

TESE
1195

Universidade Federal de Itajubá

*Uma Avaliação de Algoritmos Clássicos
de Filtros Fourier Utilizados em
Relés de Distância Numéricos*

José Benedito Mota Júnior

Outubro - 2002



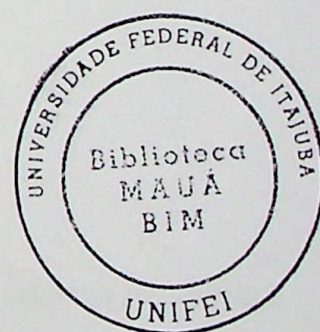
UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**UMA AVALIAÇÃO DE ALGORITMOS CLÁSSICOS
DE FILTROS FOURIER UTILIZADOS EM
RELÉS DE DISTÂNCIA NUMÉRICOS**

por **JOSÉ BENEDITO MOTA JÚNIOR**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Itajubá, como parte dos requisitos, para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica



ORIENTADOR :

PROF. Dr. CARLOS ALBERTO MOHALLEM GUIMARÃES

CO-ORIENTADOR :

ENGº ANTONIO CARLOS DA ROCHA DUARTE

ITAJUBÁ - MG

Outubro 2002

CLASS. 621.316.925.45(043.2)

CUTTER. M913a

TOMBO. 1195



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

INSTITUTO DE CIÊNCIAS

DEPARTAMENTO DE ALGORITMOS CLÁSSICOS

ALGORITMOS DE TRIANGULAÇÃO

DE TRIANGULAÇÃO

PROFESSOR

Disciplina: Algoritmos Clássicos
de Triangulação
Curso: Engenharia de Informática
Semestre: 2011.1



ORIENTADOR

PROFESSOR

CO-ORIENTADOR

ENDEREÇO

DATA

SIGNATURA

DEDICATÓRIA

ao professor Carlos Alberto Martins Guimarães, pelo incentivo e valiosas contribuições na elaboração deste trabalho.

Aos meus colegas que são grandes fontes de conhecimento para o desenvolvimento do trabalho: Rui Jorge Godinho Gomes da Silva, Rosângela Almeida da Oliveira, Cláudia de Souza Filho e Marcelino Ruyra de Almeida.

A todos funcionários que me propuseram a oportunidade de participar da Universidade em Salvador, Bahia, Brasil.

Um abraço aos amigos, familiares e colegas.

*A meus pais, à minha esposa Rosemary,
e aos meus filhos, Raphael e Diego*

AGRADECIMENTOS

Ao professor Carlos Alberto Mohallem Guimarães, pelo incentivo e valiosa colaboração na elaboração deste trabalho.

Aos meus colegas que sob diversas formas contribuíram para o desenvolvimento do trabalho : Rui Jovita Godinho Correa da Silva, Robson Almir de Oliveira, Evonyr Bordin Filho e Marcelino Pereira de Almeida.

A Itaipu Binacional que me propiciou a oportunidade de participar do Curso de Especialização em Sistemas Elétricos (CESE).

A minha esposa, pelo carinho, paciência e incentivo.

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA	I
AGRADECIMENTOS	II
SUMÁRIO	III
RESUMO	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE TABELAS	VII
LISTA DE FIGURAS	IX
SIMBOLOGIA	XVI
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 - Considerações gerais	1
1.2 - Estado da arte em algoritmos de filtragem e detecção de faltas em relés digitais ..	2
1.3 - Estrutura da dissertação	12
Capítulo 2 - O relé de distância	15
2.1 - Introdução	15
2.2 - Natureza e causas das faltas	16
2.3 - Proteção de linhas de transmissão	16
2.3.1 - Princípios de operação dos relés de distância	17
2.3.2 - O relé de distância eletromecânico – Princípio de operação	20
2.3.3 - O relé de distância estático – Princípio de operação	23
2.4 - Relés de distância – vantagens e desvantagens das diferentes características construtivas	28
Capítulo 3 - Estrutura básica do relé digital	30
3.1 - Arquitetura dos relés digitais	30
3.1.1 - Condicionamento do sinal	30
3.1.2 - Subsistema de conversão	34
- Processamento do relé digital	35
3.2 - Conceitos importantes no tratamento dos sinais	36
3.2.1 - Amostragem de sinais	36
3.2.2 - Janela de dados	38
3.2.3 - A transformada Z	39
3.3 - Filtragem analógica e digital	40
- Algoritmos baseados em modelos dos sinais de entrada	42
3.4 - Sinais de entrada dos relés de proteção	45
3.5 - Algoritmos de filtragem digital	46
Capítulo 4 - Algoritmos de filtragem	48
4.1 - Algoritmos assíncronos	48
4.1.1 - Algoritmos baseados na hipótese de regime estacionário estável	48
4.1.2 - Algoritmos baseados na equação diferencial da linha de transmissão	56
4.1.3 - Algoritmos baseados na análise de Fourier	59
- Algoritmo recursivo de Fourier	63
4.1.4 - Algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados	64
4.2 - Resposta do algoritmo em estado estável	66
4.3 - Resposta do algoritmo em estado transitório	67
4.4 - Algoritmos baseados em outras técnicas	69
4.4.1 - Algoritmo de Walsh	69

4.4.2 - Algoritmo baseado no filtro de Kalman	71
4.5 - Algoritmos utilizados em relés digitais comerciais.....	72
4.5.1 - Fourier com equação diferencial.....	72
4.5.2 - Phaselet	73
Capítulo 5 - Modelagem dos dados para a simulação.....	76
5.1 - Introdução.....	76
5.2 - O sistema simulado no ATP.....	79
5.3 - Modelagem dos TC's e DCP's.....	81
5.4 - O sistema simulado no Matlab.....	82
Capítulo 6 - Resultados e conclusões	87
6.1 - Resultados da simulação dos algoritmos.....	87
6.1.1 - Efeito da variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão.....	88
6.1.2 - Efeito da resistência de falta.....	96
6.1.3 - Variação da taxa de amostragem	102
6.1.4 - Filtragem anti-aliasing.....	107
6.1.5 - Localização física da falta em função do comprimento da linha.....	109
6.1.5.1 – Curto-circuito na frente do relé.....	110
6.1.5.2 – Curto-circuito atrás do relé (falta reversa).....	111
6.1.5.3 – Curto-circuito na fronteira entre a primeira e a segunda zonas ajustadas no relé.....	116
6.1.5.4 – Curto-circuito na fronteira entre a segunda e a quarta zonas ajustadas no relé.....	126
6.2 - Conclusões.....	134
6.3 - Sugestões para futuros trabalhos	138
ANEXO 1 - Algoritmo recursivo de fourier.....	139
Computação recursiva	143
ANEXO 2 - Parte referente à equação diferencial do algoritmo recursivo de fourier com equação diferencial - Memória de cálculos	148
ANEXO 3 – Programas desenvolvidos.....	152
Referências bibliográficas	166

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo principal analisar o desempenho de algoritmos de filtragem e detecção de faltas de relés digitais de distância. Os algoritmos investigados foram os algoritmos de Fourier Ciclo Completo, Fourier Recursivo e Fourier com Equação Diferencial. O desempenho foi analisado através da aplicação de faltas monofásicas e bifásicas simuladas com o ATP. Para modelagem dos algoritmos de proteção utilizou-se o programa MATLAB.

Para se realizar a simulação no ATP foi utilizado um sistema equivalente ao sistema de 220kV que engloba as empresas Itaipu Binacional e *Administracion Nacional de Electricidad* - ANDE - do Paraguai. A análise do desempenho dos algoritmos dos relés foi realizada através de modelos desenvolvidos com o software MATLAB. Estes modelos têm como dados de entrada as formas de onda de corrente e tensão medidas no secundário do TC e do DCP representados no sistema simulado no ATP. Para cada tipo de falta, foi adicionado aos algoritmos simulados uma característica de impedância (diagrama R-X) com os ajustes reais utilizados no circuito de 220kV representado.

Com a finalidade de avaliar o desempenho dos algoritmos, foram realizadas simulações com variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão, diferentes valores de resistência de arco, variação da taxa de amostragem do algoritmo, sem filtragem anti-aliasing e com faltas monofásica e bifásica aplicadas em vários locais diferentes em função do comprimento da linha.

Dentro das várias situações de faltas e simulações apresentadas neste trabalho, verifica-se que os algoritmos avaliados apresentaram um desempenho adequado. Não ocorreram situações graves de erros de discriminação ou de não discriminação das faltas, bem como os tempos de detecção apresentados se mantiveram dentro de uma faixa perfeitamente admissível sob o aspecto de proteção dos equipamentos.

ABSTRACT

This work has as its main objective to analyze the performance of filtering algorithms and detection of faults of digital relays of distance. Fourier complete cycle, recursive Fourier and Fourier with differential equation were the algorithms that were investigated. The performance was analyzed through the application of one-phase and two-phase faults, which were simulated using ATP. Was used the MATLAB program for modelling the algorithms of protection.

To carry out the simulation using ATP, an equivalent system of the 220kV system that includes the companies Itaipu and Administración Nacional de Electricidad - ANDE – Paraguay was used. The analysis of the performance of the algorithms of the relays were accomplished through models developed using the MATLAB software. These models have as entrance data the current wave forms and the tension measured in the secondary of TC and of DCP (represented in the system simulated in ATP). To each fault type, an impedance characteristic (R-X diagram), with the real fittings used at the 220kV circuit represented, was added to the algorithms which were simulated.

Intending to evaluate the performance of the algorithms, simulations with variation of the point of incidence of the fault in the tension wave form, with different values of arch resistance, with variation of the sampling rate of the algorithm, without anti-aliasing filtering, with one-phase and two-phase faults (applied in many different places, function of the length of the line), were done.

Observing the large amount of faults and simulations presented in this work, is verified the appraised algorithms showed an appropriate performance. There were not serious situations of discrimination mistakes or of non-discrimination of the faults, as well as the times of detection (which were presented) maintained themselves in a acceptable strip, under the aspect of equipments protection.

LISTA DE TABELAS

- Tabela 1.1 - Cronologia do desenvolvimento dos relés eletromecânicos.
- Tabela 1.2 - Cronologia do desenvolvimento dos relés estáticos.
- Tabela 2.1 - Sinais de tensão e corrente de entrada para as diferentes características dos relés de distância estáticos.
- Tabela 6.1 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada no momento em que a tensão passava por zero.
- Tabela 6.2 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada no momento em que a tensão passava por seu valor máximo.
- Tabela 6.3 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada em um ponto intermediário da onda de tensão.
- Tabela 6.4 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica com diferentes valores de resistência de falta.
- Tabela 6.5 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica com três valores diferentes de taxa de amostragem.
- Tabela 6.6 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada à 20km da SE -MD com e sem filtragem anti-aliasing.
- Tabela 6.7 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada na barra de 220kV da SE Carayaó (ANDE) com e sem filtragem anti-aliasing.
- Tabela 6.8 - Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada à frente do relé.
- Tabela 6.9 - Desempenho dos algoritmos para falta bifásica aplicada à frente do relé.

Tabela 6.10 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a primeira e segunda zona da característica ajustada no relé (faltas monofásicas).

Tabela 6.11 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a primeira e segunda zona da característica ajustada no relé (faltas bifásicas).

Tabela 6.12 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a segunda e a quarta zona da característica ajustada no relé (faltas monofásicas).

Tabela 6.13 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a segunda e a quarta zona da característica ajustada no relé (faltas bifásicas).

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Princípio básico da proteção de distância.

Figura 2.2 – Características de operação dos relés de distância:

- (a) impedância;
- (b) reatância;
- (c) admitância;
- (d) reatância modificada;
- (e) admitância deslocada;
- (f) impedância deslocada;
- (g) complexa;
- (h) elíptica;
- (i) quadrilateral.

Figura 2.3 - Princípio de atuação da proteção de distância, graduado em zonas

Figura 2.4 - Esquema básico do relé de distância eletromecânico

Figura 2.5 - Comparadores de fase e amplitude utilizados nos relés estáticos :

- (a) comparador de amplitude;
- (b) comparador de amplitude usado como comparador de fase;
- (c) comparador de fase;
- (d) comparador de fase usado como comparador de amplitude.

Figura 2.6 - Montagem dos sinais de saída do comparador

Figura 2.7 - Esquema básico de um transactor

Figura 3.1 - Componentes básicos de um relé digital

Figura 3.2 - Circuito amostrador - sustentador

Figura 3.3 - Esquema de *software* típico de um relé digital

Figura 3.4 - Fenômenos do *aliasing*

- Figura 3.5 - Janelas deslizantes
- Figura 3.6 - Transformada Z como atraso unitário
- Figura 3.7 - Filtro passa-baixa ideal
- Figura 3.8 - Filtro digital de primeira ordem
- Figura 3.9 - Filtros com resposta finita ao impulso - FIR
- Figura 3.10 - Filtros com resposta infinita ao impulso - IIR
- Figura 4.1 - Amostragem do sinal
- Figura 4.2 - Obtenção da derivada a partir do sinal amostrado
- Figura 4.3 - Resposta em frequência do algoritmo de Mann Morrison
- Figura 4.4 - Representação da linha de transmissão
- Figura 4.5 - Resposta em frequência do algoritmo de Fourier ciclo completo
- Figura 4.6 - Resposta em frequência do algoritmo de mínimos quadrados
- Figura 4.7 - Gráficos de resposta em frequência : Filtros cosseno, seno e Fourier
- Figura 4.8 - Trajetória da impedância aparente vista por relés de distância dotados de algoritmos tipo cosseno, seno e Fourier
- Figura 4.9 - *Zoom* da área junto a posição final do vetor impedância
- Figura 4.10 - Funções de Walsh
- Figura 4.11 - Gráficos de resposta de frequência SAL, CAL e Walsh
- Figura 5.1 - Sistema elétrico sob estudo

Figura 5.2 – Modelagem do TC

Figura 5.3 - Modelagem do DCP

Figura 5.4 - Representação da característica de operação ajustada no relé de distância com suas zonas de proteção.

Figura 5.5 - Fluxograma do programa do relé digital com os três algoritmos de filtragem

Figura 6.1 - Corrente e tensão (fases A, B e C) no instante do curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero

Figura 6.2 - Curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero

- (a) Trajetória da impedância Z_{an}
- (b) X e R em função do tempo
- (c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª zona do relé (Algoritmo de Fourier ciclo completo)

Figura 6.3 - Curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero

- (a) Trajetória da impedância Z_{an}
- (b) X e R em função do tempo
- (c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª zona do relé (Algoritmo recursivo de Fourier)

Figura 6.4 - Curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero

- (a) Trajetória da impedância Z_{an}
- (b) X e R em função do tempo
- (c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª zona do relé (Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial)

Figura 6.5 - Algoritmo recursivo de Fourier (fases sãs)

- (a) Trajetória da impedância Z_{bn}
- (b) X e R em função do tempo

Figura 6.6 - Algoritmo recursivo de Fourier (fases sãs)

- (a) Trajetória da impedância Z_{cn}
- (b) X e R em função do tempo

Figura 6.7 - Falta monofásica aplicada em um ponto intermediário da onda de tensão

- (a) Trajetória da Impedância Z_{an}
- (b) X e R em função do tempo
- (c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª zona do relé

(Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial)

Figura 6.8 - Trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com variação no valor da resistência de falta :

- (a) $R_f = 0 \Omega$
- (b) $R_f = 10 \Omega$
- (c) $R_f = 20 \Omega$
- (d) $R_f = 30 \Omega$

Figura 6.9 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 8 amostras/ciclo

Figura 6.10 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 16 amostras/ciclo

Figura 6.11 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 32 amostras/ciclo

Figura 6.12 - Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 8 amostras/ciclo

Figura 6.13 - Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 16 amostras/ciclo

Figura 6.14 - Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 32 amostras/ciclo

Figura 6.15 - Trajetória da impedância para curto bifásico na frente do relé :

- (a) Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial
- (b) Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.16 - Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé

- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.17 - Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé

- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.18 - Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé

- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.19 - Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé

- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.20 - Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé

- Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.21 - Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé

- Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.22 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD

- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.23 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD

- Algoritmo recursivo de Fourier ciclo completo

Figura 6.24 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD

- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.25 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD

- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.26 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD

- Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.27 - Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.28 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.29 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
- Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.30 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.31 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.32 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.33 - Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.34 - Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.35 - Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.36 - Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.37 - Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

Figura 6.38 - Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo de Fourier ciclo completo

Figura 6.39 - Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier

Figura 6.40 - Trajetória da impedância para curto bifásico 10 km à frente da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier

Figura A1.1 - Janelas de dados do tamanho de um ciclo

Figura A1.2- Posição de $\vec{X}^{(Novo)}$ e $\vec{X}^{(Velho)}$ no plano complexo

- 1. Impedância
- 2. Impedância média pelo eixo
- 3. Ângulo de máxima tensão
- 4. Tensão medida pelo eixo de referência
- 5. Ângulo máximo pelo eixo de referência
- 6. Impedância média
- 7. Ângulo de referência de um ciclo antigo
- 8. Frequência de rede
- 9. Ângulo de tempo
- 10. Função na transferência de 10 segundos da tensão medida Z
- 11. Tensão com referência 1000 em segundos
- 12. Tensão com referência 1000 e em segundos
- 13. Valor da corrente instantânea
- 14. Valor de pico da corrente
- 15. Derivada primeira da corrente instantânea
- 16. Valor da tensão instantânea
- 17. Valor de pico da tensão
- 18. Derivada primeira da tensão instantânea
- 19. Derivada segunda da corrente instantânea
- 20. Derivada segunda da tensão instantânea
- 21. Período de amostragem

