in Distance Relay Polarization. *16<sup>a</sup> western protective relay conference*, Washington, USA, 1989.
- SCHWEITZER, E. O.; HOU, D. Filtering for Protective Relays. *47<sup>a</sup> annual Georgia protective relaying conference*, Georgia, USA, 1993.
- SCHWEITZER, E. O.; ROBERTS, J. Distance Relay Elements Design. *46<sup>a</sup> annual conference for protective relay engineers*, Texas A&M University, USA, april 1993.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. *Microeletrônica*. 4. ed. São Paulo, Brasil: Makron Books, 2000.
- SILVA, K. M. *Estimação de Fasores Baseada na Transformada Wavelet para Uso na Proteção de Distância de Linhas de Transmissão*. Tese (Doutorado) — Coordenação de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (COPELE), UFCG, Brasil, Abril 2009.

- SILVA, K. M.; NEVES, W. L. A.; SOUZA, B. A. Distance Protection Using a Novel Phasor Estimation Algorithm Based on Wavelet Transform. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, julho 2008.
- STEVESON, W. D. *Elements of Power System Analysis*. 1. ed. Singapura, Malasia: McGraw-Hill, 1962.
- STEVESON, W. D.; GRAIGER, J. J. *Power System Analysis*. 1. ed. Singapura, Malasia: McGraw-Hill, 1994.
- VANDIVER, B. Protective Relays - Past, Present and Future... a Path of Great Resistance. *NetaWorld Magazine*, july 2006.
- WILSON, R. E.; NORDSTORM, J. M. EMTP Transient Modeling of a Distance Relay and a Comparison with EMTP Laboratory Testing. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1993.
- YANG, J.-Z.; LIU, C.-W. Complete Elimination of DC Offset in Current Signals for Relaying Applications. *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, v. 3, p. 1933–1938, 2000.
- ZIEGLER, G. *Numerical Distance Protection: Principles and Ppplication*. 1. ed. Munique, Alemanha: Siemens, 1999.

# Apêndices

# APÊNDICE A -- Cálculo de Impedância em Faltas

Cálculos para obtenção da impedância observada pelo relé de distância em cada um dos tipos de faltas possíveis em uma linha de transmissão.

## A.1 Falta Trifásica

Em faltas trifásicas, devido ao seu próprio arranjo, como mostrado na Figura A.1, não ocorre desbalanceamento entre as fases do circuito afetado. Assim, as componentes de sequência negativa e zero tem seu valor igual a zero. Isto significa ainda, que não existe corrente através da impedância de aterramento e, assim, não faz diferença se ela é zero ou infinita (ANDERSON, 1998). Porém, ainda teremos a impedância de curto-circuito  $Z_f$ .

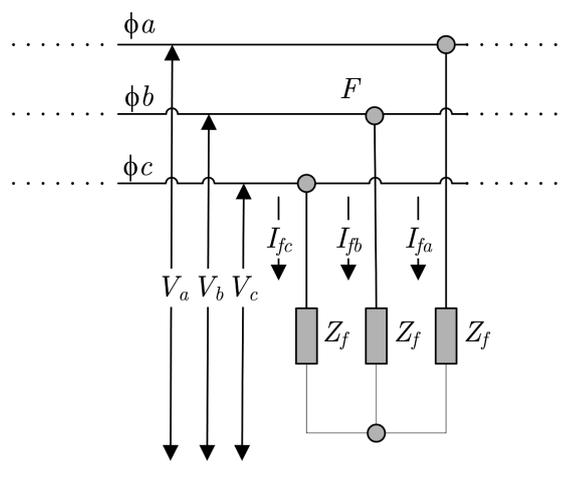


Figura A.1: Falta trifásica.

Dessa maneira, o circuito a ser tratado se resume ao circuito de sequência positiva que pode ser re-arranjado, para melhor entendimento, e mostrado na Figura A.2(a). A

partir do uso da transformação  $\Delta - Y$ , o mesmo circuito ainda pode ser apresentado de maneira diferente na Figura A.2(b).

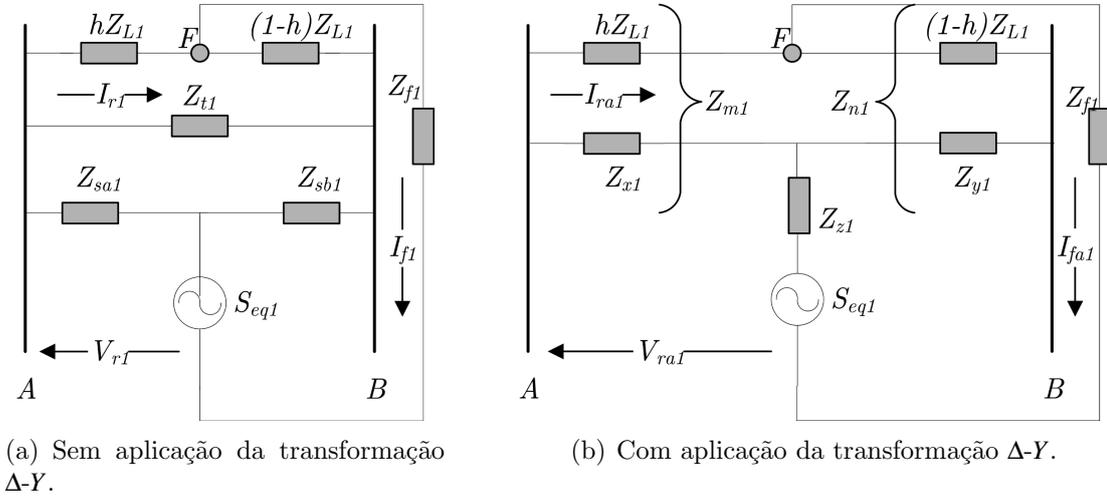


Figura A.2: Circuitos de sequência positiva para a falta trifásica.

Onde, a partir da transformação  $\Delta$ -Y as impedâncias  $Z_{x1}$ ,  $Z_{y1}$  e  $Z_{z1}$  são dadas pelas Equações A.1

$$Z_{x1} = \frac{Z_{t1} \cdot Z_{sa1}}{Z_{t1} + Z_{sa1} + Z_{sb1}} \quad (\text{A.1a})$$

$$Z_{y1} = \frac{Z_{t1} \cdot Z_{sb1}}{Z_{t1} + Z_{sa1} + Z_{sb1}} \quad (\text{A.1b})$$

$$Z_{z1} = \frac{Z_{a1} \cdot Z_{sb1}}{Z_{t1} + Z_{sa1} + Z_{sb1}}. \quad (\text{A.1c})$$

A impedância de sequência positiva do circuito é dada pelo equivalente das impedâncias mostradas na Figura A.1b sob a Equação A.2

$$Z_1 = Z_{z1} + \frac{(Z_{x1} + hZ_{L1}) \cdot (Z_{y1} + (1-h)Z_{L1})}{(Z_{x1} + hZ_{L1}) + (Z_{y1} + (1-h)Z_{L1})}$$

ou,

$$Z_1 = Z_{z1} + \frac{Z_{m1} \cdot Z_{n1}}{Z_{m1} + Z_{n1}}. \quad (\text{A.2})$$

onde,

$$\begin{aligned} Z_{m1} &= Z_{x1} + hZ_{L1} \\ Z_{n1} &= Z_{y1} + (1-h)Z_{L1}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Com isso, podemos determinar a corrente de falta de sequência positiva  $\bar{I}_{fa1}$  conforme

$$\bar{I}_{fa1} = \frac{S_{eq1}}{(Z_1 + Z_{fa1})}. \quad (\text{A.4})$$

E a corrente  $\bar{I}_{ra1}$  que flui sobre o ramo onde está instalado o relé pode ser dada pela Equação A.5, que reflete o divisor de corrente presente no circuito A.1.

$$\bar{I}_{ra1} = C_1 \cdot \bar{I}_{fa1}, \quad (\text{A.5})$$

com  $C_1$  dado por

$$C_1 = \frac{Z_{n1}}{Z_{n1} + Z_{m1}}. \quad (\text{A.6})$$

A tensão de sequência positiva no ponto falta é dada por

$$\bar{V}_{fa1} = Z_{f1} \cdot \bar{I}_{fa1} \quad (\text{A.7})$$

e

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra1} &= \bar{V}_{fa1} + \bar{I}_{ra1} \cdot hZ_{L1} \\ \bar{V}_{ra1} &= Z_f \cdot \bar{I}_{fa1} + hZ_{L1} \cdot \bar{I}_{ra1}, \end{aligned}$$

que aplicando A.5 resulta em

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra1} &= Z_f \cdot \frac{\bar{I}_r^1}{C_1} + hZ_L^1 \cdot \bar{I}_r^1 \\ \bar{V}_{ra1} &= \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + hZ_{L1} \right). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Com o auxílio da transformação de Fortescue (STEVESON; GRAIGER, 1994) tem-se

$$\bar{I}_a = \bar{I}_{ra1} = C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} \quad (\text{A.9a})$$

$$\bar{I}_b = a^2 \cdot \bar{I}_{ra1} = a^2 \cdot C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} \quad (\text{A.9b})$$

$$\bar{I}_c = a \cdot \bar{I}_{ra1} = a \cdot C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} \quad (\text{A.9c})$$

e

$$\bar{V}_a = \bar{V}_{ra1} = \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + \cdot hZ_{L1} \right) \quad (\text{A.10a})$$

$$\bar{V}_b = a^2 \cdot \bar{V}_{r1} = a^2 \cdot \bar{I}_{r1} \left( \frac{Z_{f1}}{C_1} + \cdot hZ_{L1} \right) \quad (\text{A.10b})$$

$$\bar{V}_c = a \cdot \bar{V}_{ra1} = a \cdot \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + \cdot hZ_{L1} \right). \quad (\text{A.10c})$$

As correntes de linha são obtidas a partir das Equações A.9. Por exemplo, para obtenção da corrente  $\bar{I}_{ab}$  a Equação seguinte pode ser elaborada

$$\bar{I}_{ab} = \bar{I}_a - \bar{I}_b = \cdot \bar{I}_{ra1} - a^2 \cdot \bar{I}_{ra1} = \bar{I}_{ra1}(1 - a^2) \quad (\text{A.11})$$

Similarmente, para a tensão  $\bar{V}_{ab}$  pode ser realizado procedimento com uso das Equações A.10.