SIMBOLOGIA

TC	- transformador de corrente
DCP	- divisor capacitivo de potencial
ATP	- <i>alternative transients program</i>
R	- resistência
X	- reatância
Z	- impedância
$Z_{\text{Relé}}$	- impedância medida pelo relé
τ	- ângulo de máximo torque
V_L	- tensão medida pelo relé de distância
I_L	- corrente medida pelo relé de distância
Z_R	- impedância réplica
f_a	- frequência ou taxa de amostragem
f_c	- frequência de corte
Δt	- intervalo de tempo
$H(Z)$	- função de transferência no domínio da transformada Z
FIR	- filtros com resposta finita ao impulso
IIR	- filtros com resposta infinita ao impulso
i	- valor da corrente instantânea
I_p	- valor de pico da corrente
i'	- derivada primeira da corrente instantânea
v	- valor da tensão instantânea
V_p	- valor de pico da tensão
v'	- derivada primeira da tensão instantânea
i''	- derivada segunda da corrente instantânea
v''	- derivada segunda da tensão instantânea
T	- período de amostragem

N, n	- número de amostras
k	- k-ésima amostra
ω	- freqüência angular
ε	- função de erro
I_s	- componente seno do fasor corrente
I_c	- componente cosseno do fasor corrente
ΔI	- variação no valor de corrente entre duas amostras
SE	- subestação
SE-MD	- subestação da Margem Direita da Itaipu Binacional
ANDE	- <i>Administracion Nacional de Eletricidad</i> (Paraguai).
R_f	- resistência de falta
Z_{linha}	- impedância da linha de transmissão
I_{re}	- componente real da corrente
I_{im}	- componente imaginário da corrente
U_{Re}	- componente real da tensão
U_{Im}	- componente imaginário da tensão

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Considerações gerais

Os sinais de entrada dos relés digitais de distância apresentam diferentes tipos de ruído, que exigem uma filtragem adequada para extrair a informação da frequência fundamental requerida para discriminar corretamente a falha na linha protegida. Este problema tem se tornado maior nos últimos anos, com o aumento nos níveis de tensão utilizados e a diminuição dos tempos críticos de interrupção das falhas, sobretudo nos sistemas mais vulneráveis. Como os níveis de ruídos nos sinais são cada vez maiores (especialmente nos instantes iniciais da falha) e o tempo disponível para se tomar a decisão de disparo pelo relé é cada vez mais reduzido, os algoritmos responsáveis pela medição da componente fundamental da forma de onda (filtragem) têm assumido um papel de suma importância no relé digital. A idéia básica desta dissertação será a de se realizar uma avaliação do desempenho de alguns destes algoritmos utilizados em relés de proteção numéricos, levando em conta que eles influenciam diretamente a tomada de decisão para a atuação do relé, de acordo com a função de proteção desejada.

A função de proteção a ser estudada será o relé de distância, levando em consideração que a sua atuação ocorre em função da avaliação da impedância medida por este relé até o ponto da falta; e que deve ser realizada pela componente fundamental dos sinais de corrente e de tensão vistos pelo relé. Alguns dos algoritmos mais comuns serão simulados, variando-se as condições do sistema, o tipo de falta, a pré filtragem analógica devido ao *aliasing*, o tamanho de janela de dados e a quantidade de amostras por ciclo, de modo que possa ser possível realizar uma avaliação dos algoritmos perante as condições simuladas.

1.2 – Estado da arte em algoritmos de filtragem e detecção de faltas em relés digitais

Os primeiros relés de proteção foram os eletromecânicos, principalmente de indução do tipo disco (tabela 1.1). Estes relés possuíam uma característica de operação lenta, possuindo partes móveis (discos, contatos, etc.) que serviam como um filtro natural aos transitórios de altas frequências, além de solicitarem uma potência de consumo elevada. A estrutura tipo disco foi logo substituída por um copo invertido, isto é, um cilindro côncavo, que ficou conhecido como relé de indução tipo copo. Este relé, ainda em uso nos dias de hoje, possui, como vantagem em relação ao tipo disco, um menor tempo de resposta, torque mais uniforme e menor consumo de energia.

Tabela 1.1 – Cronologia do desenvolvimento dos Relés Eletromecânicos

ANO	FUNÇÃO
1901	Relé de Sobrecorrente de Indução
1908	Relé Diferencial
1910	Relé Direcional
1921	Relé de Distância tipo Impedância
1937	Relé de Distância tipo Mho

Nos anos 40, foram desenvolvidos os primeiros tubos a gás, promovendo o aparecimento dos primeiros relés que utilizavam essa nova tecnologia. Mas, devido ao seu elevado consumo, e por razões de confiabilidade, eles foram abandonados. O surgimento, nos anos 50, de dispositivos de estado sólido, como os transistores e tiristores, levou ao desenvolvimento dos primeiros relés estáticos. Estes relés possuem vantagens em relação aos eletromecânicos, como por exemplo, tempos de operação mais rápidos e “burden” mais baixo. Apresentam, como desvantagem, a sensibilidade aos transitórios da rede, necessitando de uma pré-filtragem dos sinais de entrada antes do processamento da lógica do relé. Na tabela 1.2 a seguir é apresentado, do ponto de vista cronológico, o desenvolvimento dos relés estáticos.

Tabela 1.2 – Cronologia do desenvolvimento dos relés estáticos

	ANO	FUNÇÃO	
1ª Geração	1925	Proteção Piloto por Comparação Direcional	
	Válvulas Eletrônicas	1930 a 1940	Distintos tipos de Relés
		1948	Relé de Distância
2ª Geração	1949	Esquema de Comparação De Fase	
	1954	Relé de Distância	
	Transistores	1959	Relé de Sobrecorrente (Versão Comercial)
		1961	Relé de Distância (Versão Comercial)
3ª Geração	1960 em diante	Distintos tipos de Relés	
Circuitos Integrados			

Na década de 50, foram desenvolvidos os primeiros computadores digitais, sendo que a utilização destes computadores na área de engenharia elétrica foi, inicialmente, feita nos estudos de fluxo de carga e estabilidade de sistemas. O uso de computadores digitais e microprocessadores em relés de proteção se tornou tema de pesquisa e testes de engenheiros desde os anos 60.

A primeira proposta séria para o uso de computadores digitais em proteção veio de *Rockefeller* [Roc69]; seu trabalho, em 1969, sugeriu que todos os equipamentos de uma subestação poderiam se protegidos usando computadores digitais. Mesmo levando em conta os problemas referentes ao alto custo e à baixa velocidade dos computadores da época, este trabalho representou o passo inicial para se poder chegar às modernas proteções digitais da atualidade.

Nos últimos 30 anos, diferentes tipos de algoritmos foram desenvolvidos para proteção digital de linhas de transmissão. Tais algoritmos se tomaram ponto de partida para vários estudos, e alguns deles vêm sendo utilizados até hoje. Por outro lado, os que não apresentaram resultados satisfatórios foram abandonados, não sem antes contribuírem para o atual nível de desenvolvimento dos algoritmos usados nos relés de distância. Novas técnicas continuam sendo apresentadas e estudadas com o objetivo de buscar algoritmos mais rápidos e com melhor desempenho que os atuais.

Em 1971, *Mann e Morrison* [MM71] descreveram o cálculo dos valores de pico e do ângulo de fase entre a tensão e a corrente de um número menor de amostras e sua derivada no tempo. Também discutiram, em outro artigo, a proteção de uma linha de transmissão usando esta técnica. Eles assumiram, neste trabalho, os sinais de corrente e de tensão como puramente senoidais. Este foi o primeiro algoritmo com amostragem assíncrona dos sinais, utilizando a hipótese de regime estacionário estável.

Neste algoritmo a componente unidirecional (componente DC) pode ser suprimida, passando a corrente de curto da saída dos transformadores de corrente por uma impedância (R,L), impedância esta, que tenha a mesma constante de tempo do sistema (L/R), denominada de impedância mímica ou réplica.

Foi publicado um artigo por *Islam et al.*, em 1987 [IBS87], no qual é apresentado um relé de distância de terra, para proteção de linhas de transmissão EAT/UAT, utilizando-se o algoritmo de Mann Morrison. Neste relé, utilizado em sistema de frequência de 50Hz, é usado um filtro analógico passa faixa (48 – 52 Hz), para se filtrar as componentes de alta frequência. De acordo com o artigo, esta filtragem causou um atraso de apenas 4ms. Este relé possui um alto grau de sensibilidade e confiabilidade, operando em um tempo menor que um ciclo.

Para tentar diminuir o efeito da componente aperiódica exponencial, *Gilcrest et al.* [GRU71a] propuseram a utilização da segunda derivada do sinal. Quando se usa a segunda derivada, há a redução do efeito da componente aperiódica exponencial no cálculo da impedância (não havendo a necessidade do uso de impedância réplica), mas ocorre a deterioração na relação sinal x ruído, o que aumenta a sensibilidade do algoritmo para altas frequências e conseqüentemente faz necessária uma filtragem analógica passa baixa mais intensa.

Em 1972, a *Westinghouse Electric Corporation* e a *Pennsylvania & Light Company* desenvolveram a primeira estação piloto com um sistema de proteção digital para linhas de transmissão, como parte de um projeto conjunto entre as duas empresas, projeto que foi conhecido como *PRODAR 70* [GRU71a] [GRU71b]. Tal projeto usa o algoritmo de primeira e segunda derivadas das formas de onda da corrente e da tensão para extrair o valor da impedância e do ângulo de fase entre elas.

Condições senoidais também foram assumidas por *Gilbert e Shovlin* [GS75] para calcular diretamente a resistência e a reatância aparente até a falta com o uso de uma janela de dados de três amostras. Como resultado, notou-se que a resistência de falta independe da frequência do sistema, sendo a indutância proporcional à mesma. As equações respondem rapidamente a mudanças nos dados de entrada, mas são altamente susceptíveis a transitórios de alta frequência.

Os algoritmos baseados em modelos de sinais de entrada estimam fasores, que são aplicados a distintos tipos de relés. Nos relés de proteção de linhas de transmissão, é possível também utilizar algoritmos baseados em modelos do sistema, os quais estimam os valores de parâmetros tais como a indutância e a resistência da linha com defeito.

Poucos autores propuseram a modelagem da linha de transmissão por circuito série R-L, resolvendo as equações resultantes para obter os valores de R e L entre o relé e o ponto de falta. *McInnes e Morrison* [McM71] propuseram a integração das equações diferenciais por dois intervalos de amostragem sucessivos para gerar um número de equações adequadas para resolver por R e L, valendo-se de uma regra trapezoidal para avaliar as integrais.

Os algoritmos baseados em modelos do sistema representam uma carga computacional menor que os algoritmos baseados em modelo dos sinais de entrada. Apresentam janela de dados de três amostras, permitindo assim detectar rapidamente a ocorrência da falta. Outra vantagem é que a componente aperiódica exponencial não representa um erro, pois satisfaz a equação diferencial. Ao contrário dos algoritmos que utilizam o princípio da derivação, este algoritmo, por utilizar o princípio da integração, não deteriora a relação sinal x ruído. Por outro lado, os harmônicos superiores e outros erros não são suprimidos e afetam a medição, a menos que sejam previamente eliminados por outro filtro.

Este algoritmo é válido para linhas curtas, onde se pode desprezar as capacitâncias distribuídas. Pode-se, entretanto, também se considerar no algoritmo um modelo de linha que inclui a capacitância *shunt* da linha de transmissão. Esta solução, porém, necessita de maior processamento, o que torna sua aplicação mais restrita. Este tipo de algoritmo possui janela de dados curta, em geral menor que um ciclo.

Poncelet, Bernard e Bastide [BB82] trataram a deficiência nesta modelagem como um erro e resolveram por R e L com o objetivo de minimizar a soma dos quadrados desses erros dentro de um certo número de sucessivos intervalos de amostragem. *Smolinski*

[Smo79] modelou a linha por uma simples seção "PI" e resolveu as equações diferenciais resultantes substituindo-as por diferenças finitas, usando 4 conjuntos de amostra para obter os valores de R e L. Os algoritmos baseados em modelos de sistema não possuem uma resposta de frequência definida, pois processam os sinais simultaneamente.

Utilizando a série de Fourier, pode-se expandir um sinal periódico qualquer em uma soma infinita de termos exponenciais (componentes harmônicas) com frequências múltiplas da fundamental [Pai88] [DF89] [MR75]. Dessa forma, pode-se considerar a forma de onda da corrente de curto-circuito como sendo composta por uma componente contínua mais uma componente fundamental e várias harmônicas múltiplas da fundamental.

Conforme descrito em [Sin94], *Slemon et al.*, descreveu a determinação das componentes fundamentais em forma de fasores tomando como base um conjunto de amostras coletadas a partir de um ciclo inteiro usando técnicas de Fourier, e *Ramamoorty* descreveu a determinação da impedância a partir dos valores de pico da tensão e da corrente e do ângulo de fase entre eles a partir dos fasores das componentes fundamentais de tensão e de corrente (admitindo que o sinal possuía uma componente contínua de valor constante). Estes dois métodos requerem amostras coletadas por um período maior que um ciclo.

O algoritmo de Fourier com janela curta (meio ciclo), proposto por *Phadke et al.* [PHI76], apresenta um excelente compromisso entre a velocidade de resposta e a seletividade (filtragem). A base deste método é a mesma para o método de Fourier de ciclo completo; todavia, a janela de dados é reduzida a meio ciclo mais uma amostra. Comparando a resposta deste método com a do método de Fourier de ciclo completo, percebe-se que este algoritmo elimina os harmônicos ímpares, mas não impede a componente DC nem os harmônicos pares. O algoritmo de Fourier com janela curta responde mais rapidamente, mas apresenta oscilações maiores em torno do valor estimado da componente fundamental.

Outra alternativa para se obter o fasor, conforme descrito por *Verdusco* [Ver95], é tomar como sua parte real e imaginária duas saídas defasadas de $\frac{1}{4}$ de ciclo de um filtro simples (filtro com resposta real ao impulso), como o filtro cosseno ou o filtro seno. A vantagem da utilização do filtro cosseno em relação ao Fourier tradicional de um ciclo, é uma melhor rejeição à componente aperiódica exponencial. A vantagem da utilização do filtro seno é uma melhor rejeição das componentes oscilatórias de alta frequência.

A fim de diminuir o esforço computacional requerido pelos algoritmos, *Phadke et al.* [PTA83] propuseram a utilização de uma forma recursiva do algoritmo de Fourier ciclo completo (descrito no anexo I). Neste algoritmo requer-se apenas uma multiplicação e uma soma para atualizar cada componente ortogonal do fasor. Além disto, o fasor resultante não gira.

Nos algoritmos recursivos, os coeficientes variam a cada amostra, de modo que o filtro fica alternando entre os tipos Seno e Cosseno a cada $\frac{1}{4}$ de ciclo. A resposta de frequência, portanto, também não é fixa, influenciando negativamente sobre a resposta em estado transitório. Este método também foi estudado por *Eichhorn e Lobos* [EL91].

O método dos mínimos quadrados para se estimar os parâmetros dos sinais utilizados nos relés digitais foi proposto inicialmente por *Luckett et al.* [Luc75], tendo sido usado um modelo de sinal composto por um conjunto de harmônicas (uma ou duas) e uma componente aperiódica exponencial com constante de tempo fixa. *Sachdev e Baribeau* [SB79] assumiram a forma de onda pós-falta como sendo composta de uma parcela de componente DC exponencial, uma parcela componente da frequência fundamental e outra contendo um certo número de harmônicos. Após expandir o termo exponencial associado com a componente DC, em uma série, eles consideraram três termos desta série e somente o terceiro harmônico para eliminação. Os parâmetros do filtro digital são determinados usando a aproximação pelo método dos mínimos quadrados.

Um algoritmo recursivo usando o método dos mínimos quadrados também foi apresentado por *Alfuhaid e EL-Sayed* [AE99]. Os testes numéricos mostraram que o algoritmo opera satisfatoriamente e de maneira confiável com tempos da ordem de $\frac{1}{2}$ à $\frac{3}{4}$ de ciclo.

Um ponto a se considerar é que o método de ajuste por mínimos quadrados é computacionalmente bastante complexo e sua precisão é dependente do período de amostragem, bem como do número de amostras por ciclo.

Conforme apresentado em [JS95], [Sin94] e [Hor75], as funções de Walsh são um conjunto de $N = 2^n$ funções ortogonais (onde n é um número inteiro) definidas no intervalo $[0,1]$, que assumem somente os valores ± 1 . A ortogonalidade das duas primeiras funções de Walsh, par SAL-CAL, sugere sua utilização para calcular fasores

por Walsh da mesma forma que são gerados com o par seno-cosseno no algoritmo de Fourier.

As funções de *Walsh* foram desenvolvidas para permitir o uso de processadores de menor capacidade e menor custo. Entretanto, dado o estado atual de desenvolvimento dos processadores, este aspecto não mais é importante.

Durante os primeiros ciclos após uma falta no sistema de potência, os relés digitais devem tomar a decisão de atuação baseados na componente de frequência fundamental, a qual sempre se encontra contaminada por ruídos. Conforme *Girgis e Brown* [GB81] e *Sachdev et al.* [SWJ85], uma técnica de medida e modelagem do sinal foi desenvolvida baseada na teoria do filtro de Kalman para se estimar a informação da frequência fundamental do sinal.

A técnica dos filtros de Kalman é uma técnica de filtragem recursiva na qual a avaliação das variáveis em um dado instante depende das amostras medidas neste instante e das avaliações em instantes anteriores. Esta técnica de filtragem é própria para processos digitais *on-line*.