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ab} &= \bar{V}_a - \bar{V}_b = \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + hZ_{L1} \right) - a^2 \cdot \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{f1}}{C_1} + hZ_{L1} \right) \\ &= (1 - a^2) \cdot \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + hZ_{L1} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Finalmente, relacionando-se as Equações A.11 e A.12 obtém-se a impedância vista pelo relé de distância instalado na barra A,

$$\frac{\bar{V}_{ab}}{\bar{I}_{ab}} = \frac{\bar{V}_a - \bar{V}_b}{\bar{I}_a - \bar{I}_b} = \frac{\left[ (1 - a^2) \cdot \bar{I}_{ra1} \left( \frac{Z_{fa1}}{C_1} + \cdot hZ_{L1} \right) \right]}{\bar{I}_{ra1}(1 - a^2)} = \frac{Z_{fa1}}{C_1} + hZ_{L1}, \quad (\text{A.13})$$

sendo essa a impedância medida por um relé de distância instalado no terminal A da linha L durante uma falta trifásica.

## A.2 Falta Fase-Fase

Na Figura A.3 pode ser visto um exemplo de arranjo para faltas fase-fase sem contato com terra. Nesse caso, a falta ocorre entre as fases b e c, que estão conectadas por uma impedância de falta  $Z_f$ . Diferente do observado para faltas trifásicas, neste caso teremos

um sistema desequilibrado onde

$$\begin{aligned}\bar{I}_{fa} &= 0 \\ \bar{I}_{fb} &= -\bar{I}_{fc} \\ \bar{V}_b - \bar{V}_c &= Z_f \cdot \bar{I}_{fb}.\end{aligned}\tag{A.14}$$

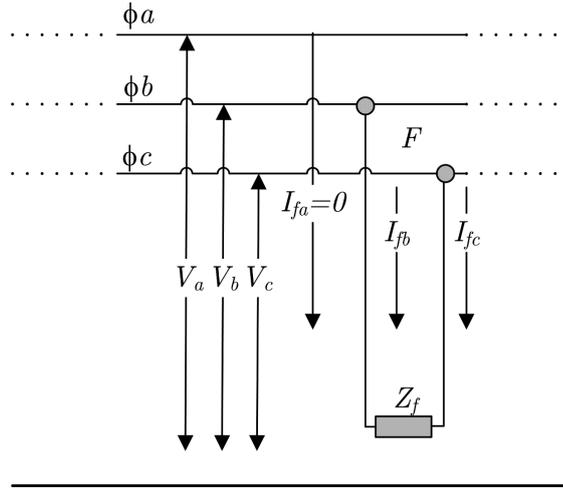


Figura A.3: Falta fase-fase.

E ainda tem-se que não há corrente alguma circulando pelo circuito de componente zero, mas apenas pelos circuitos de componentes simétricas positiva e negativa, que se conectam conforme pode ser visto nas Figuras A.4(a) e A.4(b).

De maneira análoga ao realizado para o curto trifásico, o circuito para o curto fase-fase da Figura A.4(a) pode ser re-arranjado utilizando-se a transformação  $\Delta$ - $Y$  (Equação A.1), conforme pode ser visto na Figura A.4(b).

As impedâncias equivalentes de sequência positiva e negativa podem ser calculadas a partir de A.4(b) como

$$Z_1 = Z_{z1} + \frac{Z_{m1} \cdot Z_{n1}}{Z_{m1} + Z_{n1}}\tag{A.15}$$

e

$$Z_2 = Z_{z2} + \frac{Z_{m2} \cdot Z_{n2}}{Z_{m2} + Z_{n2}},\tag{A.16}$$

onde

$$Z_{m1} = Z_{x1} + hZ_{L1}\tag{A.17a}$$

$$Z_{n1} = Z_{y1} + (1 - h)Z_{L1}$$

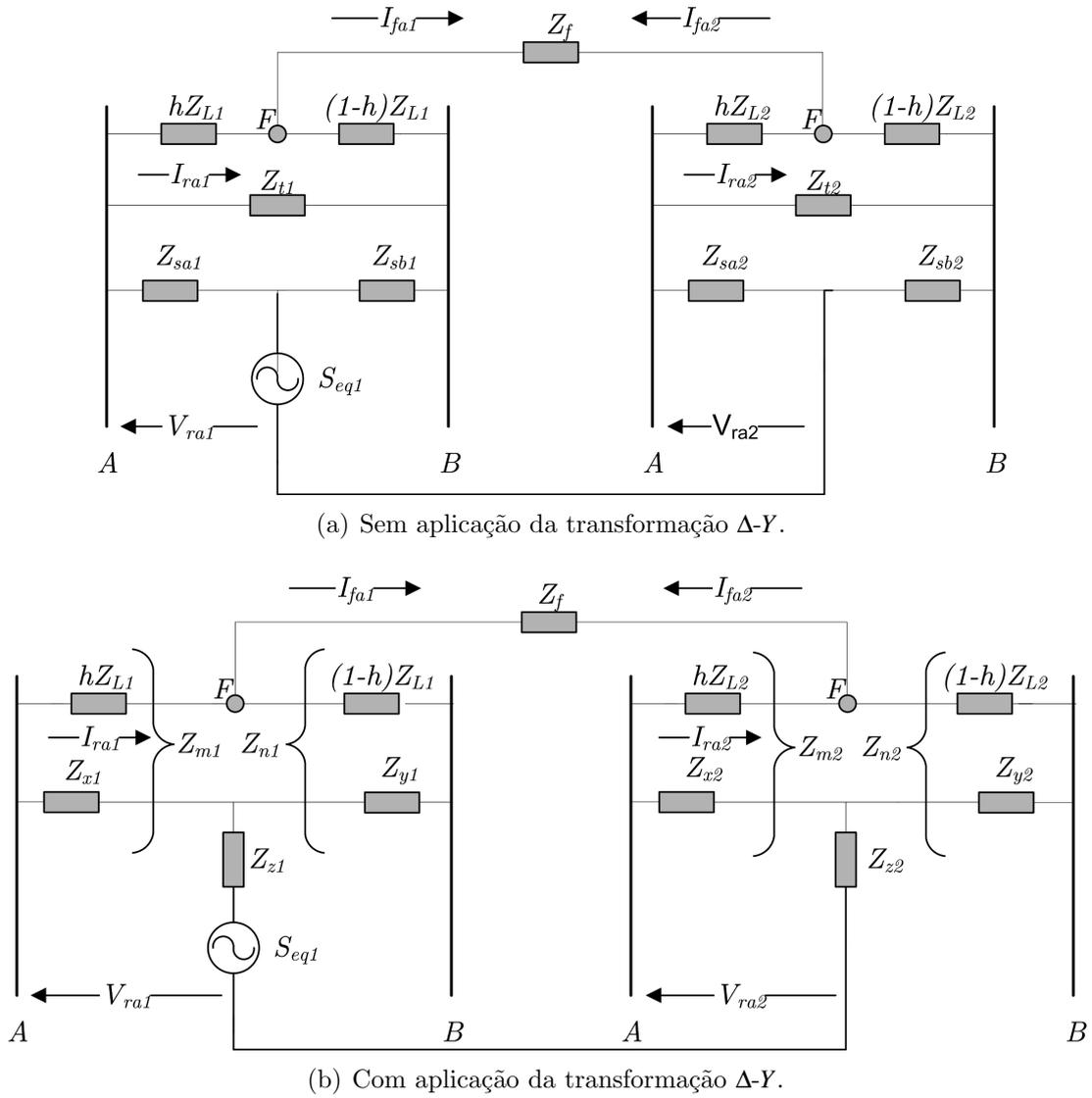


Figura A.4: Circuitos de sequência positiva e negativa conectados para a falta fase-fase.

e

$$\begin{aligned} Z_{m2} &= Z_{x2} + hZ_{L2} \\ Z_{n2} &= Z_{y2} + (1-h)Z_{L2}. \end{aligned} \quad (\text{A.17b})$$

Das informações em A.14, tem-se as seguintes correntes sob forma de componentes simétricas

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{fa0} \\ \bar{I}_{fa1} \\ \bar{I}_{fa2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{I}_{fb} \\ \bar{I}_{fb} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Das Equações acima, tem-se que a corrente de falta sequência positiva  $\bar{I}_{fa1}$  é igual e em sentido contrário à corrente de falta sequência negativa  $\bar{I}_{fa2}$ . Também que  $\bar{I}_{fa0} = 0$

$$\bar{I}_{fa1} = -\bar{I}_{fa2} = \frac{S_{eq}}{Z_1 + Z_2 + Z_f}. \quad (\text{A.19})$$

Observa-se ainda, que a tensão de falta  $\bar{V}_{fa1}$  pode ser calculada como

$$\bar{V}_{fa} = S_{eq} - Z_1 \cdot \bar{I}_{fa1} = (Z_f + Z_2) \cdot \bar{I}_{fa2}. \quad (\text{A.20})$$

Deduz-se que a corrente observada pelo relé de distância é uma parte da corrente de falta  $\bar{I}_{fa1}$  e  $\bar{I}_{fa2}$ , assim tem-se

$$\begin{aligned} \bar{I}_{ra1} &= C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} \\ \bar{I}_{ra2} &= C_2 \cdot \bar{I}_{fa2}, \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

onde  $C_1$  é dado pela Equação A.5 e  $C_2$  por

$$C_2 = \frac{Z_{n2}}{Z_{n2} + Z_{m2}}. \quad (\text{A.22})$$

E ainda que a tensão de sequência positiva observada pelo relé de distância pode ser representada como

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra1} &= hZ_{L1} \cdot \bar{I}_r + Z_f \cdot \bar{I}_{f1} + Z_2 \cdot \bar{I}_{f1} \\ \bar{V}_{ra1} &= hZ_{L1} \cdot C_1 \bar{I}_{f1} + Z_f \cdot \bar{I}_{f1} + Z_2 \cdot \bar{I}_{f1} \\ \bar{V}_{ra1} &= \bar{I}_{f1} \cdot (hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2), \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

e a tensão de sequência negativa pode ser equacionada como mostrado em A.24

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra2} &= Z_2 \cdot \bar{I}_{fa1} - hZ_{L2} \cdot \bar{I}_{ra2} \\ \bar{V}_{ra2} &= Z_2 \cdot \bar{I}_{fa1} - hZ_{L2} \cdot C_2 \bar{I}_{fa1} \\ \bar{V}_{ra2} &= \bar{I}_{fa1} \cdot (Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2). \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Da transformação de Fortescue (STEVESON, 1962), tem-se as correntes observadas pelo relé de distância para três fases dadas obtidas a partir de

$$\bar{I}_{ra} = \bar{I}_{a1} + \bar{I}_{a2} = \bar{I}_{fa1} + \bar{I}_{fa2} = 0 \quad (\text{A.25a})$$

$$\bar{I}_{rb} = a^2 \bar{I}_{a1} + a \bar{I}_{a2} = a^2 \bar{I}_{ra1} + a \bar{I}_{r2} = a^2 C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} + a C_2 \bar{I}_{fa2} = \bar{I}_{fa1} \cdot (a^2 C_1 - a C_2) \quad (\text{A.25b})$$

$$\bar{I}_{rc} = a \bar{I}_{a1} + a^2 \bar{I}_{a2} = a \bar{I}_{ra1} + a^2 \bar{I}_{r2} = a C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} + a^2 C_2 \bar{I}_{fa2} = \bar{I}_{fa1} \cdot (a C_1 - a^2 C_2). \quad (\text{A.25c})$$

De maneira similar, utilizando a transformação de transformação de Fortescue (STEVESON; GRAIGER, 1994) pode-se obter

$$\bar{V}_{ra} = \bar{V}_{ra1} + \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa1} \cdot (hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + 2Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2) \quad (\text{A.26a})$$

$$\bar{V}_{rb} = a^2 \bar{V}_{ra1} + a \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa1} \cdot [a^2(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) + a(Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)] \quad (\text{A.26b})$$

$$\bar{V}_{rc} = a \bar{V}_{ra1} + a^2 \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa1} \cdot [a(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) + a^2(Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)]. \quad (\text{A.26c})$$

A corrente de linha observada pelo relé pode ser calculada utilizando-se das Equações A.25. Por exemplo, para  $\bar{I}_{rbc}$ , sob falta, tem-se:

$$\bar{I}_{rbc} = \bar{I}_{rb} - \bar{I}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \cdot (a^2 C_1 - a C_2) - \bar{I}_{fa1} \cdot (a C_1 - a^2 C_2) = \bar{I}_{fa1} (a^2 - a) \cdot (C_1 + C_2). \quad (\text{A.27})$$

De maneira similar, o cálculo tensão de linha  $\bar{V}_{ab}$ , utilizando-se das Equações A.26, pode ser feito como

$$\begin{aligned} \bar{V}_{rbc} &= \bar{V}_{rb} - \bar{V}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \cdot [a^2(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) + a(Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)] \\ &\quad - \bar{I}_{fa1} \cdot [a(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) + a^2(Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)] \\ &= \bar{I}_{fa1} \cdot (a^2 - a) [(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) - (Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)]. \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Finalmente, para uma falta bifásica o relé de distância irá observar a impedância  $Z_{ab}$  descrita na Equação abaixo:

$$\begin{aligned} Z_{rbc} &= \frac{\bar{V}_{bc}}{\bar{I}_{bc}} = \frac{\bar{I}_{fa1} \cdot (a^2 - a) [(hZ_{L1} \cdot C_1 + Z_f + Z_2) - (Z_2 - hZ_{L2} \cdot C_2)]}{\bar{I}_{fa1} (a^2 - a) \cdot (C_1 + C_2)} \\ Z_{rbc} &= \frac{hZ_{L1} \cdot C_1 + hZ_{L2} \cdot C_2 + Z_f}{C_1 + C_2}. \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Se, no sistema, for considerado a impedância de sequência positiva igual à de sequência negativa para a linha, tem-se  $Z_{L1} = Z_{L2}$  e  $C_1 = C_2$ . A impedância  $Z_{rbc}$  pode, então, ser reescrita como

$$Z_{rbc} = hZ_{L1} + \frac{Z_f}{2C_1}, \quad (\text{A.30})$$

sendo essa a impedância vista pela unidade  $Z_{bc}$  do relé de distância entre fases defeituosas sem contato com a terra. Na tabela A.1 será apresentado resumo contendo as impedâncias vistas pelo relé de distância para cada um dos loops de medição durante uma falta fase-fase.

### A.3 Falta Fase-Terra

Este tipo de falta é a que ocorre com maior frequência em linhas de transmissão. Também chamadas de faltas monofásicas, as faltas fase-terra ocorrem quando uma das fases da linha de transmissão se conecta, através de uma resistência de falta, ao solo. A representação da falta fase-terra pode ser vista na Figura A.5, que, nesse caso, tem a fase A sob falta no ponto F da linha de transmissão.

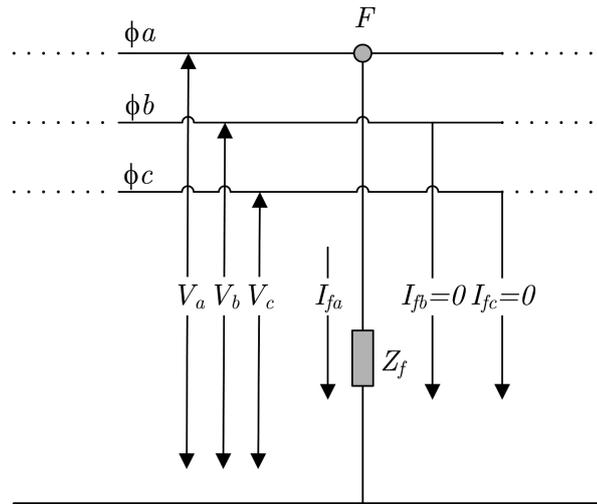


Figura A.5: Falta fase-terra.

Abaixo, relações que podem ser desenvolvidas, sendo encontradas para esse tipo de falta

$$\begin{aligned}\bar{I}_{fb} &= 0 \\ \bar{I}_{fc} &= 0 \\ \bar{V}_a &= Z_f \cdot \bar{I}_{fa}.\end{aligned}\tag{A.31}$$

As correntes de sequência zero, positiva e negativa no ponto de falta podem ser assim obtidas conforme Equação em A.32

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{fa0} \\ \bar{I}_{fa1} \\ \bar{I}_{fa2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{fa} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}\tag{A.32}$$

Das Equações A.32 deduz-se

$$\bar{I}_{fa0} = \bar{I}_{fa1} = \bar{I}_{fa2} = \frac{\bar{I}_{fa}}{3}.\tag{A.33}$$

Tem-se ainda, que  $\bar{I}_{fa} = 3\bar{I}_{fa0}$ . Com isso a tensão no ponto de falta na fase A pode ser obtido por

$$\bar{V}_{fa} = Z_F \cdot \bar{I}_{fa} = 3Z_f \cdot \bar{I}_{fa0}. \quad (A.34)$$

O circuito de sequência que obedece às relações descritas na Equações A.33 e A.34 pode ser visto nas Figuras A.3.

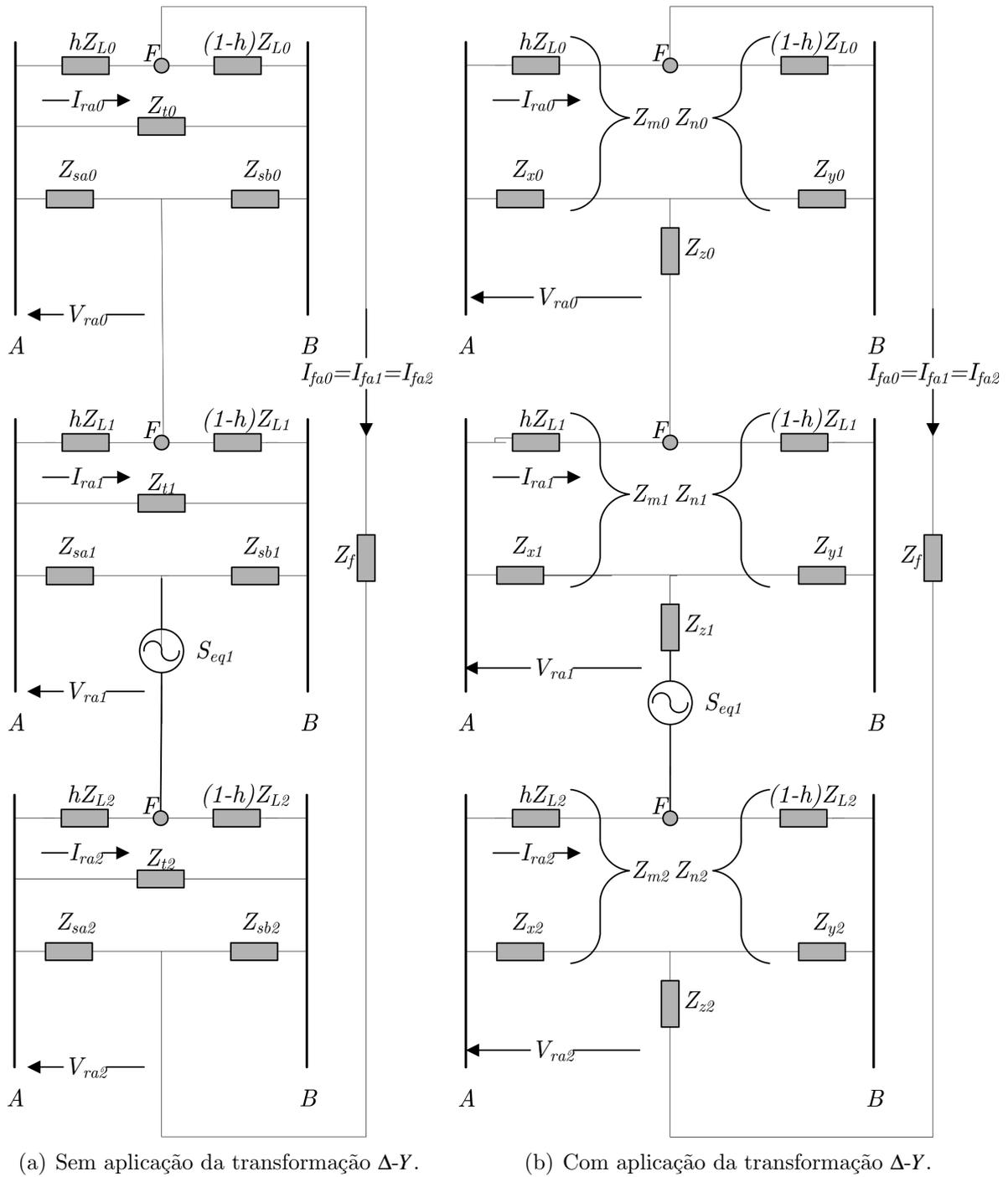


Figura A.6: Circuitos de sequência negativa, positiva e zero conectados para a falta fase-terra.