Um relé de distância comercial [ABB95] utiliza uma combinação dos algoritmos de Fourier e de equação diferencial. Os valores da corrente e tensão amostrados, bem como a diferença de corrente entre duas amostras consecutivas (ΔI), são levados ao algoritmo de Fourier, de onde são extraídas a parcela real e imaginária destas grandezas. Estes valores são usados para o cálculo da resistência e da reatância medida pelo relé (baseados em um modelo de linha curta).

Adamiak et al. [Ada96] apresentaram em 1996 uma nova técnica para o cálculo de fasores de tensão e de corrente. Esta técnica tem sido utilizada em um relé de outro fabricante [GE98], o qual possui uma taxa de amostragem de 64 amostras por ciclo. Desta forma, sem desprezar a amostragem com a taxa de 64 amostras por ciclo, que é essencial para o *software* de oscilografia existente no relé, são usados todos os dados amostrados, mas o algoritmo de proteção é rodado apenas 16 vezes por ciclo. Os grupos de 4 amostras de dados são processados juntos formando um "mini-fasor" também chamado de *phaselet*. Pela sua característica, este algoritmo remove os dados pré-falta da janela de dados, fazendo com que o fasor estimado responda mais rapidamente à condição do sistema, aumentando a precisão a cada nova *phaselet* adicionada.



Frente à necessidade de se procurar novas técnicas que melhorem o desempenho dos algoritmos usados atualmente em relés de proteção, universidades, indústrias e concessionárias têm se esforçado em pesquisas na área de proteção adaptativa, inteligência artificial (lógica *fuzzy* e redes neurais), bem como no uso da transformada *wavelet* como ferramenta para localização, detecção e classificação de faltas.

Em virtude do desenvolvimento da tecnologia dos relés numéricos, uma nova filosofia surgida no final da década de 80 e chamada de proteção adaptativa é descrita por *Rockefeller et al.* [Roc88] como uma atividade "on-line" que modifica a resposta da proteção, tendo em vista as alterações nas condições do sistema de potência com o objetivo de melhorar o desempenho e a confiabilidade do esquema de proteção e por conseguinte do sistema elétrico por ele protegido. Dentre as técnicas que podem ser utilizadas para a implementação de esquemas adaptativos, encontram-se os métodos numéricos convencionais, tais como filtragem digital, identificação, estimação de parâmetros, etc. No conjunto destes métodos com maior potencial para serem desenvolvidos e usados na área de proteção adaptativa encontram-se as técnicas de inteligência artificial, como os sistemas especialistas, redes neurais artificiais e lógica *fuzzy*.

Dentre estas, as redes neurais artificiais têm apresentado destaque na solução de alguns problemas encontrados nos sistemas elétricos de potência, tais como a previsão de carga e o diagnóstico de faltas em componentes do sistema.

Um exemplo da aplicação de redes neurais artificiais como identificador de faltas é apresentado por *Dalstein et al.* [DK95]. É utilizada uma rede neural multicamada do tipo *feedforward*. Esta rede é treinada para todos os tipos de faltas possíveis usando o algoritmo *backpropagation*, com dados proveniente de simulações. Os resultados obtidos foram promissores, com um tempo de até 7ms para a identificação da falta, indicando a viabilidade e encorajando as pesquisas para o uso desta técnica em um sistema de proteção confiável e com resposta mais rápida que os utilizados atualmente.

Dash et al. [DPMS97] propuseram um novo algoritmo para a estimação dos parâmetros das formas de onda da tensão e da corrente do sistema de potência contaminadas por ruídos. O problema de estimação é formulado usando uma rede neural adaptativa do tipo *adaline*.

Em uma outra publicação, *Dalstein et al.* [DFKS96] apresentaram um algoritmo para localização de faltas em linhas de transmissão utilizando redes neurais artificiais. O estimador da localização da falha foi projetado usando o treinamento de uma rede neural do modelo multicamadas (*feed-forward Network*) através de *back-propagation*. Este algoritmo apresentou como resultado uma correta classificação da área de falta em menos de 5ms após a detecção e identificação da mesma. No caso da presença de ruídos de arco este tempo foi para a ordem de 12 ms. Segundos os autores, os resultados obtidos apontam para a possibilidade da utilização das redes neurais artificiais como elementos de sistemas de proteção de distância, sendo responsáveis pela detecção, classificação e localização da falta.

Um trabalho demonstrando o uso de redes neurais artificiais como um classificador de padrões para a operação de uma proteção de distância é apresentado por *Coury e Jorge* [CJ98]. Neste trabalho, o pré-processamento é feito utilizando uma DFT com janela de meio ciclo, sendo responsável pela extração das características, obtendo-se os fasores de tensão e de corrente. Somente as magnitudes dos sinais na frequência fundamental são utilizados como padrão de entrada para a rede neural, resultando desta forma em uma sensível diminuição no conjunto de treinamento e nas dimensões da configuração da rede neural. Os autores acreditam que com este método é possível se estender o alcance da primeira zona dos relés de distância para valores mais próximos do valor da impedância da linha sem prejudicar seu desempenho.

Um esquema completo para detecção, classificação e localização de faltas em linhas de transmissão utilizando redes neurais é mostrado em [OCA01]. Neste estudo, é apresentado um modelo alternativo e completo de proteção para linhas de transmissão. Utilizando as arquiteturas de redes neurais apropriadas e com a implementação de um algoritmo computacional adequado, é esperado que este método possa responder sobre todas as prováveis condições de operação do sistema.

O sistema é separado em três módulos, sendo responsáveis pela detecção classificação e localização da falta, respectivamente. Para os casos testados, o módulo de detecção conseguiu convergir para a situação de falha na maioria dos casos em tempos de até 3 ms após a ocorrência da falta. Além de monitorar as condições normais de operação do sistema, este módulo também trabalha como um discriminador direcional, reconhecendo entre situações de faltas a frente ou em sentido reverso de um determinado ponto sobre o sistema. Com respeito ao módulo de classificação, este foi capaz de corretamente discriminar as fases envolvidas nas situações de faltas apresentadas, em um tempo

situado entre 4 e 9 ms após a ocorrência da falta. Finalmente, considerando as três zonas de proteção e todos os tipos de faltas testados, os resultados mostram que esta aproximação conduz a níveis aceitáveis para a função de localização de falta sobre o sistema, com tempo situado entre 8 a 15 ms. após a ocorrência da mesma.

Dentre as mais novas técnicas estudadas e experimentadas para o uso em algoritmos de proteção, está a transformada *wavelet*. O artigo [MA98] mostra o uso da transformada *wavelet* para a localização de faltas em linhas de transmissão. O princípio é baseado na teoria das ondas trafegantes, onde os sinais contendo o transitório do distúrbio são decompostos em suas componentes modais, e estas, por sua vez, são transformadas do domínio do tempo para o domínio da frequência, com a aplicação da transformada *wavelet*. Os coeficientes da transformada *wavelet* das duas menores escalas são usados para a localização da falha para diversos tipos de faltas e configurações do sistema de potência em estudo. Os resultados confirmam o bom desempenho do algoritmo.

Silveira et al. apresentou trabalhos onde as transformadas *wavelets* são usadas para a identificação da falta e seleção de fases [SSZ99], e para a localização e identificação de faltas [SSZ01]. Os resultados encontrados demonstram que as técnicas utilizadas em ambos os trabalhos podem fazer parte de um algoritmo de um relé de proteção digital. Os autores acreditam que algoritmos baseados em transformadas *wavelets* têm enorme potencial para fazer parte em uma nova geração de relés de proteção digitais.

1.3 - Estrutura da dissertação

A presente dissertação está dividida em 6 capítulos e 2 anexos, sendo que as informações apresentadas foram obtidas a partir de levantamento bibliográfico, submetidas a um trabalho de consistência e análise, levadas ao desenvolvimento de alguns algoritmos e realizadas as simulações com as devidas verificações. O conteúdo dos diversos capítulos é descrito a seguir.

O capítulo 2 apresenta uma introdução ao assunto de proteção de sistemas elétricos, com suas definições e os tipos de faltas aos quais o sistema pode ser submetido. Neste capítulo, é mostrada a proteção de linhas de transmissão, mais especificamente a proteção de distância com seu princípio de operação e as suas curvas características mais tradicionais. Os tipos mais comuns de faltas e a natureza das mesmas também são exibidos. Com o objetivo de fornecer ao leitor informações básicas sobre os relés de distância eletromecânicos e estáticos, uma descrição destes relés é realizada, sendo apresentados seus princípios de operação, suas principais equações e as características mais importantes. As principais vantagens do uso dos relés digitais ou numéricos também são apresentadas.

No capítulo 3, são mostrados e descritos os principais componentes de um relé digital, cada um com sua função e características mais importantes. Além disso, são apresentados os conceitos de amostragem de sinais, filtragem analógica para evitar o efeito do *aliasing*, as principais características das janelas de dados, os filtros tipo FIR e tipo IIR, a transformada Z, os sinais de entrada dos relés digitais e suas principais fontes de ruídos, e ainda é realizada uma introdução ao assunto dos algoritmos de filtragem digital utilizados em relés de proteção numéricos.

Os principais algoritmos responsáveis pela extração da componente fundamental dos relés de distância são descritos no capítulo 4. Dentro deste princípio, é apresentada uma breve revisão histórica do aparecimento e do desenvolvimento destes algoritmos de filtragem, bem como sua divisão em quatro categorias, como os algoritmos baseados na hipótese de regime estacionário estável, algoritmos baseados na equação diferencial da linha de transmissão, algoritmos baseados na análise de Fourier e os algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados. São apresentados algoritmos de relés que se encontram em serviço no setor elétrico, um que utiliza uma mescla do algoritmo

recursivo de Fourier com o algoritmo da Equação Diferencial e outro que utiliza do princípio de *phaselets*.

No capítulo 5, são descritos de forma sucinta os métodos de simulação utilizados para se obter os resultados mais próximos da realidade em relação ao sistema estudado, bem como o software de análise de transitórios - ATP (*Alternative Transients Program*), utilizado para a simulação dos casos de curto circuito do modelo equivalente do sistema interconectado Itaipu - ANDE. Neste capítulo, também são descritos o sistema equivalente simulado no ATP, bem como a representação para este software dos transformadores de corrente (TC's) e divisores capacitivos de potencial (DCP's), responsáveis pela redução dos valores de corrente e de potencial para níveis secundários.

Na segunda parte do capítulo, são mostrados os algoritmos a serem simulados utilizando o resultado dos casos do ATP e o software Matlab, tendo como entrada os valores secundários de corrente e de tensão, obtidos dos TC's e DCP's representados. Os algoritmos de Fourier ciclo completo, Fourier recursivo e Fourier recursivo com equação diferencial foram representados no Matlab.

No capítulo 6, os três algoritmos foram simulados utilizando como dados de entrada as formas de onda de corrente e de tensão medidas no secundário do TC e do DCP, modelados no ATP. As simulações foram realizadas com variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão, com diferentes valores de resistência de arco, variação da taxa de amostragem do algoritmo, sem filtragem anti-*aliasing* e com faltas monofásica e bifásica aplicadas em vários locais diferentes em função do comprimento da linha, para avaliar o desempenho dos algoritmos em estudo.

Como resultado das simulações com os algoritmos, obtivemos as formas de onda filtradas (componente fundamental) das correntes e das tensões, bem como a trajetória que a impedância calculada pela divisão dos fasores de tensão pelos fasores de corrente medidos descreve no plano complexo (diagrama R-X).

Com base no ajuste adotado para a proteção de distância de um dos circuitos de interligação entre a subestação da Margem Direita da Itaipu Binacional e a subestação de Carayaó do sistema ANDE (220kV), é feita a avaliação do comportamento dos algoritmos estudados perante as condições de curto circuito nas várias situações simuladas. A trajetória que a impedância descreve no plano complexo para cada uma das simulações

é plotada juntamente com a característica do ajuste do relé, sendo possível de se avaliar o desempenho de cada algoritmo.

Neste capítulo, também são exibidos os resultados das simulações com os três algoritmos com a apresentação dos resultados gráficos e tabulados, permitindo uma avaliação do comportamento dos mesmos em termos de velocidade, estabilidade, precisão para cada tipo de simulação feita, ou seja, para as diferentes situações de amostragem do sinal (tipos de curto, posição do curto, etc.). São apresentadas, também, as conclusões do trabalho, juntamente com as sugestões para a continuação do mesmo.

Capítulo 2

O relé de distância

2.1- Introdução

Os componentes do Sistema Elétrico de Potência, dentre os quais máquinas síncronas, barramentos, transformadores, linhas de transmissão e sistemas de distribuição, são projetados para operar sob condições normais de tensão, frequência, fator de potência, dentre outros. Mas, se ocorrer problemas como perda de geração, subtensão ou sobretensão devido a fenômenos naturais, acidentes, falhas em equipamentos, ligações acidentais ou *flashovers* entre fase e terra ou entre fases em uma linha de transmissão, torna-se necessário que haja um equipamento que detecte estas condições anormais, removendo do sistema o elemento que as esteja sofrendo. Esta ação se torna necessária porque os componentes do sistema de potência nunca podem ser projetados para suportar as piores condições, pois isto fará com que este sistema se torne altamente problemático em termos econômicos.

Relés de proteção são conhecidos como os equipamentos que detectam as condições anormais do sistema de potência, iniciando medidas corretivas tão rápido quanto possível com o objetivo de restaurar a normalidade ao sistema, e “proteção” é o nome dado a arte e a ciência de aplicar e ajustar estes relés de forma a oferecer a máxima sensibilidade a faltas, porém, ao mesmo tempo, evitando que eles operem desnecessariamente.

A rapidez na resposta é um elemento essencial para os sistemas de proteção, sendo que tempos de resposta na ordem de poucos milissegundos são freqüentemente requeridos. Conseqüentemente, a intervenção humana na operação do sistema de proteção é impossível. A resposta deve ser automática, confiável, rápida e deve causar uma quantidade mínima de interrupção no sistema.

Conforme descrito em [Ele86], a função do equipamento de proteção não é preventiva, como o nome implica, dado que ele toma a ação somente após a falta ter ocorrido : “É a ambulância no pé do abismo ao invés da cerca na beira do mesmo”. As exceções para isto são o relé Buchholz, que é capaz de detectar o acúmulo de gás produzido por uma falha incipiente no interior de um transformador e os pára-raios, os quais são projetados para prevenir sobretensões, usualmente entre a terra e o condutor ou terminal ao qual está conectado.

2.2 – Natureza e causas das faltas

A natureza de uma falta é definida como uma condição anormal no sistema elétrico que causa uma redução no poder de isolamento entre os condutores das fases, ou entre os condutores e a terra, ou ainda entre os condutores e algum objeto aterrado nas adjacências dos mesmos. Na prática, a redução no isolamento não é considerada como uma falta até que ela seja detectada, ou seja, até que resulte em alterações significativas nas grandezas do sistema (sendo o aumento repentino e significativo no valor da corrente o indicador mais comum) ou, ainda, resulte em uma redução da impedância entre os condutores ou entre os condutores e a terra, para um valor abaixo do valor da impedância normal de carga para o circuito.

Os componentes do Sistema Elétrico de Potência estão sujeitos a vários tipos de faltas, que podem ser provocadas por fenômenos naturais como por acidentes. Os fenômenos naturais que podem causar curto-circuitos são as descargas atmosféricas, por meio de tensão induzida ou descarga direta, ventos fortes, gelo depositado em cabos, terremoto, contatos de animais e contaminação. Os acidentes englobam faltas devidas a abalroamentos de postes, torres por veículos, contato com equipamentos energizados e assim por diante.

A grande maioria das faltas em um sistema elétrico de potência são do tipo fase terra. Em linhas de transmissão aéreas elas são provocadas principalmente por descargas atmosféricas e quedas de árvores ou galhos. Nos sistemas de distribuição, o contato momentâneo das fases, causado pelo vento, é uma das principais causas de faltas, além disso, os ventos fortes durante tempestades podem causar muitas faltas e muitos estragos.

2.3 – Proteção de linhas de transmissão

Tradicionalmente, a proteção das linhas de transmissão vem sendo feita por relés de sobrecorrente, relés diferenciais e relés de distância com e sem comunicação entre os terminais (teleproteção).

Apesar de os relés de sobrecorrente serem os mais simples e os de menor custo, são muito dependentes da configuração do sistema elétrico de potência, precisando com frequência de reajustes e até de substituição quando as alterações que ocorrem no sistema de potência resultam em variações consideráveis no nível de corrente de curto-circuito. Por este motivo a proteção de linhas de transmissão tem sido feita, na maior parte das vezes, por relés de distância, os quais não são muito afetados por mudanças de configuração e/ou componentes de transformação e geração.

2.3.1- Princípios de operação dos relés de distância

Conforme definido em [HP95], a proteção de distância é uma proteção universal contra curto-circuito. Seu modo de operação é baseado na medida e avaliação da impedância de curto (que é a razão entre a tensão e a corrente de falta), a qual, no caso clássico, é proporcional a distância até o ponto da mesma, daí a origem do nome.

O relé de distância consegue discriminar as faltas que ocorrem dentro e ou fora de uma determinada zona de alcance da proteção, ou seja, ele opera somente para faltas que ocorrem em determinados trechos da linha de transmissão, previamente definidos pelo ajuste da impedância implantado no mesmo.

A proteção de distância chega à decisão de atuação através da comparação entre a tensão no relé e a corrente "vista" por ele no local de sua instalação. Através da razão entre estas duas grandezas, é possível obter o valor da impedância "vista" pelo relé de distância. A medida desta impedância de falta é então comparada com o valor ajustado na proteção. Se este valor for menor que o ajustado, detecta-se que a falta é interna à zona de proteção definida pelo ajuste e então, um comando de trip é liberado para os disjuntores do circuito. Para esta decisão de atuação, nenhuma informação ou equipamento adicional são necessários.

A figura 2.1 ilustra de forma esquemática o princípio de funcionamento de um relé de distância.

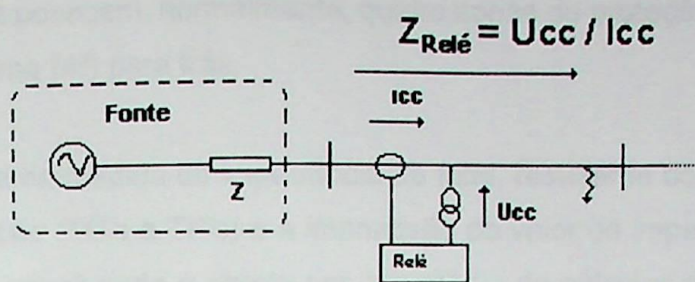


Figura 2.1 – Princípio básico da proteção de distância

As características de operação dos relés de distância são representadas em diagramas R-X, onde a resistência R é representada na abcissa e a reatância X no eixo das ordenadas. A figura 2.2 ilustra algumas das características típicas dos relés de distância. Sempre que a relação entre a tensão e a corrente cai dentro da área definida pela característica do relé, ele atua.

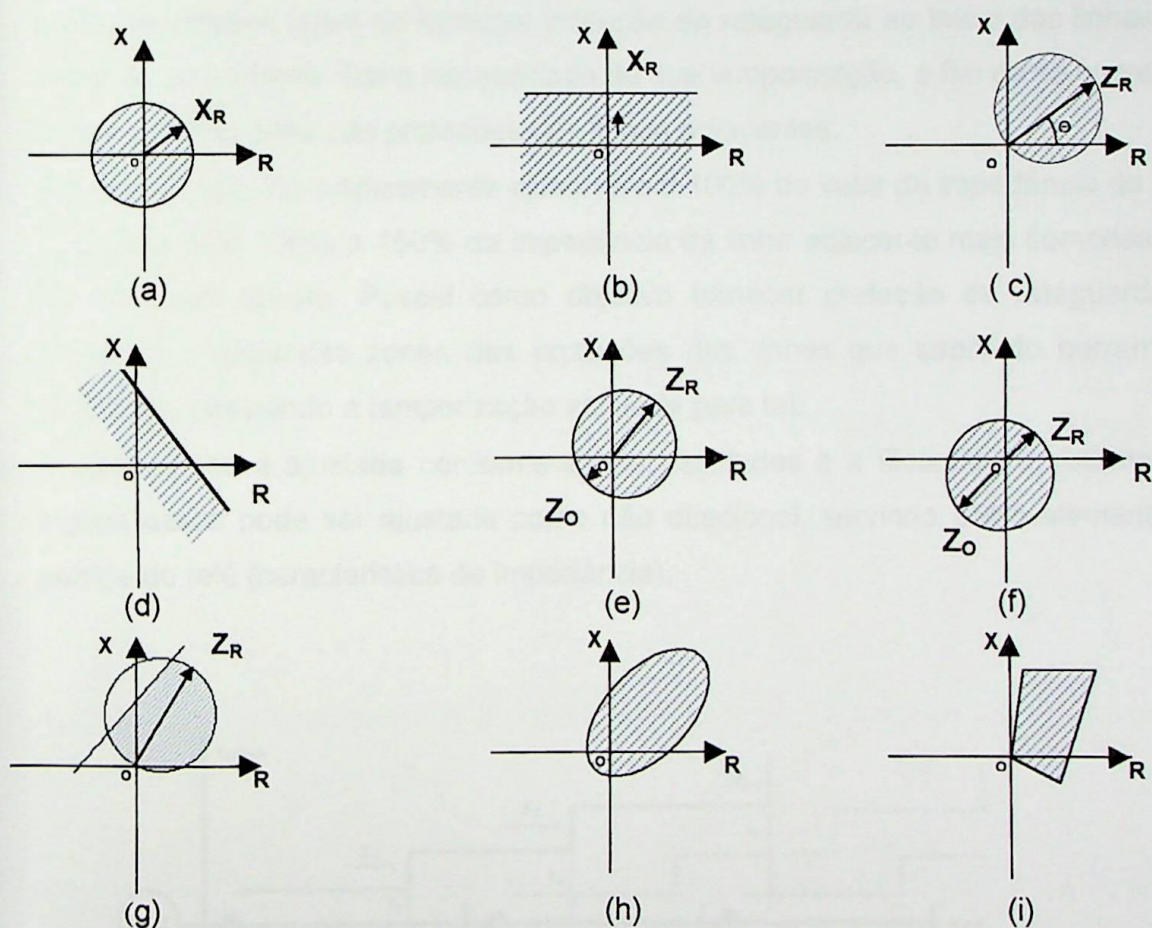


Figura 2.2 – Características de operação dos relés de distância : (a) impedância; (b) reatância; (c) admitância; (d) reatância modificado; (e) admitância deslocado; (f) impedância deslocado; (g) complexa; (h) elíptica; (i) quadrilateral.

Os relés de distância possuem, normalmente, quatro zonas de proteção, sendo três (1ª, 2ª e 3ª) para frente e uma (4ª) para trás.

Devido às incertezas na medida da impedância de falta, resultante dos erros de medida, erros de transformação (TC's e TP's) e a imprecisão do valor da impedância da linha de transmissão, a qual usualmente é obtida por intermédio de cálculos e não por medição, não é possível, na prática, ajustar uma zona da proteção para cobrir 100% da impedância da linha. Por este motivo a primeira zona, que é intrinsecamente instantânea, ou seja, não possui temporização intencional ($t_1 = 0$), é tipicamente ajustada entre 85% a 90% do valor da impedância da linha protegida (Z_1). As demais zonas são temporizadas e são ajustadas conforme descrito a seguir, estando representadas na figura 2.3 :

- a segunda zona (Z_2) é ajustada normalmente entre 130% a 150% do valor da impedância da linha protegida. Seu objetivo principal é proteger de forma primária o trecho final da linha, o barramento adjacente (no caso deste barramento não possuir proteção própria), além de fornecer proteção de retaguarda ao início das linhas que saem do barramento. Daí a necessidade de sua temporização, a fim de se coordenar com a primeira zona das proteções das linhas adjacentes;
- a terceira zona (Z_3) é tipicamente ajustada em 100% do valor da impedância da linha protegida mais 130% a 150% da impedância da linha adjacente mais comprida que sai da barra oposta. Possui como objetivo fornecer proteção de retaguarda às primeiras e segundas zonas das proteções das linhas que saem do barramento adjacente, possuindo a temporização ajustada para tal;
- a quarta zona é ajustada conforme as necessidades e a filosofia do sistema, em alguns casos pode ser ajustada como não direcional, servindo como elemento de partida do relé (característica de impedância).

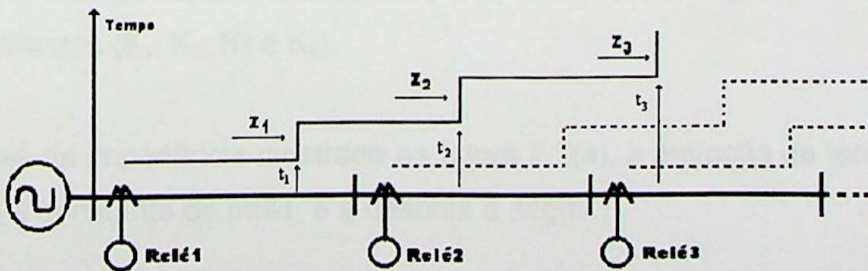


Figura 2.3 – Princípio de atuação da proteção de distância, graduado em zonas

2.3.2- O relé de distância eletromecânico – Princípio de operação

O relé de distância eletromecânico do tipo Impedância apresenta princípio de funcionamento representado pelo esquema da figura a seguir :

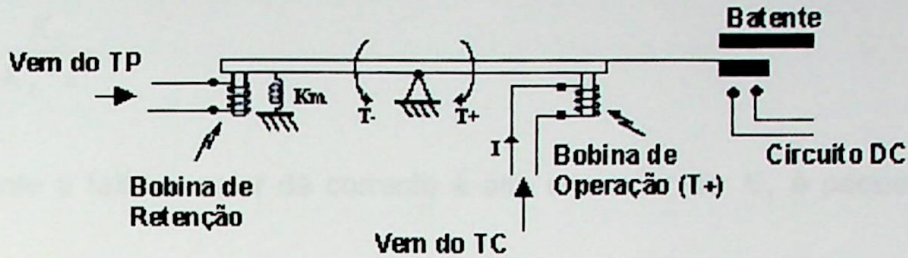


Figura 2.4 – Esquema básico do relé de distância eletromecânico

Neste esquema, a tensão é a grandeza de restrição, que produz torque negativo, e a corrente é a grandeza de operação, produzindo torque positivo. Deste modo, qualquer aumento nos amperes-espiras da bobinas de corrente sem um aumento correspondente nos amperes-espiras na bobina de tensão provocará um desequilíbrio no relé, desequilíbrio este que, abaixo de uma determinada relação V/I , fará com que o torque de operação fique maior que o torque de restrição, fazendo com que o relé feche seus contatos.

As características de operação para relés eletromecânicos de distância mostradas na figura 2.4, são formadas através da equação universal de torque de relés mostrada a seguir:

$$T = K_1 * I^2 + K_2 * V^2 + K_3 * V * I * \text{Cos}(\theta - \tau) + K_4 \quad (2.1)$$

Onde as diferentes características de operação são obtidas igualando-se a zero uma ou mais constantes (K_1 , K_2 , K_3 e K_4).

Para o relé de impedância mostrado na figura 2.2(a), a equação do torque, atribuindo o valor - K_3 à constante de mola, é a descrita a seguir :

$$T = K_1 * I^2 - K_2 * V^2 - K_3 \quad (2.2)$$

Onde I e V são os valores RMS da corrente e da tensão respectivamente.

No momento de atuação do relé o torque é igual a zero, então temos :

$$K_2 * V^2 = K_1 * I^2 - K_3 \quad (2.3)$$

que dividido por $K_2 * I^2$, resulta :

$$\frac{V^2}{I^2} = \frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 * I^2} \quad (2.4)$$

Como durante a falta, o valor da corrente é alto e o valor de K_3 é pequeno, o termo

$\frac{K_3}{K_2 * I^2}$ será praticamente nulo, podendo ser desprezado. Sendo assim ficamos:

$$\frac{V}{I} = Z = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \quad (2.5)$$

Como $Z = R + jX$, tiramos que :

$$R^2 + X^2 = K^2 \quad (2.6)$$

A equação (2.6) representa as impedâncias que demarcam os lugares geométricos do limiar de operação do relé de impedância. A região de operação do relé é definida pela área interna ao círculo, e as impedâncias que se encontram sobre a circunferência representam o limiar de operação do mesmo.

Ainda através da figura 2.2(a), podemos observar que relé de impedância apresenta característica não direcional, podendo atuar tanto para a frente como para trás. Um modo de equacionar este problema seria a inclusão de uma unidade direcional ao circuito de *trip* do relé. Desprezando-se a constante que representa a mola de restrição, temos que, conforme [Man56], a equação da unidade direcional é definida por:

$$T = K_1 * V * I * \text{Cos}(\theta - \tau) \quad (2.7)$$

Onde : θ = Ângulo entre a tensão (V) e a corrente (I)

τ = Ângulo de máximo torque

Como no limiar de operação o torque é zero, temos que :

$$\text{Cos}(\theta - \tau) = 0$$

$$\text{ou seja: } \theta - \tau = \pm 90^\circ \quad (2.8)$$

Com esta relação, a característica direcional do relé é definida, significando que qualquer impedância que se encontre até a 90° do ângulo de máximo torque, estará dentro da região de operação do relé.

Quando consideramos a constante que representa a mola de restrição, temos a seguinte equação da unidade direcional :

$$T = K_1 * V * I * \text{Cos}(\theta - \tau) - K_2 \quad (2.9)$$

Como no limiar da operação do relé o torque é zero, ficamos :

$$K_1 * V * I * \text{Cos}(\theta - \tau) = K_2 \quad (2.10)$$

E como $I = \frac{V}{Z}$, fica :

$$\frac{V^2}{Z} * \text{Cos}(\theta - \tau) = \frac{K_2}{K_1} \quad (2.11)$$

então

$$Z = \frac{K_1}{K_2} * V^2 * \text{Cos}(\theta - \tau) \quad (2.12)$$

Esta equação define para um valor de tensão, uma circunferência, como mostrado na figura 2.2(c), representando um relé do tipo admitância.

Para o relé de distância com característica de reatância, figura 2.2(b), temos um elemento de corrente que determina o torque positivo e um elemento direcional (corrente – tensão) que dependendo do ângulo entre a tensão e a corrente poderá representar

torque positivo ou negativo. A equação que define este tipo de característica levando em conta o efeito da constante de mola $-K_3$ é mostrada a seguir :

$$T = K_1 * I^2 - K_2 * V * I * \text{Sen}\theta - K_3 \quad (2.13)$$

Como no limiar da atuação do relé o torque é zero, então:

$$K_1 * I^2 = K_2 * V * I * \text{Sen}\theta + K_3 \quad (2.14)$$

Dividindo ambos os termos por $K_2 * I^2$ e reagrupando a equação ficamos:

$$\frac{V}{I} * \text{Sen}\theta = \frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 * I^2} = Z * \text{Sen}\theta \quad (2.15)$$

Como $Z * \text{Sen}\theta = X$ e desprezando a parcela $\frac{K_3}{K_2 * I^2}$, parcela esta, que devido a corrente de curto é muito pequena, ficamos :

$$X = \frac{K_1}{K_2} = \text{Constante} \quad (2.16)$$

Sendo assim, e como podemos notar na figura 2.2(b), para uma impedância que possua uma reatância menor que a reatância ajustada, haverá a operação do relé.

2.3.3- O relé de distância estático – Princípio de operação

Com o relé de distância estático, também é possível se obter todas as características de operação (admitância, reatância, etc) conseguidas pelos relés eletromecânicos, além do que eles interrelacionam suas grandezas de entrada por meio de funções de primeiro grau, simplificando a previsão.

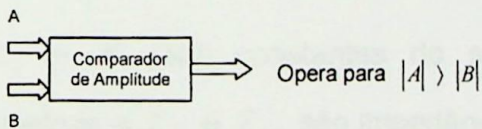
O relé estático trabalha através de dois princípios básicos : o princípio da comparação de amplitude e o da comparação de fase das grandezas de entrada. Sendo que no relé, uma entrada é a grandeza de atuação e a outra a de restrição; e sua atuação dar-se-á quando a relação entre estas grandezas for menor que um valor previamente determinado.

Na comparação de amplitude uma entrada é a grandeza de restrição e a outra a grandeza de operação. A atuação do relé se dá quando a relação entre estas grandezas for menor que um valor pré-determinado.

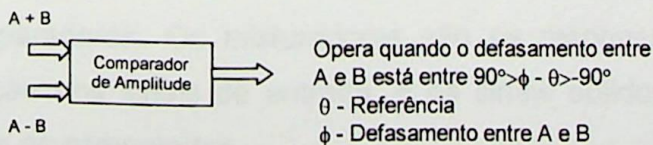
Na comparação de fase, o relé atua quando houver uma relação entre as fases dos sinais de entrada que estejam dentro de limites pré-especificados. Como exemplo, podemos citar o relé de impedância, onde a corrente tende a fazer a operação de relé e a tensão faz o papel de restrição. O relé opera quando $|Z_L * I_L| > |V_L|$ ou $|Z| < |Z_L|$, independentemente do ângulo entre V_L e I_L . Isto caracteriza a função impedância como sendo de fácil implementação por comparadores de amplitude. No entanto, um relé direcional deve identificar o ângulo entre V_L e I_L independentemente da amplitude.

Sendo assim, através da técnica da dualidade [War77], usando qualquer dos comparadores e fazendo-se a soma e a diferença das entradas, pode-se construir qualquer característica de operação para o relé, como mostrado de forma simplificada na figura 2.5 :

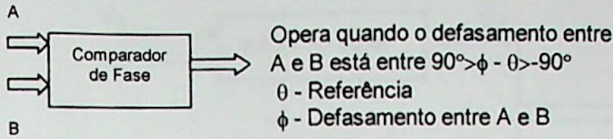
a) Comparador de amplitude



b) Comparador de amplitude usado como comparador de fase



c) Comparador de fase



d) Comparador de fase usado como comparador de amplitude

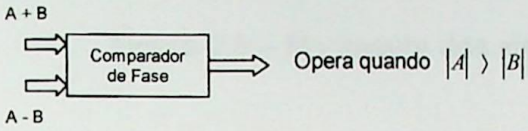


Figura.2.5 (a), (b), (c) e (d) - Comparadores de fase e de amplitude utilizados nos relés estáticos .

Os sinais S_1 e S_2 , formados pela combinação das variáveis $A(V_L)$ e $B(I_L)$ podem ser escritos como :

$$S_1 = K_1 * V_L + Z_{R1} * I_L \quad (2.17)$$

$$S_2 = K_2 * V_L + Z_{R2} * I_L \quad (2.18)$$

Onde K_1 e K_2 são constantes do sistema de tensões, obtidas por meio de potenciômetros, e Z_{R1} e Z_{R2} são impedâncias réplicas que têm a função de converter a corrente I_L do sistema em tensão, fazendo com que os sinais de entrada do comparador sejam grandezas de mesma dimensão, no nosso caso, corrente e tensão.