Na Figura A.6(a) pode ser observada a conexão entre os circuitos de sequência negativa, positiva e zero. Percebe-se que nesse circuito pode ser aplicado a transformação  $\Delta$ - $Y$ , Equações A.1, para obtenção da impedância equivalente de sequência negativa, positiva e zero. Dessa maneira, foi gerada a Figura A.6(b). Para esse circuito, as impedâncias equivalentes de sequência são obtidas a partir de

$$Z_0 = Z_{z0} + \frac{Z_{m0} \cdot Z_{n0}}{Z_{m0} + Z_{n0}}, \quad (\text{A.35a})$$

$$Z_1 = Z_{z1} + \frac{Z_{m1} \cdot Z_{n1}}{Z_{m1} + Z_{n1}} \text{ e} \quad (\text{A.35b})$$

$$Z_2 = Z_{z2} + \frac{Z_{m2} \cdot Z_{n2}}{Z_{n2} + Z_{m2}}, \quad (\text{A.35c})$$

onde

$$Z_{m0} = Z_{x0} + hZ_{L0} \quad (\text{A.36a})$$

$$Z_{n0} = Z_{y0} + (1 - h)Z_{L0}$$

$$Z_{m1} = Z_{x1} + hZ_{L1} \quad (\text{A.36b})$$

$$Z_{n1} = Z_{y1} + (1 - h)Z_{L1}$$

$$Z_{m2} = Z_{x2} + hZ_{L2} \quad (\text{A.36c})$$

$$Z_{n2} = Z_{y2} + (1 - h)Z_{L2}$$

Das Equações A.35, obtêm-se as correntes,

$$\bar{I}_{fa0} = \bar{I}_{fa1} = \bar{I}_{fa2} = \frac{S_{eq1}}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z_f} \quad (\text{A.37})$$

e tensões,

$$\bar{V}_{a0} = -Z_0 \cdot \bar{I}_{a0} = -Z_0 \cdot \bar{I}_{a1} \quad (\text{A.38a})$$

$$\bar{V}_{a1} = \bar{V}_{a1} = \bar{V}_{a2} = \bar{I}_{fa0} \cdot (Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z_f) \quad (\text{A.38b})$$

$$\bar{V}_{a2} = -Z_0 \cdot \bar{I}_{a2} = -Z_2 \cdot \bar{I}_{a1}. \quad (\text{A.38c})$$

Pode ser observado que a corrente que circula pelo relé de distância é uma parte da

corrente que flue pela falta do circuito. Assim, utilizando a Equação A.37 são obtidos

$$\bar{I}_{ra0} = C_0 \cdot \bar{I}_{fa0} \quad (\text{A.39a})$$

$$\bar{I}_{ra1} = C_1 \cdot \bar{I}_{fa1} \quad (\text{A.39b})$$

$$\bar{I}_{ra2} = C_2 \cdot \bar{I}_{fa2}, \quad (\text{A.39c})$$

onde  $C_1$  e  $C_2$  são dados pelas Equações A.5 e A.22, respectivamente, enquanto  $C_0$  é dado por

$$C_0 = \frac{Z_{n0}}{Z_{n0} + Z_{m0}}. \quad (\text{A.40})$$

As tensões vistas pelo relé de distância são obtidas da inspeção do circuito na Figura A.6(b), gerando as Equações A.41

$$\bar{V}_{ra0} = \bar{V}_{a0} + hZ_0 \cdot \bar{I}_{ra0} = \bar{I}_{fa0} \cdot (hZ_{L0}C_0 - Z_0) \quad (\text{A.41a})$$

$$\bar{V}_{ra1} = \bar{V}_{a1} + hZ_1 \cdot \bar{I}_{ra1} = \bar{I}_{fa1} \cdot (3Z_f + Z_0 + hZ_{L1}C_1 + Z_2) \quad (\text{A.41b})$$

$$\bar{V}_{ra2} = \bar{V}_{a2} + hZ_2 \cdot \bar{I}_{ra2} = \bar{I}_{fa2} \cdot (hZ_{L2}C_2 - Z_2). \quad (\text{A.41c})$$

Com o uso da transformação transformação de Fortescue (STEVESON; GRAIGER, 1994) tem-se as correntes observadas pelo relé de distância para 3 fases dadas por

$$\bar{I}_{ra} = \bar{I}_{ra0} + \bar{I}_{ra1} + \bar{I}_{ra2} = C_0 f_{a0} + C_1 \bar{I}_{fa1} + C_2 \bar{I}_{fa2} = \bar{I}_{fa0} \cdot (C_0 + C_1 + C_2) \quad (\text{A.42a})$$

$$\bar{I}_{rb} = \bar{I}_{fa0} + a^2 \bar{I}_{fa1} + a \bar{I}_{fa2} = C_0 f_{a0} + a^2 C_1 \bar{I}_{fa1} + a C_2 \bar{I}_{fa2} = \bar{I}_{fa0} \cdot (C_0 + a^2 C_1 + a C_2) \quad (\text{A.42b})$$

$$\bar{I}_{rc} = \bar{I}_{fa0} + a \bar{I}_{fa1} + a^2 \bar{I}_{fa2} = C_0 f_{a0} + a C_1 \bar{I}_{fa1} + a^2 C_2 \bar{I}_{fa2} = \bar{I}_{fa0} \cdot (C_0 + a C_1 + a^2 C_2) \quad (\text{A.42c})$$

De maneira similar, utilizando a transformação de Fortescue (STEVESON; GRAIGER, 1994), as tensões observadas no relé de distância para as fases a, b e c obtidas com

$$\bar{V}_{ra} = \bar{V}_{ra0} + \bar{V}_{ra1} + \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa0} \cdot (3Z_f + C_0 Z_{L0} + C_1 Z_{L1} + C_2 Z_{L2}) \quad (\text{A.43a})$$

$$\bar{V}_{rb} = \bar{V}_{ra0} + a^2 \bar{V}_{ra1} + a \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa0} \cdot [a^2 (3Z_f + C_0 Z_{L0} + C_1 Z_{L1} + C_2 Z_{L2}) - d_0 (Z_0 - C_0 Z_{L0}) + d_2 (Z_2 - C_2 Z_{L2})] \quad (\text{A.43b})$$

$$\bar{V}_{rc} = \bar{V}_{ra0} + a \bar{V}_{ra1} + a^2 \bar{V}_{ra2} = \bar{I}_{fa0} \cdot [a (3Z_f + C_0 Z_{L0} + C_1 Z_{L1} + C_2 Z_{L2}) + d_1 (Z_0 - C_0 Z_{L0}) - d_2 (Z_2 - C_2 Z_{L2})] \quad (\text{A.43c})$$

onde,

$$d_0 = 1 - a^2 = \sqrt{3} \angle 30^\circ, \quad (\text{A.44a})$$

$$d_1 = a - 1 = \sqrt{3} \angle 150^\circ \text{ e} \quad (\text{A.44b})$$

$$d_2 = a^2 - a = \sqrt{3} \angle -90^\circ, \quad (\text{A.44c})$$

são operadores definidos para simplificar as Equações, pois ocorrem com bastante frequência nas expressões de cálculo de impedâncias.

Pode-se agora calcular o valor da impedância de falta  $Z_a$ . Porém, uma observação precisa ser feita para os casos onde a ligação secundária dos transformadores de corrente é em arranjo  $Y$  e não em  $\Delta$ . É para este caso que será calculado, a seguir, a impedância vista pelo relé de distância.