Na figura 2.6 é mostrado como são obtidos os sinais de entrada através dos misturadores e comparadores. Os misturadores são os responsáveis para efetuar a soma ou a subtração dos sinais de entrada, e os sinais obtidos na saída dos misturadores são levados ao comparador .

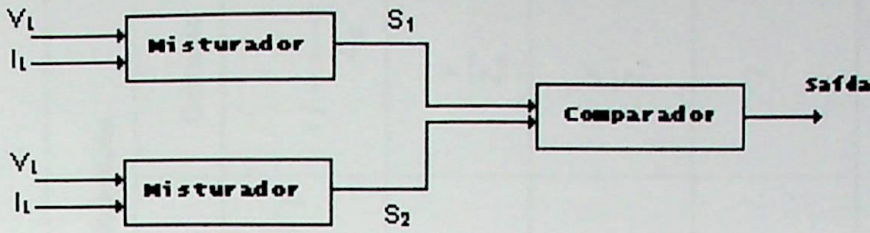


Figura 2.6 – Montagem dos sinais de saída do comparador

As impedâncias de transferência ou réplicas, Z_{R1} e Z_{R2} , possuem como função converter o sinal de corrente em sinal de tensão proporcional ao produto da impedância da linha e da corrente. O circuito mais comum que possui esta finalidade usa um transactor, que é basicamente um transformador com *gap* de ar (conforme figura 2.7), transformador que proporciona um isolamento entre o secundário do TC e a eletrônica do relé.

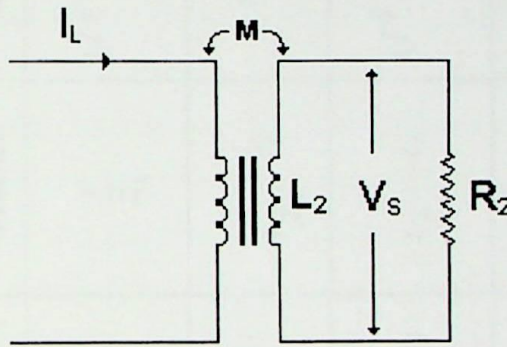


Figura 2.7 – Esquema básico de um transactor

A tabela 2.1 mostra os sinais de tensão e corrente de entrada para as diferentes características dos relés de distância estáticos :

Tabela 2.1 - Sinais de tensão e corrente de entrada para as diferentes características dos relés de distância estáticos

Característica	Sinais de entrada para relés de distância com comparador de amplitude				Sinais de entrada para relés de distância com comparador de fase			
	Operação		Restrição		Operação		Restrição	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Impedância	$I * Z_R$	I	V	$\frac{V}{Z_R}$	$(I * Z_R - V)$	$(I - \frac{V}{Z_R})$	$(I * Z_R + V)$	$(I + \frac{V}{Z_R})$
Direcional	$(V + I * Z_R)$	$(\frac{V}{Z_R} + I)$	V	$(\frac{V}{Z_R} - I)$	$I * Z_R$	I	V	$\frac{V}{Z_R}$
Admitância	$\frac{I * Z_R}{2}$	I	$(V - \frac{I * Z_R}{2})$	$(\frac{V}{Z_R} - I)$	$(I * Z_R - V)$	$(I - \frac{V}{Z_R})$	V	$\frac{V}{Z_R}$
Reatância modificada	$(2 * I * Z_R - V)$	$(2 * I - \frac{V}{Z_R})$	V	$\frac{V}{Z_R}$	$(I * Z_R - V)$	$(I - \frac{V}{Z_R})$	$I * Z_R$	I

2.4- Relés de distância - vantagens e desvantagens das diferentes características construtivas

Os relés eletromecânicos, os quais foram os primeiros utilizados como proteção no sistema elétrico, possuem como fundamento básico a atração e a indução eletromagnética. Devido a estes fatores e, ainda, por possuírem partes móveis, estes relés apresentam deficiências, dentre as quais podemos citar o elevado *burden* (carga) que é imposto aos transformadores de corrente, problemas com o desgaste dos contatos, alto tempo de operação devido a inércia das partes móveis, necessidade de freqüentes manutenções, alto risco de operação indevida causada por vibrações, etc.

Em contrapartida, com a chegada dos relés estáticos (final da década de 50 e início da década 60) os relés eletromecânicos começaram a ser substituídos. Esta substituição se deu motivada pela série de vantagens que os relés estáticos apresentavam, dentre as quais : maior velocidade de operação, baixo *burden*, menor necessidade de manutenção por não possuírem partes móveis, e ainda maior compactação.

Mesmo com todas estas vantagens e sendo bastante utilizado nos dias de hoje, os relés estáticos possuem algumas limitações, como seu alto custo, a complexidade de seus circuitos e a dificuldade de se adaptar a mudanças de configuração do sistema de potência. Devido a estas deficiências, associadas ao grande desenvolvimento dos microprocessadores, fizeram com que os relés digitais (microprocessados) comesçassem a ganhar espaço no sistema de potência, apresentando as seguintes vantagens :

- auto-teste – Esta é, dentre todas as vantagens uma das mais importantes, pois através do auto-teste realizado pelo seu *software* de controle, o relé digital monitora continuamente vários de seus subsistemas de *software* e de *hardware*, sinalizando em caso de detecção de alguma falha;
- flexibilidade – Dado que o relé pode ser equipado com múltiplas e diferentes características e, se algumas mudanças nas condições operacionais do sistema se fizerem necessárias, é possível que o relé se adapte à nova condição com apenas modificações no *software*, sem nenhuma mudança no seu *hardware*;

- confiabilidade – Além do acréscimo na confiabilidade promovido pela função de auto-teste, o relé digital possui menos componentes, o que resulta em menos conexões com a conseqüente diminuição de locais de possíveis falhas;
- obtenção de diferentes tipos de características de relés – Levando em conta as necessidades do sistema, é possível combinar e/ou usar diferentes características de operação, dado que elas estão armazenadas na memória do microprocessador do relé;
- análise pós-falta – O relé digital pode ser programado para fornecer dados para análise dos transientes resultantes da falta, bem como permitir a localização da mesma;
- comunicação digital – O relé digital fornece uma interface com equipamentos de comunicação, o que permite facilmente que possa ser acessado remotamente para obtenção de registros de ocorrências, consulta e até mesmo, através de senhas, alteração do ajuste do relé;
- modularidade – Os avanços ocorridos na integração dos componentes eletrônicos em *chips* são transferidos aos relés digitais, fazendo com que eles apresentem dimensões menores com maior número de funções, do ponto de vista da modularidade;
- baixo *burden* – O relé microprocessado impõe um *burden* mínimo sobre os transformadores de instrumentos (TC's e TP's);
- redução de custo – O custo do hardware do relé digital cai progressivamente dia após dia, e o aumento no número de fabricantes deste tipo de relés está fazendo com que o custo do *software* também sofra uma diminuição considerável.

A gama de facilidades e vantagens que um relé microprocessado fornece ao sistema de proteção é enorme, sendo que as possibilidades de aplicação destes relés são cada vez mais amplas, acompanhando o desenvolvimento da tecnologia digital e a complexidade cada vez maior dos sistemas elétricos de potência.

Capítulo 3

Estrutura básica do relé digital

3.1- Arquitetura dos relés digitais

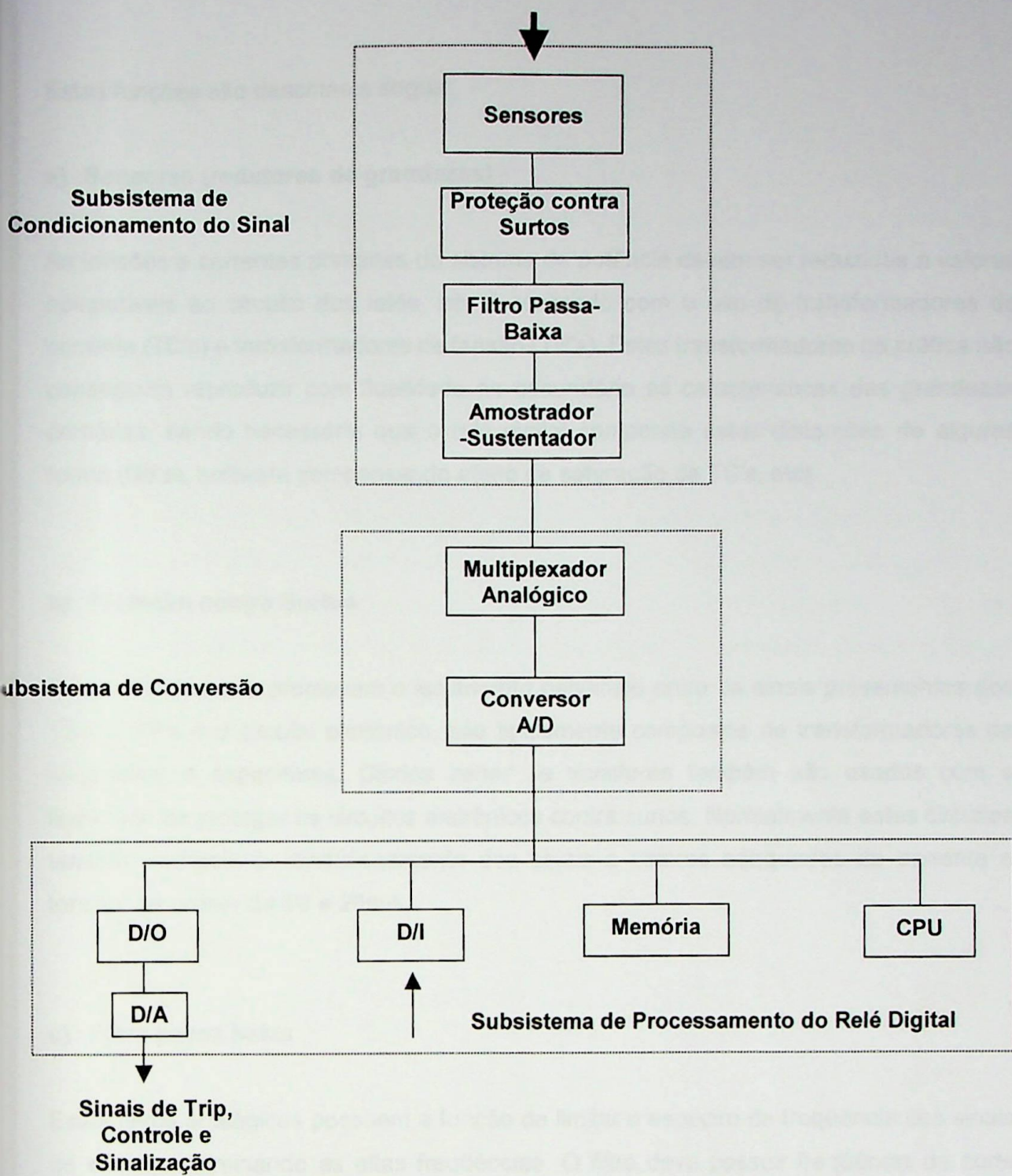
Os relés microprocessados consistem em um conjunto de unidades de *hardware* e *software* interligadas entre si de modo a executar as diversas funções do relé de forma eficiente, confiável e econômica. Todo relé digital é basicamente composto de três subsistemas fundamentais (mostrados na figura 3.1). São eles :

- condicionamento do sinal;
- conversão do sinal;
- processamento do relé digital.

Os primeiros dois subsistemas são geralmente comuns para todos os tipos de relés microprocessados, sendo que o terceiro varia de acordo com a aplicação do relé. Cada um dos subsistemas é formado por componentes e circuitos, os quais serão apresentados em detalhes nos próximos itens.

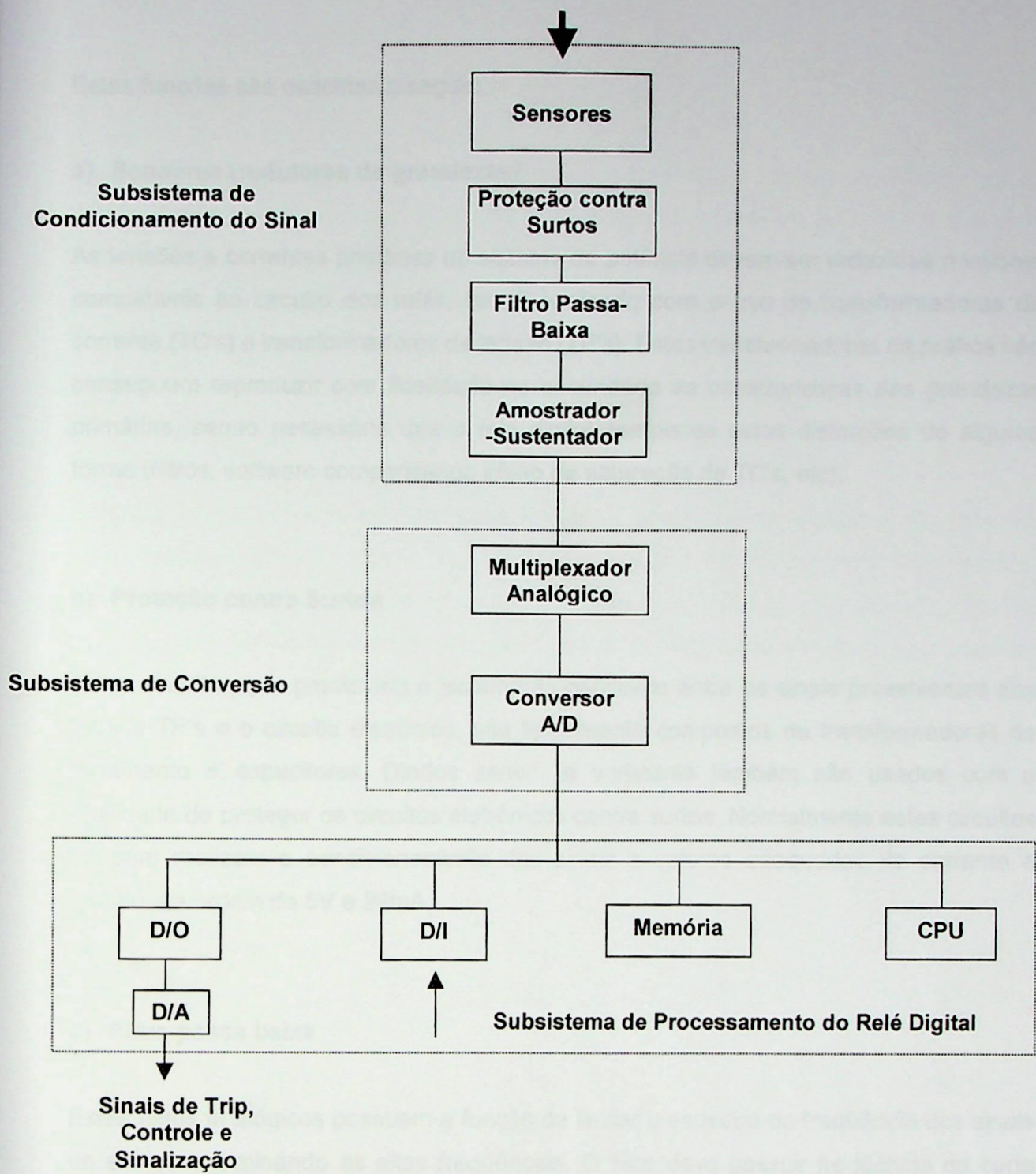
3.1.1- Condicionamento do sinal

No relé entram os sinais de corrente e tensão (um por fase) derivados de transformadores de potencial (TP's) e de corrente (TC's). Estes transformadores, sendo do tipo convencional, fornecem corrente da ordem de 1 ou 5 amperes e tensão da ordem de 115 volts, valores estes incompatíveis com dispositivos eletrônicos. Desta forma, estes sinais devem ser reduzidos para um nível da ordem de 5 V e 20 mA por transformadores auxiliares que nesta função executam também o desacoplamento galvânico (isolamento) do circuito do campo com o circuito do relé. Este sinal reduzido passa por filtros para eliminar frequências indesejáveis para a aplicação (filtro anti-*aliasing*) conforme [JS95] .



- A/D – Analógico para Digital
- D/A – Digital para Analógico
- CPU – Unidade de Processamento Central
- D/I – Entrada de Dados (outros)
- D/O – Saída de Dados (comando, controle e sinalização)

Figura 3.1 – Componentes básicos de um relé digital



A/D – Analógico para Digital

D/A – Digital para Analógico

CPU – Unidade de Processamento Central

D/I – Entrada de Dados (outros)

D/O – Saída de Dados (comando, controle e sinalização)

Figura 3.1 – Componentes básicos de um relé digital

Estas funções são descritas a seguir:

a) Sensores (redutores de grandezas)

As tensões e correntes primárias do sistema de potência devem ser reduzidas à valores compatíveis ao circuito dos relés, isto é realizado com o uso de transformadores de corrente (TC's) e transformadores de tensão (TP's). Estes transformadores na prática não conseguem reproduzir com fidelidade no secundário as características das grandezas primárias, sendo necessário que o relé digital compense estas distorções de alguma forma (filtros, software compensando efeito de saturação de TC's, etc).

b) Proteção contra Surtos

Estes circuitos que promovem o isolamento galvânico entre os sinais provenientes dos TC's e TP's e o circuito eletrônico, são tipicamente compostos de transformadores de isolamento e capacitores. Diodos *zener* e varistores também são usados com a finalidade de proteger os circuitos eletrônicos contra surtos. Normalmente estes circuitos também realizam o condicionamento dos sinais a valores adequados de corrente e tensão, da ordem de 5V e 20mA.

c) Filtro passa baixa

Estes filtros analógicos possuem a função de limitar o espectro de frequência dos sinais de entrada, eliminando as altas frequências. O filtro deve possuir frequência de corte adequada para permitir a passagem da frequência fundamental e dos harmônicos menores, de modo a não provocar atraso excessivo. De um modo geral, quanto maior for a frequência de corte, menor será o atraso gerado pelo filtro.

d) Circuito amostrador - sustentador

Este circuito registra o valor instantâneo da corrente ou tensão, no momento da amostragem, e retém este valor até passá-lo ao conversor A/D. O amostrador sustentador, ou *sample and hold*, é composto em sua forma básica de uma chave e de um capacitor. Quando a chave é fechada, o circuito estará no modo de amostragem e seguirá as mudanças do sinal de entrada. Quando a chave é aberta, o circuito vai para o modo sustentador retendo a tensão sobre o capacitor por um período de tempo. Desta forma, cada amostra é armazenada e mantida até que uma nova seja obtida.

A figura 3.2 ilustra duas configurações de circuitos amostrador - sustentador que são largamente utilizados. O circuito (a) é utilizado para rápidas amostragens e sustentações. Está na configuração malha aberta usando rápidos amplificadores seguidores de tensão (*buffer*). Para circuitos muito rápidos, são usadas chaves amostradoras do tipo diodo em ponte. O circuito (b) está na configuração malha fechada com integrador operacional na malha de realimentação de entrada do amplificador *buffer*. Esse circuito oferece muito boa exatidão e linearidade.

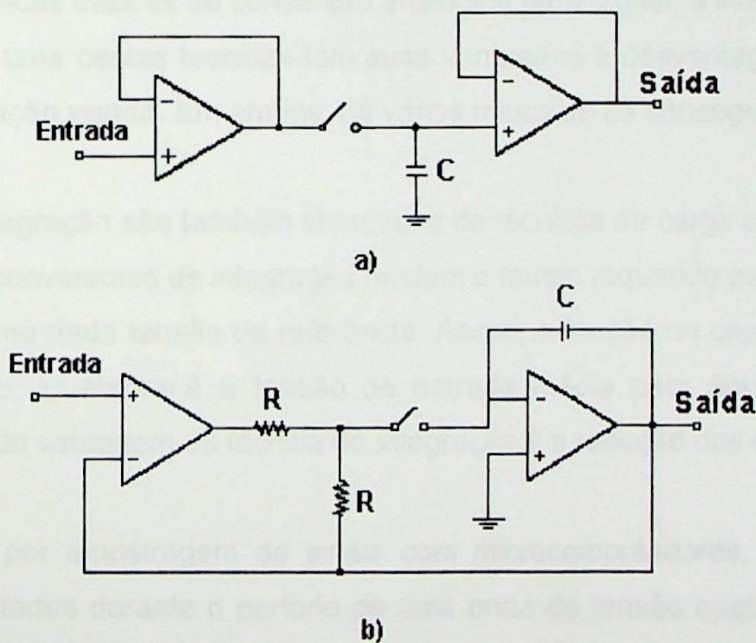


Figura 3.2 – Circuito amostrador - sustentador

3.1.2- Subsistema de conversão

a) Multiplexador

O multiplexador seleciona um sinal de um número de canais de entrada e o transfere para seu canal de saída, efetuando a varredura dos canais de entrada com uma velocidade correspondente à taxa de amostragem, determinada pelo relógio de amostragem (*clock*).

b) Conversor analógico/digital (A/D)

Efetua a conversão de cada sinal analógico, que lhe é comutado pelo multiplexador, para seu equivalente digital. A conversão é controlada pelo relógio de amostragem, o qual gera pulsos de curta duração a uma dada frequência, estabelecendo assim, os instantes de amostragem. A cada pulso do relógio é feita a conversão do valor instantâneo do sinal de entrada para uma palavra digital.

Existem duas técnicas básicas de conversão analógica para digital, a integração e a não integração. Cada uma destas técnicas tem suas vantagens e desvantagens. A escolha depende da aplicação visada. Em ambas, há vários meios de se conseguir a conversão.

As técnicas de integração são também chamadas de técnicas de carga ou de mediação. Basicamente, os conversores de integração medem o tempo requerido para um capacitor carregar-se até uma dada tensão de referência. Assim, a tensão no capacitor, devido o seu carregamento, igualar-se-á à tensão de entrada média para aquele período de tempo. Uma grande vantagem da técnica de integração é a redução dos efeitos de ruído.

Para a medição por amostragem de sinais com microcomputadores, na qual vários pontos são aquisitados durante o período de uma onda de tensão qualquer, o uso das técnicas de integração estão praticamente descartadas, a não ser que os sinais sejam de frequência muito baixa. Para isso, usa-se as técnicas de não integração, onde o capacitor é colocado de lado e a conversão é feita de modo mais direto. Eliminando o ciclo de integração, o processo de conversão pode ser acelerado; entretanto, a inerente rejeição de ruído é perdida. Dentre as técnicas de não integração mais usuais, destaca-se a

conversão por aproximação sucessiva como sendo, de longe, a mais utilizada nos relés de proteção e medição de sinais elétricos, servindo como conversor de propósito geral.

Processamento do relé digital

Este subsistema compreende o *hardware* e o *software* que envolvem o relé digital. Sendo que os sistemas de *hardware* consistem de CPU, memória, e circuitos de entrada e saída de dados. O sistema de *software* é composto da filtragem digital e do algoritmo do relé.

A CPU é a unidade central do relé, encarregada de executar as funções lógicas, os algoritmos de filtragem digital, os algoritmos e programas de proteção e o controle das diversas funções de tempo, além de realizar tarefas de autodiagnóstico e comunicação com os periféricos. A filtragem digital é responsável pela eliminação ou atenuação de componentes harmônicas que podem influenciar na medição do relé, causando falso trip, recusa de trip e falha na performance do relé. A figura 3.3 descreve em um diagrama de blocos o esquema de software típico de um relé digital.

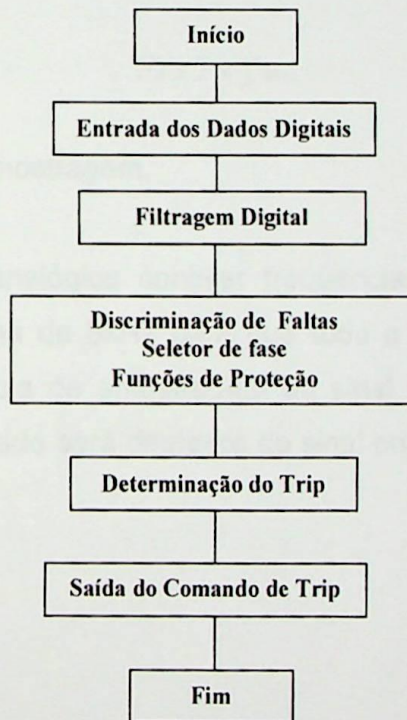


Figura 3.3 - Esquema de *software* típico de um relé digital.

3.2 - Conceitos importantes no tratamento dos sinais

3.2.1 - Amostragem de sinais

Amostragem é a aquisição de um sinal contínuo (por exemplo, analógico) no tempo e em amplitude, em intervalos discretos de tempo. Amostragem é o conceito fundamental do processamento digital de sinais em tempo real. Após a amostragem o sinal é representado apenas em tempos discretos.

Teorema da amostragem de *Nyquist* :

“Dado um sinal cuja componente de frequência mais elevada seja f_{max} , para que ele seja completamente recomposto é necessário que o mesmo seja amostrado a uma taxa no mínimo igual ao dobro de f_{max} .”

O teorema de *Nyquist* é matematicamente expresso pela seguinte relação :

$$F_a \geq 2 \times f_{max}$$

f_a é a frequência ou taxa de amostragem.

Por exemplo, se um sinal analógico contiver frequências de até 4kHz, deverá ser amostrado a uma taxa mínima de 8kHz para que toda a informação deste sinal seja preservada, ou seja, se a taxa de amostragem do sinal não respeitar o teorema de *Nyquist*, o sinal a ser recuperado será diferente do sinal original, conforme mostrado na figura 3.4.



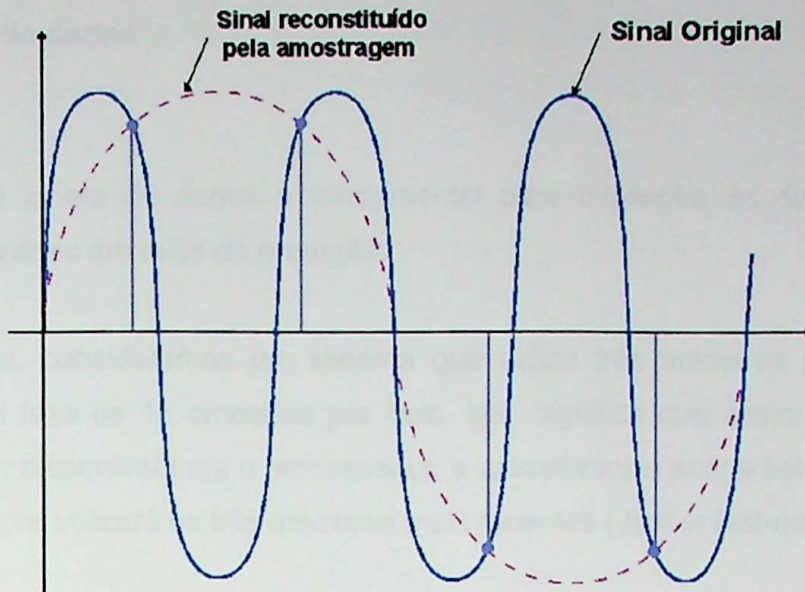


Figura 3.4 – Fenômeno do aliasing

Na proteção digital, o processamento do sinal é feito em tempo real. Dessa forma, o limite máximo da frequência de amostragem está diretamente ligado ao tempo máximo que o processador leva para adquirir uma nova amostra e realizar todos os cálculos da filtragem digital e da lógica do relé. Assim, o tempo de cálculo mais o tempo de conversão e aquisição de dados deve ser menor que o intervalo entre duas amostras sucessivas, ou seja:

$$f_a \leq (t_{calc} + t_{conv})^{-1} \quad (3.1)$$

Conforme já descrito anteriormente, o limite mínimo da frequência de amostragem depende unicamente da frequência máxima presente no sistema amostrado.. Caso esta condição não seja obedecida, haverá sobreposição dos espectros do sinal amostrado impossibilitando que o sinal seja recuperado (*aliasing*).

3.2.2 - Janela de dados

O conceito de janela de dados é fundamental para avaliação do desempenho dos algoritmos utilizados em relés de proteção.

Como exemplo, consideremos um sistema que utiliza três amostras para calcular a tensão, a uma taxa de 12 amostras por ciclo. Isso significa que assim que uma nova amostra estiver disponível para o processador, a amostra mais antiga será descartada, e o sistema sempre utilizará as três amostras mais recentes (*first-in first-out – fifo*).

Conforme mostrado na figura, as janelas 1, 2, 3 e 4 possuem apenas dados pré-falta. As janelas 5, 6 e 7 possuem dados pré e pós-falta e portanto não fornecem valores confiáveis para cálculo. A partir da janela 8 estarão sendo processados somente valores pós-falta e então o algoritmo fornecerá valores de saída que poderão ser utilizados com segurança.

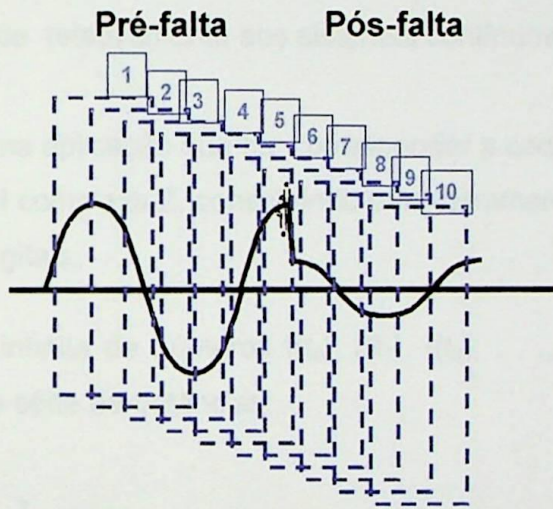


Figura 3.5.- Janelas deslizantes

Os resultados para as janelas 5, 6 e 7 não têm significado. O algoritmo é dito em estado transitório, e contém informações pré-falta e de falta. É importante, portanto, detectar quando a janela de dados está cruzando por um ponto de descontinuidade, para evitar a operação do relé neste período.

Dessa maneira, fica demonstrada a importância do tamanho da janela de dados para o desempenho do relé. E não apenas no que diz respeito ao seu tempo de atuação, mas

também na capacidade de filtragem de harmônicas, que é um dos principais indicadores a ser levado em conta na escolha do algoritmo correto para cada aplicação.

Se o sinal de entrada fosse puramente senoidal, poder-se-ia concluir que quanto menor a janela de dados, mais rapidamente o relé ficaria liberado para tomar uma decisão de disparo ou de não disparo.

Sabe-se, porém, que os sinais de entrada estão distorcidos por diferentes tipos de ruídos. A capacidade do algoritmo para eliminar estes ruídos depende, em grande parte, da largura da janela de dados. Assim, pode-se dizer que, em geral, a redução da largura da janela aumenta a velocidade do relé, mas prejudica sua precisão.

3.2.3 - A transformada Z

A transformada Z é um instrumento matemático essencial para a análise e síntese de sistemas discretos, desempenhando um papel paralelo ao desempenhado pela transformada de *Laplace* relativamente aos sistemas contínuos.

Esta transformada é uma aplicação que faz corresponder a cada seqüência de números, uma função da variável complexa Z, constituindo uma ferramenta de grande utilidade no estudo dos sistemas digitais.

Dada uma seqüência infinita de números $f(t_0), f(t_1), f(t_2), \dots$, a transformada Z desta seqüência é a seguinte série de potências:

$$\sum_{K=0}^{\infty} f(t_K) * Z^{-K} = Z[f(t_K)] = F(Z) \quad (3.2)$$

Onde Z é uma variável complexa.

Lembrando que por definição Z^{-1} é um atraso unitário conforme ilustrado abaixo, onde $X(K)$ é a amostra no instante K :

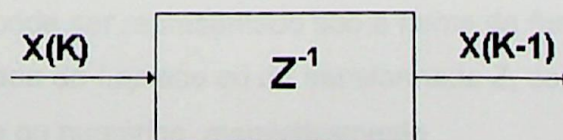
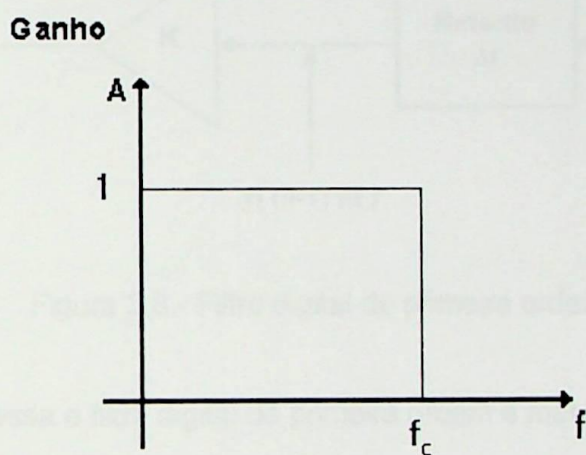


Figura 3.6 – Transformada Z como atraso unitário

3.3 - Filtragem analógica e digital

Podemos conceituar filtragem como uma técnica de processamento destinada a retirar o conteúdo desejado de informação de um determinado sinal. Para um sinal discretizado, tem-se a necessidade de eliminar componentes freqüenciais incompatíveis com a taxa de amostragem utilizada, a qual se relaciona com a freqüência do relógio do processador digital e tem implicações diretas com a velocidade dos conversores A/D e D/A.

No intuito de obter um sinal com espectro finito, é claro que um filtro ideal apresentaria a característica mostrada na figura a seguir, isto é, o ganho de amplitude permanece constante e com valor unitário para todos os valores do espectro finito desejado, é nulo fora desta faixa de valores de freqüência e a defasagem entre o sinal de entrada e de saída é nula.



f_c = freqüência de corte

Figura 3.7 - Filtro passa-baixa ideal

É possível demonstrar que este filtro ideal se constitui apenas como elemento de comparação, uma vez que é fisicamente irrealizável em tempo real. Utilizam-se, então, algumas aproximações como os filtros de *Butterworth*, de *Chebyshev*, de *Bessel*, etc.

A teoria de sistemas lineares permite considerar os filtros como um processador dinâmico de sinais cujo algoritmo pode ser representado sob a forma de funções de transferência no domínio de transformada de *Laplace* ou de transformada Z, conforme diga respeito a processamento analógico ou numérico, respectivamente.

A esse modelo, sob a forma de função de transferência, é possível colocar em correspondência modelos no domínio do tempo, sob a forma de equações diferenciais ordinárias e equações a diferenças finitas, bem como, modelos no espaço de estados.

A figura 3.8 ilustra um filtro digital de primeira ordem, onde as operações básicas são utilizadas. Observando a figura, constatamos que a entrada do circuito é a sequência de números $x(n\Delta t)$, e a saída é a sequência $y(n\Delta t)$. Observa-se que a saída é realimentada através de um circuito de retardo Δt , obtendo-se o sinal $y[(n-1)\Delta t]$. Este valor é, então multiplicado pela constante de escalonamento k , e somado ao sinal de entrada $x(n\Delta t)$.