O relé de distância faz o cálculo da impedância a partir da seguinte equação:

$$Z_{\text{calculado}} = Z_{ra} = \frac{\bar{V}_{ra}}{\bar{I}_{ra}}. \quad (\text{A.45})$$

Porém, esse cálculo não nos traz o valor de impedância correta: aquela entre o relé e o ponto do defeito. Observando as expressões A.42 e A.43 tem-se:

$$\bar{I}_{ra} = \bar{I}_{fa0} \cdot (C_0 + C_1 + C_2) \quad (\text{A.46a})$$

$$\bar{V}_{ra} = \bar{I}_{fa0} \cdot (3Z_f + C_0 hZ_{L0} + C_1 hZ_{L1} + C_2 hZ_{L2}). \quad (\text{A.46b})$$

Se for considerada a impedância de sequência positiva igual à de sequência negativa  $Z_{L1} = Z_{L2}$ , levando  $C_1 = C_2$ , as Equações A.46 pode ser reescritas conforme:

$$\bar{I}_{ra} = \bar{I}_{fa0} \cdot (C_0 + 2C_1) \Rightarrow \bar{I}_{ra} - C_0 \bar{I}_{fa0} = 2\bar{I}_{fa0} C_1 \quad (\text{A.47a})$$

$$\bar{V}_{ra} = \bar{I}_{fa0} \cdot (3Z_f + C_0 hZ_{L0} + 2C_1 hZ_{L1}). \quad (\text{A.47b})$$

Substituindo a Equação A.47a em A.47b, é obtido

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra} &= \bar{I}_{fa0} \cdot 3Z_f + \bar{I}_{fa0} \cdot C_0 hZ_{L0} + (\bar{I}_{ra} - C_0 \bar{I}_{fa0}) hZ_{L1} \\ &= \bar{I}_{fa0} \cdot 3Z_f + (\bar{I}_{fa0} \cdot C_0 \frac{hZ_{L0}}{hZ_{L1}} + \bar{I}_{ra} - C_0 \bar{I}_{fa0}) hZ_{L1} \\ &= \bar{I}_{fa0} \cdot 3Z_f + (\bar{I}_{fa0} \cdot C_0 \frac{hZ_{L0} - hZ_{L1}}{hZ_{L1}} + \bar{I}_{ra}) hZ_{L1} \\ &= \bar{I}_{fa0} \cdot 3Z_f + (\bar{I}_{ra0} \frac{hZ_{L0} - hZ_{L1}}{hZ_{L1}} + \bar{I}_{ra}) hZ_{L1}. \end{aligned} \quad (\text{A.48})$$

Percebe-se que a tensão medida pelo relé de distância é composta por um termo influenciado pela impedância da falta e outro pela impedância da linha até o ponto de falta. No segundo termo, a corrente que flui pela impedância é composta pelo valor da corrente calculada em A.46a acrescida de uma corrente chamada de residual, dada por:

$$\bar{I}_{residual} = \bar{I}_{ar0} \cdot \frac{hZ_{L0} - hZ_{L1}}{hZ_{L1}}. \quad (A.49)$$

A soma da corrente residual à corrente  $\bar{I}_{ar}$  dá-se o nome de corrente compensada:

$$\bar{I}_{compensada} = \bar{I}_{ar} + \bar{I}_{ar0} \cdot \frac{hZ_{L0} - hZ_{L1}}{hZ_{L1}}. \quad (A.50)$$

A impedância calculada é mostrada na Equação abaixo:

$$\begin{aligned} Z_{calculado} &= \frac{\bar{V}_{ra}}{\bar{I}_{compensada}} = \frac{\left( \bar{I}_{ar} + \bar{I}_{ar0} \cdot \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}} \right) hZ_{L1} + 3Z_f \bar{I}_{fa0}}{\bar{I}_{ar} + \bar{I}_{ar0} \cdot \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}}} \\ &= hZ_{L1} + \frac{3Z_f \bar{I}_{fa0}}{\bar{I}_{ar} + \bar{I}_{ar0} \cdot \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}}}. \end{aligned} \quad (A.51)$$

Considerando

$$K_0^1 = \frac{Z_{L0} - Z_{L1}}{Z_{L1}}, \quad (A.52)$$

a Equação A.51 pode ser reescrita como:

$$Z_{calculado} = hZ_{L1} + \frac{3Z_f \bar{I}_{fa0}}{\bar{I}_{ar} + \bar{I}_{ar0} \cdot K_0}. \quad (A.53)$$

Analisando a impedância calculada na Equação A.53, observa-se que ela difere daquela real ( $hZ_{L1}$ ) entre o ponto medido e a falta. Mas se for inserido no relé de distância o valor de  $K_0$ , que são conhecidos e característicos de cada linha de transmissão, ele poderá calcular corretamente a impedância até o ponto de falta, e considerar o erro devido à impedância residual.

---

<sup>1</sup>O termo  $K_0$  é o fator que compensa o acoplamento mútuo de sequência zero entre a fase defeituosa e as fases sãs.

## A.4 Falta Fase-Fase-Terra

Uma falta bifásica-terra ocorre, por exemplo, quando duas fases, por algum motivo, caem ao solo ou se conectam a ele através da torre. Nesse tipo de falta, impedâncias  $Z_f$  conectam as fases afetadas à impedância de aterramento,  $Z_G$ . Esquema de uma falta bifásica-terra envolvendo fases B e C é mostrado na Figura A.7.

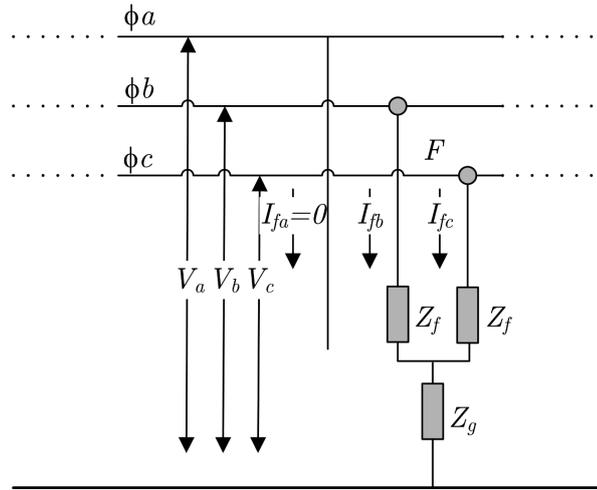


Figura A.7: Falta fase-fase-terra.

O cálculo algébrico para obtenção das correntes e tensões envolvidas nesse tipo de falta é mais complexo que para aqueles já tratados. Para uma falta fase-fase-terra os circuitos de impedância positiva, negativa e neutro são conectados conforme mostrado na Figura A.8(a). De maneira similar ao feito para os demais tipos de falta, as impedâncias do circuito de seqüência podem ser re-arranjados utilizando-se da transformação  $\Delta$ - $Y$ , mostrada na Equação A.1, sendo gerado o circuito da Figura A.8(b).

Da Figura A.8(b), as impedâncias de seqüência são calculadas da mesma maneira como visto nas Equações A.35.

As correntes de seqüência encontradas no circuito se relacionam conforme

$$\bar{I}_{fa1} = -(\bar{I}_{fa0} + \bar{I}_{fa2}). \quad (\text{A.54})$$

Por divisão de corrente, pode-se obter  $\bar{I}_{fa0}$  e  $\bar{I}_{fa2}$  a partir de  $\bar{I}_{fa1}$  e das impedâncias

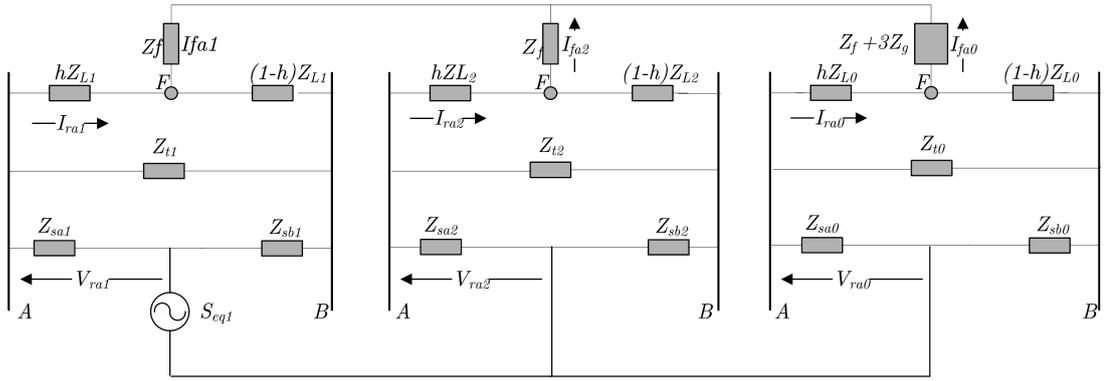
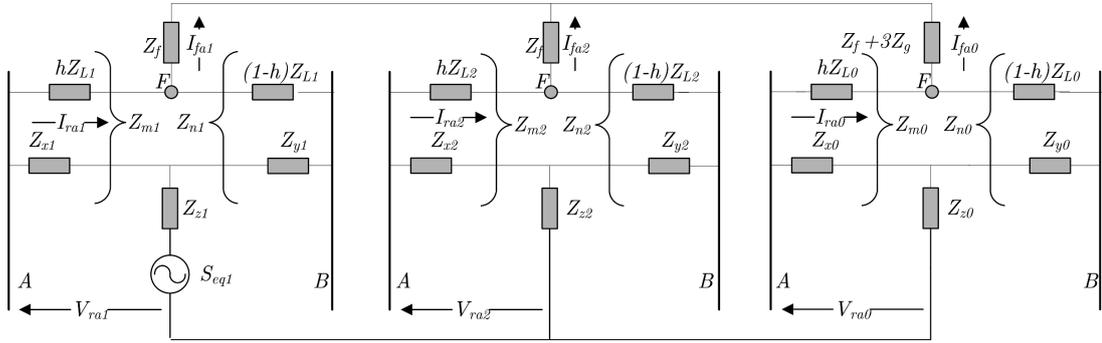

 (a) Sem aplicação da transformação  $\Delta$ -Y.

 (b) Com aplicação da transformação  $\Delta$ -Y.

Figura A.8: Circuitos de seqüência negativa, positiva e zero conectados na falta Fase-Fase-Terra.

dos circuitos de seqüência, conforme mostrado nas Equações A.55

$$\bar{I}_{fa0} = \frac{-\bar{I}_{fa1}(Z_f + Z_2)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \quad (\text{A.55a})$$

$$\bar{I}_{fa2} = \frac{-\bar{I}_{fa1}(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2}. \quad (\text{A.55b})$$

Aplicando as Equações A.55 em A.54, tem-se

$$\bar{I}_{fa1} = \frac{\bar{I}_{fa1}(2Z_f + Z_2 + Z_0 + 3Z_g)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2}. \quad (\text{A.56})$$

Sobre o relé de distância percebe-se frações das correntes de sequência, dadas por

$$\bar{I}_{ra0} = C_0 \frac{-\bar{I}_{fa1}(Z_f + Z_2)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \quad (\text{A.57a})$$

$$\bar{I}_{ra1} = C_1 \frac{\bar{I}_{fa1}(2Z_f + Z_2 + Z_0 + 3Z_g)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \quad (\text{A.57b})$$

$$\bar{I}_{ra2} = C_2 \frac{-\bar{I}_{fa1}(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2}, \quad (\text{A.57c})$$

onde  $C_0$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são constantes que determinam a parcela de corrente observada pelo ramo do circuito onde se encontra o relé de distância e são dadas por A.40, A.5 e A.22, respectivamente.