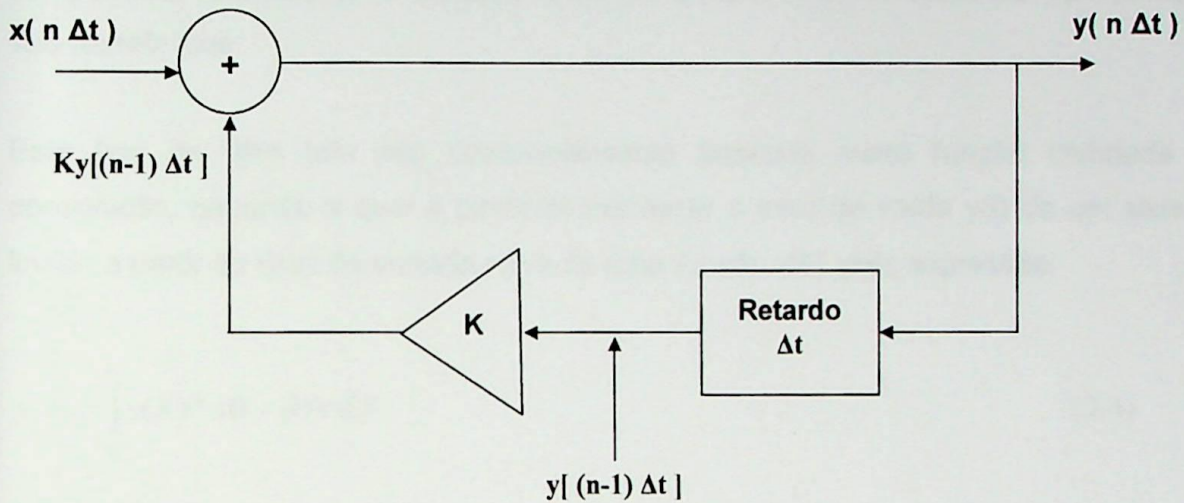


Figura 3.8 - Filtro digital de primeira ordem

A equação que expressa o filtro digital de primeira ordem é mostrada a seguir:

$$y(n\Delta t) = k * y[(n-1) * \Delta t] + x(n\Delta t) \quad (3.3)$$

Trata-se de uma equação de diferenças finitas de primeira ordem e deve ser encarada como um algoritmo, isto é, um processo sistemático para resolver um problema particular de processamento digital. O circuito da figura acima é denominado de filtro digital de primeira ordem, sendo nada mais que a implementação do algoritmo de modo a se obter a solução desejada.

Algoritmos baseados em modelos dos sinais de entrada

Nesse tipo de algoritmo procura-se obter os parâmetros relativos às componentes das ondas de corrente e tensão na freqüência fundamental. Todos os demais componentes são considerados ruídos. Uma das exceções é a proteção diferencial de transformadores, que utiliza o nível de alguns harmônicos para restrição em condições de magnetização ou sobreexcitação.

Na maioria dos relés, portanto, deve-se utilizar um filtro passa banda, que deixe passar a componente fundamental e bloqueie a componente CC, assim como os harmônicos e sub-harmônicos.

Este tipo de filtro tem seu desenvolvimento baseado numa função chamada de convolução, segundo a qual é possível expressar o sinal de saída $y(t)$ de um sistema linear, a partir do sinal de entrada $x(t)$ e de uma função $y(\delta)$, pela expressão:

$$y(t) = \int_0^t y(\delta) * x(t - \delta) * d\delta \quad (3.4)$$

Sendo $y(\delta)$ a resposta ao impulso do sistema linear, corresponde ao sinal de saída para uma entrada tipo impulso unitário

Na filtragem digital, é utilizada uma aproximação discreta da integral de convolução:

$$y_n = \sum_{j=1}^k a_j * x_{n-j} \quad (3.5)$$

Onde:

k = número de amostras

a_j = coeficientes do filtro (resposta ao impulso para cada amostra)

x_{n-j} = valor do sinal de entrada para a amostra $n-j$

Os filtros numéricos podem ser de dois tipos genéricos, como mostrado a seguir:

Filtros com Resposta Finita ao Impulso

São também denominados filtros FIR (*Finite Impulse Response*). Apresentam estrutura não recursiva, onde o sinal de saída no instante atual depende somente da soma ponderada de valores do sinal de entrada até algumas amostras atrás. A figura a seguir mostra um exemplo de filtro FIR, cuja função de transferência no domínio de transformada Z é definida por:

$$H(z) = \sum_{i=0}^n a_i * z^{-i} \quad (3.6)$$

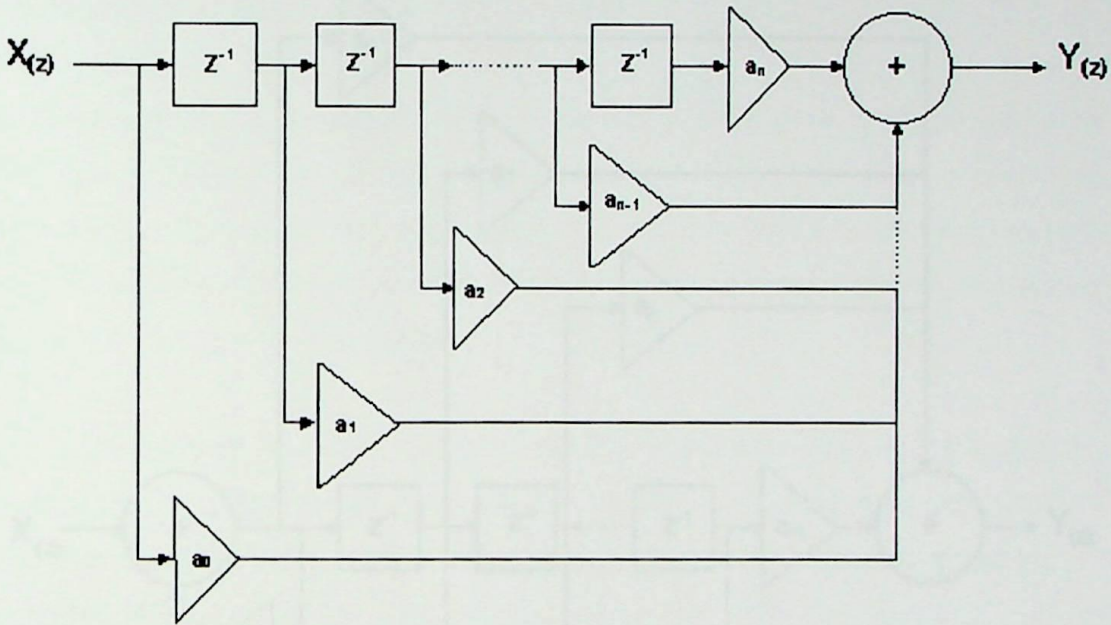


Figura 3.9 - Filtros com resposta finita ao impulso – FIR

Em proteção digital, tem-se utilizado a estrutura tipo FIR, pois os mesmos são sempre estáveis, podendo ser projetados de forma a apresentar uma fase sempre linear. Outras vantagens são o fato de deixarem rapidamente de considerar a condição de pré-falta e se concentrarem na análise dos sinais correspondentes à falha, e ainda por possuírem zeros naturais em suas respostas de frequência, os quais podem ser ajustados para coincidir com a componente CC e os harmônicos, eliminando ou atenuando fortemente estes sinais.

Filtros com Resposta Infinita ao Impulso

São também denominados filtros IIR (*Infinite Impulse Response*). Apresentam estrutura recursiva, para a qual o sinal de saída no instante atual depende não somente da soma ponderada dos valores do sinal de entrada até algumas amostras atrás, como também de valores do próprio sinal de saída em instantes anteriores. A figura a seguir mostra um exemplo de filtro IIR, cuja função de transferência no domínio de transformadas Z é definida por:

$$H(Z) = \frac{\sum_{i=0}^m a_i Z^{-i}}{\sum_{j=0}^n b_j Z^{-j}} \quad (3.8)$$

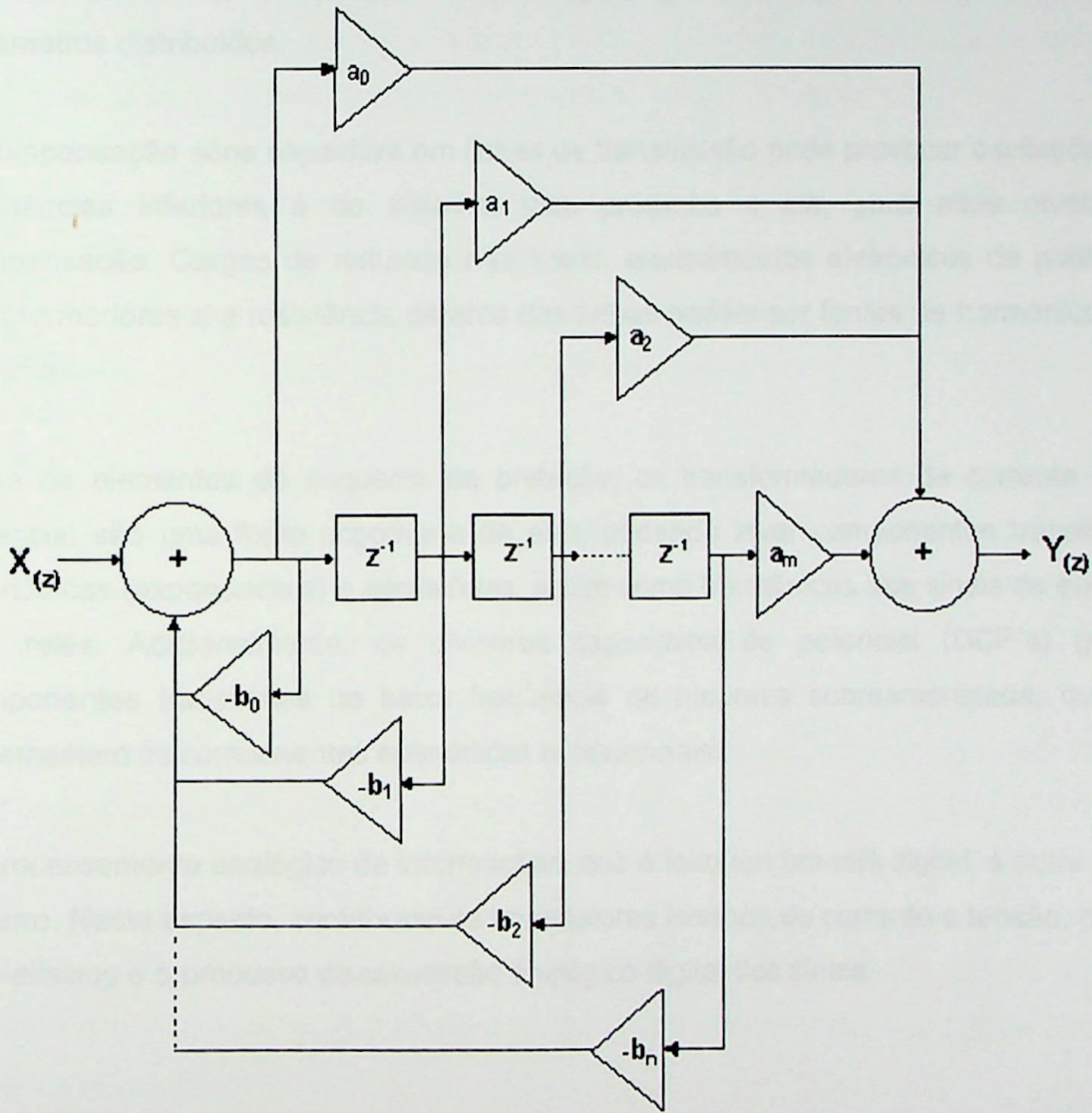


Figura 3.10 - Filtros com resposta infinita ao impulso – IIR

Diferentemente dos filtros FIR, estes filtros respondem a um sinal discreto unitário (equivalente ao impulso unitário), com uma seqüência infinita de valores.

3.4 – Sinais de entrada dos relés de proteção

As fontes de ruído dos sinais de entrada dos relés de proteção são o sistema protegido e os diferentes elementos do esquema de proteção. A presença da indutância série no sistema gera componentes aperiódicas de natureza exponencial na corrente e, em menor quantidade, na tensão, com constantes de tempo da ordem de dezenas e até centenas de milisegundos.

O efeito capacitivo paralelo dá lugar a oscilações amortizadas de altas frequências que podem ser de até uns 10 kHz para redes com parâmetros concentrados (da ordem de dezenas e centenas de kHz para linhas longas), que se comportam como redes com parâmetros distribuídos.

A compensação série capacitiva em linhas de transmissão pode provocar oscilações de frequências inferiores à do sistema, mas próximas a ela, para altos níveis de compensação. Cargas de natureza não linear, equipamentos eletrônicos de potência, transformadores e a resistência de arco das falhas podem ser fontes de harmônicos no sistema.

Entre os elementos do esquema de proteção, os transformadores de corrente e de potencial são uma fonte importante de erro, podendo levar componentes transitórias aperiódicas (exponenciais) e oscilatórias, assim como harmônicas aos sinais de entrada dos relés. Adicionalmente, os divisores capacitivos de potencial (DCP's) geram componentes transitórias de baixa frequência de natureza sobreamortizada, que se assemelham às componentes aperiódicas exponenciais.

O processamento analógico de informações, que é feito em um relé digital, é outra fonte de erro. Neste aspecto, contribuem os transdutores internos de corrente e tensão, o filtro anti-aliasing e o processo de conversão analógico-digital dos sinais.

3.5 - Algoritmos de filtragem digital

Conforme já visto, os sinais de entrada dos relés de proteção estão contaminados com diferentes tipos de ruídos, o que faz necessário uma filtragem adequada para extrair a informação útil. A alta velocidade de operação dos relés estáticos faz com que seja necessário considerar a filtragem no projeto do relé. Nos relés estáticos analógicos a filtragem é necessariamente analógica, nos digitais pode-se combinar filtragem analógica e filtragem digital de sinais.

Os algoritmos de filtragem digital destinam-se, normalmente, a determinar os parâmetros das ondas de corrente e tensão de frequência fundamental (magnitude, fase e frequência), eliminando, tanto quanto possível, os harmônicos e demais ruídos presentes durante as faltas ou outras condições anormais no sistema protegido.

É sabido que a proteção de distância se baseia na avaliação da impedância aparente apresentada ao relé e sua comparação com uma característica no plano X-R, cuja forma se tenha determinado em função da máxima resistência de falta esperada, das oscilações de potência que possam ocorrer no sistema, da localização das cargas, etc.

Quando se fala de impedância, leva-se em consideração a frequência fundamental do sistema. Porém, as ondas de corrente e tensão podem estar fortemente “contaminadas”, particularmente logo após a ocorrência de uma falta. Esta contaminação consiste em transitórios exponenciais, harmônicos superiores, etc.

O problema de “contaminação” é resolvido pelos relés digitais, em boa parte dos casos, mediante a implementação de algoritmo de filtragem digital, cujo objetivo é obter as componentes real e imaginária dos fasores representativos da componente de frequência fundamental das ondas de corrente e tensão. Em outros casos, implanta-se um algoritmo baseado na solução da equação diferencial que permita calcular a impedância, atuando ao mesmo tempo como filtro que elimine a influência dos transitórios exponenciais e de harmônicos superiores.

Na realidade, os algoritmos de filtragem digital são aplicáveis não somente à proteção de distância, mas também à proteção de transformadores, geradores, etc. Seu objetivo é determinar, tão exatamente quanto possível, as componentes real e imaginária das ondas de corrente e tensão de frequência fundamental.

No próximo capítulo são descritos alguns dos principais algoritmos desenvolvidos e utilizados para a função de filtragem dos sinais de entrada dos relés de proteção de distância digitais.

Algoritmos de filtragem

4.1 – Algoritmos analógicos

A grande maioria dos algoritmos que têm sido desenvolvidos é basicamente formada por um grupo chamado de algoritmos de amplitude, os quais, apesar de não requererem que as amostras sejam obtidas em instantes particulares, possuem intervalos de tempo constante T_s para as amostras (frequência de amostragem constante). Estes algoritmos podem ser classificados em quatro categorias, a saber:

1. Algoritmos baseados na técnica de regime estacionário transitório;

2. Algoritmos baseados na equação diferencial de taxa de variação;

3. Algoritmos baseados na análise de Fourier;

4. Algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados.

4.1.1 – Algoritmos baseados na hipótese de regime estacionário transitório

O algoritmo de Arias e Jaramán (AJM) [14] é o primeiro algoritmo com amostragem assíncrona dos sinais, utilizando a hipótese de regime estacionário transitório.

Admitindo que a corrente será modelada como uma onda periódicamente senoidal, com frequência ω , temos:

$$i = I_m \cos(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

Capítulo 4

Algoritmos de filtragem

4.1 – Algoritmos assíncronos

A grande maioria dos algoritmos que têm sido propostos é basicamente formada por um grupo chamado de assíncrono, ou seja, aqueles que não requerem que as amostras sejam obtidas em instantes particulares, possuindo intervalo de tempo constante “ Δt ” entre as amostras (frequência de amostragem constante). Estes algoritmos podem ser divididos em quatro categorias, a saber:

- algoritmos baseados na hipótese de regime estacionário estável;
- algoritmos baseados na equação diferencial da linha de transmissão;
- algoritmos baseados na análise de Fourier;
- algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados.

4.1.1 - Algoritmos baseados na hipótese de regime estacionário estável

O algoritmo de *Mann e Morrison* [MM71] foi o primeiro algoritmo com amostragem assíncrona dos sinais, utilizando a hipótese de regime estacionário estável.