Da observação da Figura A.8(b) obtém-se a seguinte relação para a tensão  $\bar{V}_0$

$$\bar{V}_{fa0} = -\bar{I}_{fa0}Z_0, \quad (\text{A.58})$$

que, aplicando A.57, pode-se obter

$$\bar{V}_{fa0} = Z_0 \frac{\bar{I}_{fa1}(Z_f + Z_2)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \quad (\text{A.59})$$

Para a tensão de sequência positiva, tem-se

$$\begin{aligned} \bar{V}_{fa1} &= \bar{I}_{fa1} \cdot [(Z_2 + Z_f)(Z_f + 3Z_g + Z_0)] + \bar{I}_{fa1}F \\ &\bar{I}_{fa1} \cdot \frac{(Z_2 + Z_f) \cdot (Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} + \bar{I}_{fa1}Z_f \end{aligned} \quad (\text{A.60})$$

E para a tensão de falta de sequência negativa, pode-se formular o seguinte Equação

$$\begin{aligned} \bar{V}_{fa2} &= -\bar{I}_{fa2}Z_2 \\ &Z_2 \cdot \frac{\bar{I}_{fa1}(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \end{aligned} \quad (\text{A.61})$$

A partir das Equações A.59, A.60 e A.61 e da inspeção do circuito A.8(b), as tensões de sequência positiva, zero e negativa sobre o relé são dadas por

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ra0} &= \bar{V}_{fa0} + hZ_{L0}\bar{I}_{ra0} \\ &= Z_0 \frac{\bar{I}_{fa1}(Z_f + Z_2)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} - \frac{C_0\bar{I}_{fa1}(Z_f + Z_2)}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \\ &= \bar{I}_{fa1} \frac{(Z_f + Z_2)(Z_0 - C_0hZ_{L0})}{2Z_f + 3Z_g + Z_0 + Z_2} \end{aligned} \quad (\text{A.62a})$$

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_{ra1} &= \bar{V}_{fa1} + hZ_{L1}\bar{I}_{ra1} \\
 &= \bar{I}_{fa1} \cdot \frac{(Z_2 + Z_f) \cdot (Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} + \bar{I}_{fa1}Z_f \\
 &= \bar{I}_{fa1} \frac{(Z_f + Z_2)(Z_0 - C_0hZ_{L0})}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0}
 \end{aligned} \tag{A.62b}$$

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_{ra2} &= \bar{V}_{fa2} + hZ_{L2}\bar{I}_{ra2} \\
 &= Z_2 \cdot \frac{\bar{I}_{fa1}(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} - hZ_{L2}C_2 \frac{-\bar{I}_{fa1}(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \\
 &= \bar{I}_{ra2} \frac{(Z_f + 3Z_g + Z_0)(Z_2 - hZ_{L2})}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0}.
 \end{aligned} \tag{A.62c}$$

Nesse ponto do desenvolvimento, pode-se, então, calcular as correntes para cada uma das fases observadas pelo relé de distância, usando a transformação de Fortescue

$$\bar{I}_{ra} = \bar{I}_{fa1} \frac{(C_1 - C_0)(Z_f + Z_2) + (C_1 - C_2)(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.63a}$$

$$\bar{I}_{rb} = \bar{I}_{fa1} \frac{(a^2C_1 - C_0)(Z_f + Z_2) + (a^2C_1 - aC_2)(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.63b}$$

$$\bar{I}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \frac{(aC_1 - C_0)(Z_f + Z_2) + (aC_1 - a^2C_2)(Z_f + 3Z_g + Z_0)}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.63c}$$

De mesma maneira, as tensões observadas pelo relé de distância podem ser calculadas a partir das expressões em A.62 utilizando-se a transformação de Fortescue

$$\bar{V}_{ra} = \bar{I}_{fa1} \frac{(Z_{F1} + Z_{0C})Z_{2X} + (Z_{F1} + Z_{2C})Z_{0X} + Z_{2X}Z_{0X}}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.64a}$$

$$\bar{V}_{rb} = \bar{I}_{fa1} \frac{(a^2Z_{F1} + Z_{0C})Z_{2X} + (a^2Z_{F1} + aZ_{2C})Z_{0X} + a^2Z_{2X}Z_{0X}}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.64b}$$

$$\bar{V}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \frac{(aZ_{F1} + Z_{0C})Z_{2X} + (aZ_{F1} + a^2Z_{2C})Z_{0X} + aZ_{2X}Z_{0X}}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \tag{A.64c}$$

onde, com intuito de simplificar as expressões, tem-se

$$\begin{aligned}
 Z_{2X} &= Z_f + Z_2, \\
 Z_{0X} &= Z_f + Z_0 + 3Z_g, \\
 Z_{F1} &= Z_f + C_1hZ_{L1}, \\
 Z_{2C} &= Z_2 - C_2hZ_{L2} \text{ e} \\
 Z_{0C} &= Z_0 - hZ_{L0}.
 \end{aligned} \tag{A.65}$$

Para esse tipo de falta, a impedância medida pelo relé de distância pode ser calculada de maneira similar ao realizado para os demais tipos de falta. Mas para isso, se faz necessário o uso de expressões mais extensas e um maior tempo de cálculo.

Para uma falta envolvendo as fases b e c, o relé de distância detectará uma impedância de falta na unidade  $Z_{bc}$ , que medirá o valor de

$$Z_{bc} = \frac{\bar{V}_{rb} - \bar{V}_{rc}}{\bar{I}_{rb} - \bar{I}_{rc}} \quad (\text{A.66})$$

onde, das expressões A.63 e A.64, pode se obter

$$\bar{I}_{rb} - \bar{I}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \frac{d_2 [C_1 Z_{2X} + (C_1 + C_2) Z_{0X}]}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0} \quad (\text{A.67a})$$

$$\bar{V}_{rb} - \bar{V}_{rc} = \bar{I}_{fa1} \frac{d_2 [Z_{F1} (Z_{2X} + Z_{0X}) + Z_{0C} Z_{2X} - Z_{2C} Z_{0X}]}{Z_2 + 2Z_f + 3Z_g + Z_0}. \quad (\text{A.67b})$$

Assim, a impedância calculada pode ser dada por

$$Z_{bc \text{ calculado}} = Z_{bc} = \frac{C_1 h Z_{L1} (Z_{2X} + Z_{0X}) + C_2 h Z_{L1} Z_{0X} + Z_f (Z_{2X} + 2Z_{0X})}{C_1 Z_{2X} + (C_1 + C_2) Z_{0X}} \quad (\text{A.68})$$

Se considerarmos os valores de impedância positiva iguais aos valores de impedância negativa, teremos  $Z_{L1} = Z_{L2}$ , e, portanto,  $C_1 = C_2$ ,  $Z_{bc \text{ calculado}}$  pode ser obtido a partir de

$$Z_{bc \text{ calculado}} = Z_{bc} = h Z_{L1} + \frac{Z_f (Z_{2X} + 2Z_{0X})}{C_1 Z_{2X} + 2Z_{0X}}. \quad (\text{A.69})$$

Dessa forma, nota-se que a impedância calculada pelo relé de distância é composta da impedância de sequência positiva da linha entre o ponto de medição e o da falta acrescida de um erro diretamente proporcional à impedância de falta.

## A.5 Tabela Resumo

Na Tabela abaixo foi elaborado um resumo desse Apêndice contendo as equações para cálculo da impedância aparente observada pelo relé de distância em cada *loop* para todos os tipos de falta existentes.

Vale observar que para obtenção das equações para cálculo das impedâncias nesse trabalho, não foi considerado fluxo de carga sobre a linha e, portanto, também não foi considerada a corrente de carga pré-existente.

Onde  $Z_{L1}$  a impedância de sequência positiva e  $Z_{L2}$  a impedância de sequência negativa

da linha de transmissão.  $C_0$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são funções das impedâncias das fontes equivalentes combinadas com a impedância de linha de sequência zero, positiva e negativa, respectivamente. Foram considerados  $Z_{L1} \neq Z_{L2}$  e  $C_1 \neq C_2$ , sendo  $d_0$ ,  $d_1$  e  $d_2$  operadores determinados

Tabela A.1: Valores de impedância observadas pelo relé de distância durante faltas (ANDERSON, 1998).

Tipo de falta		Impedância observada pelo relé
A-B-C (Trifásico)	A-B	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1}$
	B-C	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1}$
	C-A	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1}$
B-C (Fase-Fase)	A-B	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1 + aC_2} + \frac{3Z_2}{d_0C_1 + d_1C_2}$
	B-C	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1 + C_2}$
	C-A	$hZ_{L1} + \frac{Z_f}{C_1 + a^2C_2} + \frac{3Z_2}{d_1C_1 + d_0C_2}$
A-T (Fase-Terra)	A-T	$hZ_{L1} + \frac{3Z_f + Z_0 + a^2Z_2}{C_1 - aC_2}$
	B-T	$hZ_{L1} + \frac{3Z_f + Z_0 + 2Z_2}{C_1 - C_2}$
	C-T	$hZ_{L1} + \frac{3Z_f + Z_0 - aZ_2}{C_1 - a^2C_2}$
B-C-T (Fase-Fase-Terra)	A-B <sup>2</sup>	$hZ_{L1} + \frac{d_0Z_f(Z_{x2} + 2Z_{x0}) + 3Z_2Z_{x0}}{d_0C_1Z_{x2} + (d_0C_1 + d_1C_2)Z_{x0}}$
	B-C	$hZ_{L1} + \frac{Z_f(Z_{x2} + 2Z_{x0})}{C_1Z_{x2} + (C_1 + C_2)Z_{x0}}$
	C-A	$hZ_{L1} + \frac{d_1Z_f(Z_{x2} + 2Z_{x0}) - 3Z_2Z_{x0}}{d_1C_1Z_{x2} + (d_1C_1 + d_0C_2)Z_{x0}}$

por

$$d_0 = 1 - a^2 = \sqrt{3} \angle 30^\circ, \quad (\text{A.70a})$$

$$d_1 = a - 1 = \sqrt{3} \angle 150^\circ \text{ e} \quad (\text{A.70b})$$

$$d_2 = a^2 - a = \sqrt{3} \angle -90^\circ. \quad (\text{A.70c})$$

## *APÊNDICE B -- Esquemas de Teleproteção*

A atuação da proteção de distância pode ou estar associada ao uso de esquemas de comunicação entre os dois terminais da linha protegida via canal dedicado, conhecido como canal piloto. Porém o uso de tais esquemas é bastante indicado, pois

1. Faltas que esperam o tempo de retardo de segunda zona para serem extintas podem causar instabilidade no sistema elétrico;
2. Em casos onde se faz necessário um rápido religamento, se não houver um tempo morto de linha não desenergizada, podem ocorrer sobretensões transitórias significativas além de diminuição de vida útil de disjuntores devido a curto período para recomposição do material ionizante das suas câmaras de extinção.

No esquema convencional sem uso do canal piloto, três ou mais conjuntos de parametrizações do relé de distância, ou zonas, definem a impedância compreendida entre o relé e a falta para a qual se deseja atuação pelo relé. Dessa forma, um relé com 3 zonas protegendo a direção direta, tem cada zona protegendo uma distância da linha; sendo que a primeira zona protege a primeira parte da linha, mas não alcançando a barra do terminal remoto, que por critério de segurança, devido a erros de leitura de TCs, TPs, sobrealcançe transitório, erros do imposto pelo sistema elétrico, etc., sempre deve ser ajustada com um valor de impedância de sequência positiva menor que o da linha inteira.

A segunda zona, além de cobrir o trecho da primeira zona, vai mais além em termos de distância, observando pontos de falta além da barra remota. Já a terceira zona abrange toda a distância da segunda e ainda uma distância adicional.

Normalmente se ajusta a primeira zona para uma atuação instantânea pois a distância por ela protegida está sempre dentro dos limites da linha a qual o relé de distância está instalado. Já as demais zonas que protegem além da linha, também trechos mais distantes,

atuam com retardo intencional. Dessa maneira, agem de maneira coordenada com as outras proteções instaladas no sistema elétrico. Na Figura B.1 pode ser visto um esquema de proteção sem uso de esquema piloto

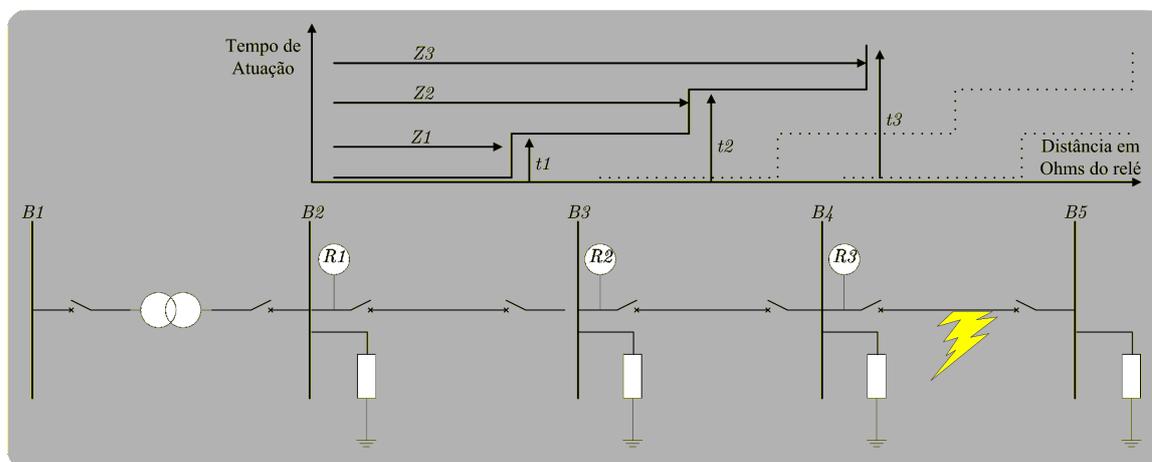


Figura B.1: Alcance de atuação das zonas de proteção para o relé de distância “R1”.

Os esquemas de proteção que usam o canal piloto, também chamados de esquemas de teleproteção, ajudam a identificar faltas dentro do alcance ajustado pelas zonas, bem como podem acelerar sua atuação.

Os canais piloto utilizam como meio de transmissão, sistema de onda portadora ou PLC (*Power Line Carrier*), fibra óptica ou OPGW (*Optical Ground Wire*), Microondas, ou ainda conexões rápidas e confiáveis de rede como aquelas que usam o protocolo SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*). Esses canais conectam os relés de distância entre si, permitindo o envio de sinais característicos para cada esquema de teleproteção selecionado.

Nas seções que seguem, são apresentados os esquemas de teleproteção mais conhecidos

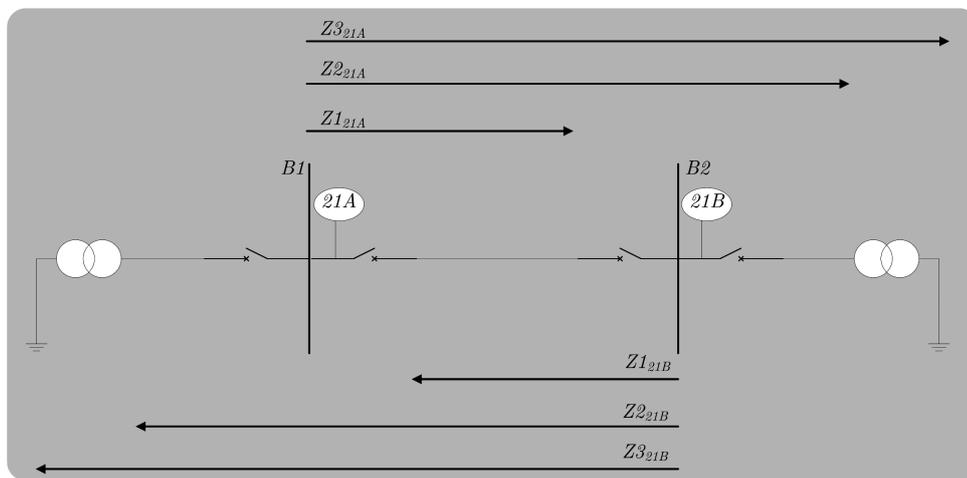
## B.1 Transferência Direta de Disparo

O esquema de teleproteção de transferência direta de disparo basicamente utiliza o sinal de atuação em primeira zona para enviar, ao terminal remoto, o comando de abertura de seu disjuntor. Também é utilizado por proteções que necessitam que a linha seja desenergizada através da imediata de todos seus terminais, como é caso da atuação de falha de disjuntor. Também conhecido pela sigla DUTT, do inglês *Direct Underreaching Transfer Trip*, é o esquema de teleproteção mais simples, e normalmente utilizado em associação com outro esquema de teleproteção. Traz riscos de abertura acidental dos disjuntores devido a falha do canal, humana ou interferência nos equipamentos de comunicação.

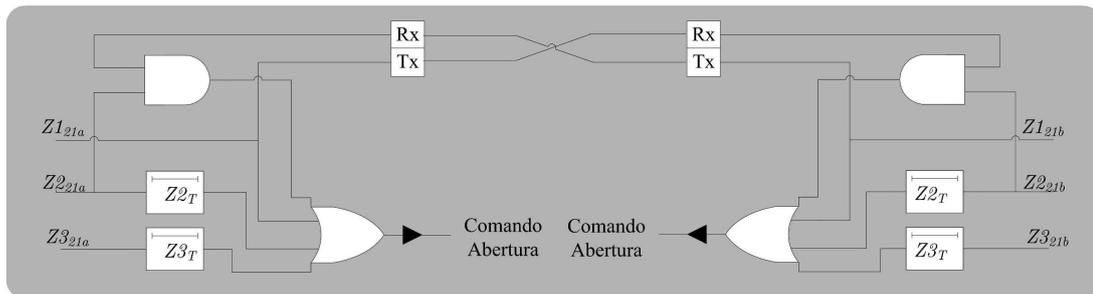
## B.2 Disparo Permissivo por Sub Alcance

Neste esquema de teleproteção, a atuação da primeira zona comanda a abertura do disjuntor local e envia sinal ao terminal remoto permitindo o comando de abertura de seu disjuntor caso ele tenha percebido a atuação em segunda zona. Conhecido pela sigla PUTT, do inglês *Permissive Underreaching Transfer Trip*, esse esquema traz mais confiabilidade em relação ao DUTT, pois mesmo que o sinal de PUTT seja recebido, o terminal remoto só comandará a abertura de seu disjuntor se estiver associado ao sinal de partida da zona 2.

Esquema lógico de atuação do esquema PUTT pode ser visto na Figura B.2.



(a) Zonas de proteção para relés 21A e 21B



(b) Lógica de atuação do esquema PUTT

Figura B.2: Esquema de teleproteção PUTT.

Devem ser observados esquemas adicionais para faltas em linhas de circuito duplo que, se necessários, devem implementados para garantir o atuação correta do esquema PUTT. Também devem ser analisados casos de sistemas em que haja possibilidade alimentação do curto por fontes consideradas fracas: weak infeed (ALSTOM, 2002).

### B.3 Disparo Permissivo por Sobre Alcance

O esquema de teleproteção por sobre alcance, difere do PUTT na origem do sinal permissivo, que nesse caso é o de partida da zona 2.

Também conhecido pela sigla POTT, do inglês *Permissive Overreaching Transfer Trip*, é usualmente utilizada por engenheiros de proteção, pois permite o envio do sinal permissivo tanto para faltas compreendidas na zona 1 como para aquelas dentro da zona 2, visto que todas as faltas na zona 1 também são acomodadas na zona 2. Faltas nessas zonas enviam sinal permissivo ao terminal remoto que terá a atuação da sua zona 2 acelerada com o seu temporizador ignorado.

Na Figura B.3 pode ser visto lógica de atuação para o esquema de teleproteção POTT.

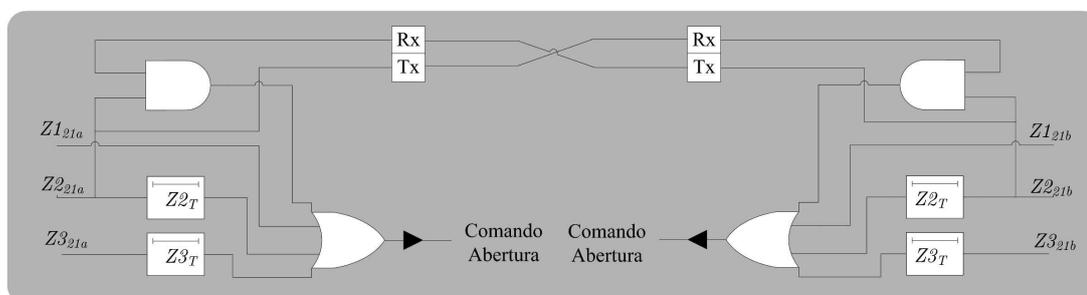


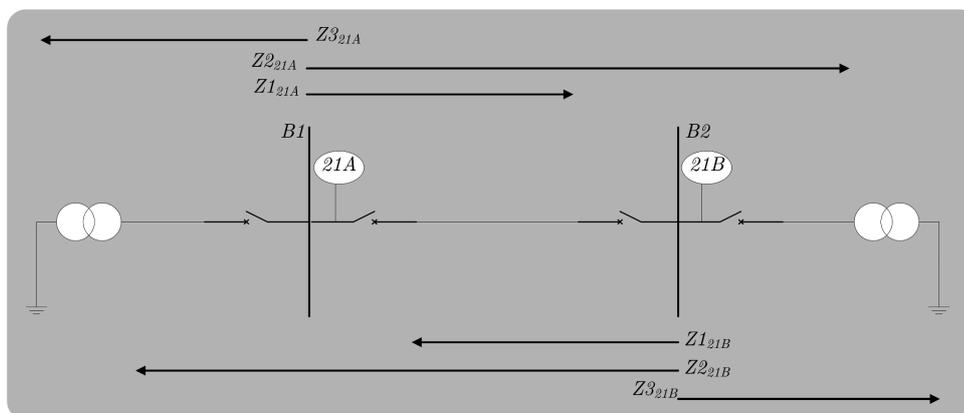
Figura B.3: Esquema de atuação da lógica POTT.

Devem ser observados esquemas adicionais para faltas em linhas de circuito duplo que, se necessários, devem implementados para garantir o atuação correta do esquema PUTT. Também devem ser analisados casos de sistemas em que haja possibilidade alimentação do curto por fontes consideradas fracas: weak infeed (ALSTOM, 2002).

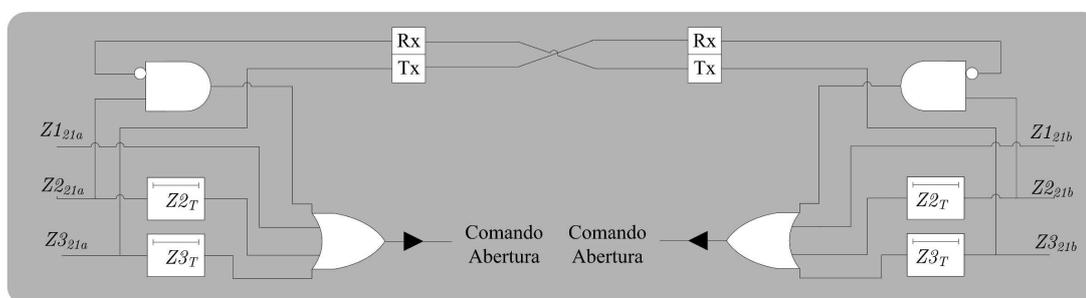
### B.4 Bloqueio por Comparação Direcional de Sobre Alcance

O esquema de bloqueio por comparação direcional, também conhecido pela sigla DCB, do inglês *Directional Comparison Blocking*, possui lógica de permissão invertida quando comparada aos dois casos anteriores. Ou seja, a atuação do esquema de aceleração de zona 2 do esquema POTT, por exemplo, só é permitida se o terminal remoto identificar a falta na direção direta. Dessa maneira, o esquema irá atuar quando não houver recebimento de sinal de falta reversa do terminal remoto e houver partida da zona 2. No esquema

ilustrado na Figura B.4 pode ser visto a lógica de atuação para o esquema de teleproteção DCB.



(a) Zonas de proteção para relés 21A e 21B



(b) Lógica de atuação do esquema PUTT

Figura B.4: Esquema de teleproteção DCB.

## B.5 Desbloqueio por Comparação Direcional

No esquema de teleproteção de desbloqueio por comparação direcional, também conhecido pela sigla DUCB, do inglês *Directional Comparison UnBlocking*, um sinal de bloqueio é constantemente enviado. O esquema envia o sinal de desbloqueio quando detecta falta com direcionalidade direta, acelerando a atuação do tempo de zona 2 do terminal remoto.

Dessa maneira, o DCUB possui a confiabilidade do esquema de bloqueio (DCB) e a segurança de disparo do esquema de sobre alcance (POTT), atuando inclusive quando existe o rompimento do cabo usado pelo sistema carrier, caso seja esse o meio usado como canal piloto.

## ***APÊNDICE C – Projeto Filtro Passa Baixa***

O projeto do filtro *anti-aliasing*, cuja função de módulo é dada pela Equação C.1 (SEDRA; SMITH, 2000) foi feito seguindo as seguintes premissas :

$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}, \quad (\text{C.1})$$

onde  $\varepsilon$  determina a variação máxima da transmissão na faixa de passagem  $A_{max}$  de acordo com a Equação C.2 e  $\omega_p$  é a frequência de corte.

$$A_{max} = 20 \log \sqrt{1 + \varepsilon} \quad (\text{C.2})$$

de onde,

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 \cdot A_{max}^{dB}} - 1}. \quad (\text{C.3})$$

A frequência de corte é dada pela Equação

$$\omega_p = \frac{\omega_s}{\varepsilon^{-2} \left(10^{0,1 \cdot A_{\omega_s}} - 1\right)^{\frac{1}{2N}}} \quad (\text{C.4})$$

onde  $\omega_s$  é a frequência para o qual é dada a atenuação  $A_{\omega_s}$ .

As especificações para projeto do filtro foram enumeradas a seguir:

1. Filtro passa-baixa de ordem 2 para evitar ao máximo problemas de defasagem de ângulo;
2. Extração de componente fundamental 60Hz;
3. Erros não superiores a 1% na estimativa da componente fundamental;
4. Nenhuma harmônica passando de 26% da componente fundamental;

5. Considerado frequência de amostragem de 16/amostras por ciclo = 960Hz

6. A amplitude na frequência de corte tem diminuição de 3dB em relação à faixa de passagem.

De acordo com o teorema de Nyquist, a harmônica que se sobrepõe à fundamental é a de ordem N-1, onde N é o número de amostras por ciclo, que no nosso caso é 16. Então a harmônica que sobrepõe-se a fundamental é a de ordem 15 e é sobre ela que deve ser calculada a sobreposição máxima de 1% à componente fundamental. A atenuação para a frequência de ordem 15 (900 Hz) é obtida seguindo os passos a seguir.

A variação máxima na faixa de passagem,  $\varepsilon$  é obtida com (C.2) com  $A_{max}^{dB} = 3dB$ . Dessa maneira,  $\varepsilon$  pode ser obtido conforme

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 \cdot 3} - 1} = 0,9976.$$

A  $A_{min}$  pode ser dado obtida como

$$\omega_s = A_{min} = \frac{A(\omega_p)}{A(\omega_s)} = \frac{0,28}{0,01} = 28,$$

que em dB pode ser dado como

$$A_{min}^{dB} = 20 \log 28 = 28,9dB \cong 29,0dB. \quad (C.5)$$

Para cálculo da frequência de corte  $\omega_p$  utilizou-se o equacionamento (C.4), que resulta em

$$\omega_p = \frac{900}{0,9976^{-2} (10^{0,1 \cdot 29} - 1)^{\frac{1}{2,2}}} = 179,7 \text{ Hz}, \quad (C.6)$$

sendo essa a frequência de corte ajustada no bloco do filtro passa baixa implementado no RTDS<sup>TM</sup>.

A resposta em frequência para este filtro pode ser visualizada na Figura C.1

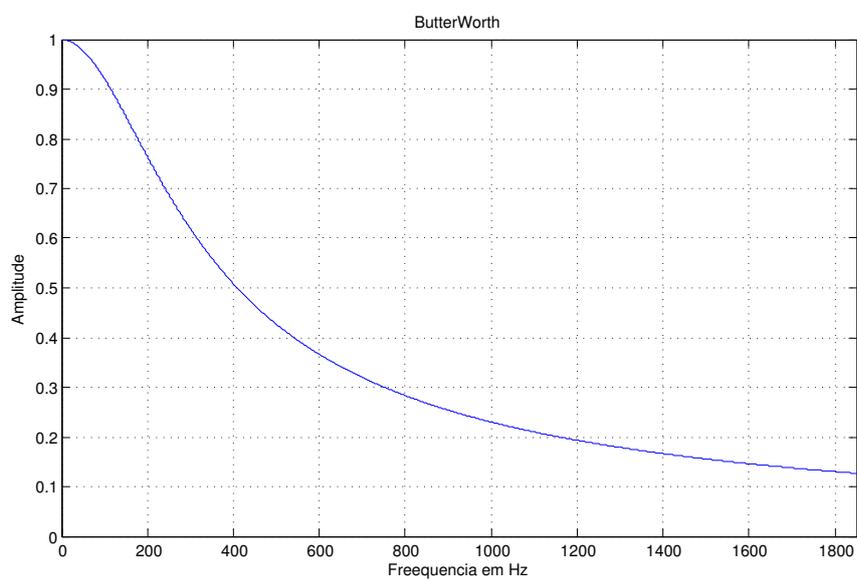


Figura C.1: Resposta em frequência para filtro passa baixa ButterWorth.