Admitindo que a corrente será modelada como uma onda perfeitamente senoidal, com frequência ω , temos:

$$i = I_p \text{sen } \omega * t \tag{4.1}$$

A derivada da corrente em qualquer instante pode ser escrita:

$$i' = \omega * I_p \cos \omega * t \quad (4.2)$$

O valor de pico pode ser obtido partindo-se do conhecimento da corrente e da sua derivada em qualquer instante. Elevando-se ao quadrado as equações (4.1) e (4.2), tem-se:

$$(i)^2 = I_p^2 \sin^2 \omega * t \quad (4.3)$$

$$(i')^2 = (\omega * I_p)^2 \cos^2 \omega * t \quad (4.4)$$

$$\left(\frac{i'}{\omega}\right)^2 = I_p^2 \cos^2 \omega * t \quad (4.5)$$

Somando-se as equações (4.3) com (4.5) temos:

$$(i)^2 + \left(\frac{i'}{\omega}\right)^2 = I_p^2 [\sin^2 \omega * t + \cos^2 \omega * t] \quad (4.6)$$

$$I_p = \sqrt{(i)^2 + \left(\frac{i'}{\omega}\right)^2} \quad (4.7)$$

Com procedimento análogo, pode-se calcular o valor de pico da tensão:

$$V_p = \sqrt{(v)^2 + \left(\frac{v'}{\omega}\right)^2} \quad (4.8)$$

A impedância é calculada por:

$$Z = \frac{V_p}{I_p} = \frac{\sqrt{(v)^2 + \left(\frac{v'}{\omega}\right)^2}}{\sqrt{(i)^2 + \left(\frac{i'}{\omega}\right)^2}} \quad (4.9)$$

O ângulo de fase entre a tensão e a corrente é obtido por:

$$\Phi = \arctan\left(\frac{\omega * i}{i'}\right) - \arctan\left(\frac{\omega * v}{v'}\right) \quad (4.10)$$

Ou seja:

$$\Phi = \Phi_i - \Phi_v \quad (4.11)$$

Cálculo do valor de pico e do ângulo de fase usando as amostras :

A figura 4.1 ilustra a distribuição das amostras considerando que elas sejam obtidas com intervalos de tempo iguais entre si.

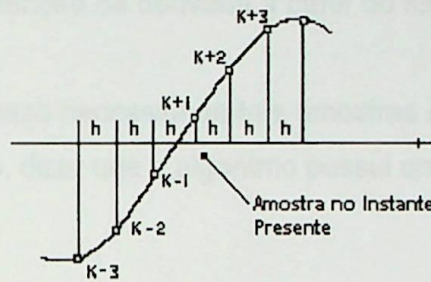


Figura 4.1 – Amostragem do sinal

A amostra k indica o valor da corrente no instante presente, enquanto que $k-1$, $k-2$, $k-3$ são os últimos valores amostrados, e $k+1$, $k+2$, etc serão os próximos valores a serem amostrados. As correntes receberão as notações i_k , i_{k-1} , i_{k+1} , etc. Deve-se também ter em mente que toda vez que se adotar uma nova amostra, todo o conjunto de amostras deve ser renomeado de modo que i_k torna-se i_{k-1} , i_{k-1} torna-se i_{k-2} , e assim por diante.

A derivada da função, utilizando as amostras, pode ser expressa por:

$$i'_k = \frac{(i_{k+1} - i_{k-1})}{2 * h} \quad (4.12)$$

A figura a seguir ilustra como a equação (4.12) pôde ser obtida. Portanto, conhecendo-se as amostras i_k , i_{k-1} , i_{k+1} , e utilizando a equação acima, podemos obter I_p e ϕ_i . Para a tensão é usado processo análogo.

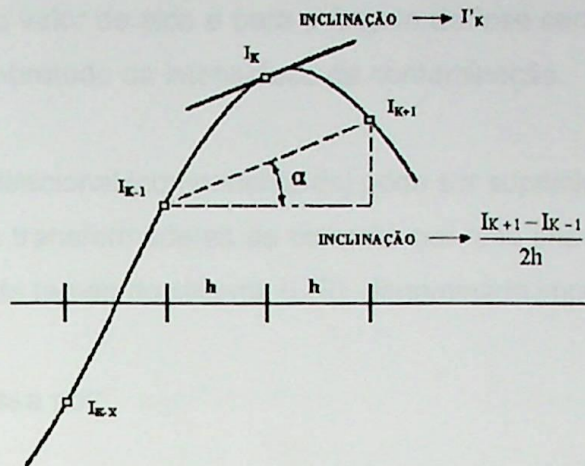


Figura 4.2 – Obtenção da derivada a partir do sinal amostrado

Deve-se notar que este processo necessita de três amostras consecutivas para o cálculo da derivada. Usa-se, portanto, dizer que o algoritmo possui uma “janela de dados” de três amostras ou $2h$ milissegundos.

Considerando-se que i_{k+1} é uma amostra futura, pode-se mudar a forma de expressar as amostras, usando i_k , i_{k-1} , i_{k-2} no lugar de i_{k-1} , i_k , i_{k+1} , indicando assim uma condição mais condizente com a realidade.

Este algoritmo apresenta dois aspectos que precisam ser bem explicados:

1. O que o algoritmo calcula durante as transições entre pré e pós-falta, isto é, quando a janela de dados inclui estas condições ?

O algoritmo em consideração apresenta resultados pobres quando as janelas de dados incluem informações pré e pós-falta. Em verdade, o algoritmo produz resultados imprevisíveis durante essas situações. Devido a isso, o processador deve repetir o cálculo pelo menos por 3 amostras consecutivas antes de concluir definitivamente sobre a magnitude da corrente de falta. Em termos práticos, análises exaustivas devem ser feitas para que se possa ter total conhecimento do algoritmo sob essas condições.

2. Como o algoritmo se comporta quando o sinal possuir componentes harmônicas ?

Como este algoritmo utiliza apenas 3 amostras, se estas amostras estiverem contaminadas pela componente DC e componentes de alta frequência, os valores encontrados para o valor de pico e para o ângulo de fase serão incorretos. A gravidade do erro depende sobretudo da intensidade da contaminação.

A componente unidirecional (componente dc) pode ser suprimida passando a corrente de curto da saída dos transformadores de corrente por uma impedância (R,L) que tenha a mesma constante de tempo do sistema (L/R), denominada impedância mímica ou réplica.

A corrente é expressa por:

$$i(t) = I_p * \left(e^{\frac{-t}{T}} + \text{sen} \omega * t \right) = I_{cc} + I_{ca} \quad (4.13)$$

A tensão que aparece na impedância mímica será:

$$v(t) = k * R * i(t) + k * L * \frac{di(t)}{dt} = k * \left(R * I_{cc} + L * \frac{dI_{cc}}{dt} \right) + V_{CA} \quad (4.14)$$

R e L são os valores da resistência e da indutância da impedância mímica respectivamente.

$$v(t) = k * \left(R * I_p * e^{\frac{-t}{T}} - L * \left(\frac{1}{T} \right) * I_p * e^{\frac{-t}{T}} \right) + V_{CA} \quad (4.15)$$

$$v(t) = k * I_p * e^{\frac{-t}{T}} * \left(R - \frac{L}{T} \right) + V_{CA} \quad (4.16)$$

Como $T = L/R$ temos:

$$v(t) = k * I_p * e^{\frac{-t}{T}} * \left(R - \frac{L}{\frac{L}{R}} \right) + V_{CA} = V_{CA} \quad (4.17)$$

Portanto, podemos ver que na tensão sobre a impedância mímica não aparece a componente dc da corrente de curto circuito.

Na prática, o algoritmo não consegue eliminar totalmente a componente contínua para todas as faltas, sendo que para as mais próximas ao relé a componente contínua será bastante reduzida.

Para se analisar o desempenho do algoritmo de *Mann-Morrison* na presença de ondas distorcidas, pode-se partir da utilização da função de transferência (discreta), função de transferência esta que pode ser encontrada com o uso da transformada Z.

Na teoria de sistemas contínuos, a transformada de *Laplace* pode ser considerada como uma generalização da transformada de Fourier. Similarmente em sistemas discretos é possível generalizar a transformada de Fourier, resultando na transformada Z.

Se aplicarmos a transformada Z ao algoritmo de *Mann-Morrison* e plotarmos a resposta em frequência [Wan99], obtemos a figura a seguir:

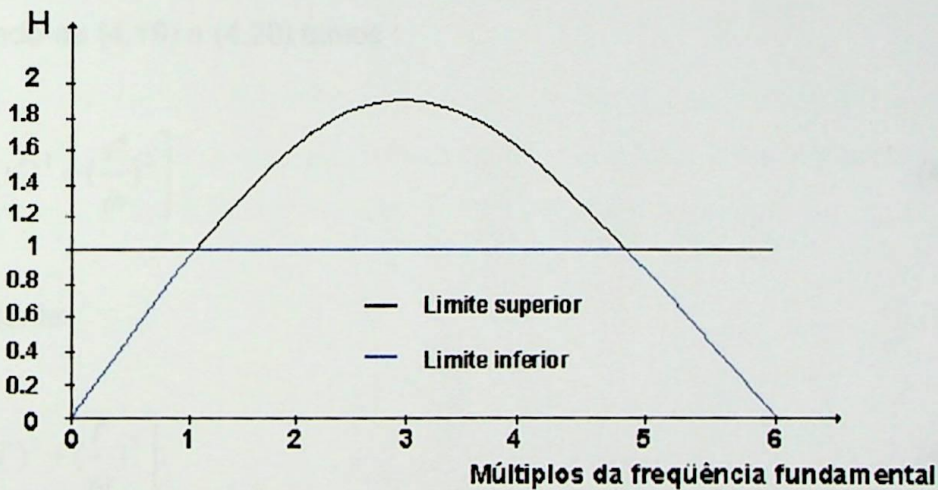


Figura 4.3 – Resposta em frequência do algoritmo de Mann Morrison

De acordo com [Wan99], para uma taxa de amostragem de 12 amostras/ciclo o gráfico de resposta em frequência do algoritmo indica que o ganho (H) para a frequência fundamental fica entre $(6/\pi) \times \text{sen}(\pi/6)$ e 1, e para o 3º harmônico fica compreendido entre 1 e $6/\pi$. Além disso, nota-se que o algoritmo atenua a frequência fundamental e não elimina as frequências acima da fundamental (2º ao 6º harmônico), eliminando as altas frequências. O gráfico indica ainda, que o algoritmo de Mann-Morrison é sensível à componente contínua (frequência = 0), o que pode ser solucionado com o uso de um circuito contendo uma impedância mímica.

Para compensar o efeito dos harmônicos acima da fundamental, podem ser usadas técnicas de filtragem prévia do sinal. Um princípio básico, entretanto, da teoria das comunicações diz que um sinal não pode ser estritamente limitado em banda e em tempo simultaneamente, assim, a redução de um implica no aumento do outro. Em termos do algoritmo, pode-se dizer que para melhorar a qualidade deve-se utilizar um tempo maior para se medir as amostras. Isto implica que a janela de dados deve ser maior. Como consequência pode-se perceber que isto implica em um maior tempo para detectar a falta.

Com o objetivo de minimizar o efeito da componente aperiódica exponencial, *Gilcrest et al.* [GRU71a] propuseram a utilização da segunda derivada do sinal, conforme mostrado a seguir :

$$v' = \omega V_p \cos \omega t \quad (4.18)$$

$$v'' = -\omega^2 V_p \sin \omega t \quad (4.19)$$

Combinando-se (4.19) e (4.20) temos :

$$V_p^2 = \frac{1}{\omega} \left[(v')^2 + \left(\frac{v''}{\omega}\right)^2 \right] \quad (4.20)$$

analogamente:

$$I_p^2 = \frac{1}{\omega} \left[(i')^2 + \left(\frac{i''}{\omega}\right)^2 \right]. \quad (4.21)$$

e o módulo da impedância será:

$$|Z|^2 = \frac{V_p^2}{I_p^2} = \frac{\left[(v')^2 + \left(\frac{v''}{\omega}\right)^2 \right]}{\left[(i')^2 + \left(\frac{i''}{\omega}\right)^2 \right]} \quad (4.22)$$

E o ângulo da impedância pode ser obtido por:

$$\theta_z = \arctan\left(\frac{i''\omega}{i'}\right) - \arctan\left(\frac{v''\omega}{v'}\right) \quad (4.23)$$

onde em termos de amostras temos :

$$v''_K = \frac{1}{(h\omega)^2} (v_{K+1} - 2v_K + v_{K-1}) \quad (4.24)$$

Sendo h o intervalo amostral em segundos. A inclinação é aproximada pela diferença entre duas amostras em relação ao ponto amostral central.

Com o uso da segunda derivada, há a redução do efeito da componente aperiódica exponencial no cálculo da impedância, não havendo; portanto, a necessidade do uso de impedância réplica, porém ocorre a deterioração na relação sinal x ruído, aumentando a sensibilidade do algoritmo para altas freqüências e, conseqüentemente, necessitando de uma filtragem analógica passa baixa mais intensa.

Gilbert e Shovlin [GS75] também partiram de condições senoidais para calcular diretamente a resistência e a reatância aparente até a falta. Eles propuseram o uso de uma janela de dados de três amostras, conforme mostrado a seguir :

$$v = V_p \text{sen}(\omega t + \theta + \alpha) \quad (4.25)$$

$$i = I_p \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (4.26)$$

onde θ é o ângulo entre as formas de onda da tensão e corrente, e α é o ângulo entre o "ponto zero" da onda de corrente e algum ponto arbitrário no tempo. Se o intervalo angular entre amostras é Δ , então:

$$v_{n-2} = V_p \text{sen}(\omega t_n + \theta + \alpha - 2\Delta) \quad (4.27)$$

$$v_{n-1} = V_p \text{sen}(\omega t_n + \theta + \alpha - \Delta) \quad (4.28)$$

$$v_n = V_p \text{sen}(\omega t_n + \theta + \alpha) \quad (4.29)$$

onde $n-2$, $n-1$ e n são amostras sucessivas.

Similarmente para as amostras de corrente existem i_{n-2} , i_{n-1} e i_n . Através de substituições trigonométricas, as seguintes expressões podem ser extraídas :

$$r_f = \frac{2V_{n-1} * I_{n-1} - V_n * I_{n-2} - V_{n-2} * I_n}{2(I_{n-1}^2 - I_{n-2} * I_n)} \quad (4.30)$$

$$x_f = \frac{V_{n-1} * I_n - V_n * I_{n-1}}{I_{n-1}^2 - I_{n-2} * I_n} * \text{sen } \Delta \quad (4.31)$$

Caso se queira a indutância, tem-se :

$$L_f = \frac{V_{n-1} * I_n - V_n * I_{n-1}}{I_{n-1}^2 - I_{n-2} * I_n} * \text{sen } \omega \Delta t \quad (4.32)$$

Sendo ω a frequência do sistema e Δt o intervalo de tempo entre as amostras.

Pelas equações (4.31) e (4.32) podemos notar que a resistência de falta independe da frequência do sistema, sendo a indutância proporcional a mesma. Estas equações respondem rapidamente a mudanças nos dados de entrada, mas são altamente susceptíveis a transitórios de alta frequência.

4.1.2 - Algoritmos baseados na equação diferencial da linha de transmissão

Uma linha de transmissão curta pode ser representada através de um diagrama unifilar a partir da equação diferencial que relaciona a tensão e a corrente de entrada no relé. Para um curto-circuito franco no sistema, no instante inicial, a tensão no relé será dada por:

$$V_L = R_L * i + L_L * \frac{di}{dt} \quad (4.33)$$

Onde:

i = Valor instantâneo da corrente.

R_L = Resistência da linha até o local da falta.

L_L = Indutância da linha até o local da falta.

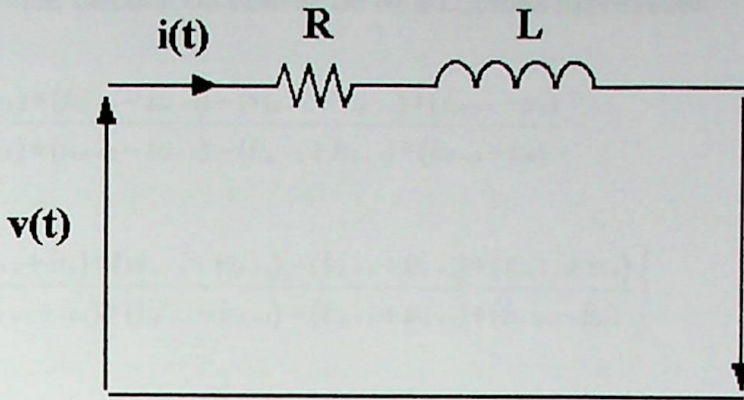


Figura 4.4 – Representação da linha de transmissão

Com base neste modelo, *Mc-innes e Morrison* [McM71] propuseram um algoritmo que utiliza o princípio da integração numérica. Então, integrando a equação (4.33) em dois intervalos consecutivos temos:

$$\int_{t_0}^{t_1} v_L(t) * dt = R_L * \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) * dt + L_L * [i_L(t_1) - i_L(t_0)] \quad (4.34)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} v_L(t) * dt = R_L * \int_{t_1}^{t_2} i_L(t) * dt + L_L * [i_L(t_2) - i_L(t_1)] \quad (4.35)$$

Por aproximação, para intervalos de tempo pequenos, pode-se escrever:

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} v_L(t) * dt = \frac{\Delta t}{2} * [v_L(t_{k+1}) - v_L(t_k)] = \frac{\Delta t}{2} * (v_{L_{k+1}} - v_{L_k}) \quad (4.36)$$

Para as amostras k , $k+1$ e $k+2$, as equações (4.34) e (4.35), podem, então, ser reescritas:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{2} * (i_{L_{k+1}} + i_{L_k}) * (i_{L_{k+1}} - i_{L_k}) \\ \frac{\Delta t}{2} * (i_{L_{k+2}} + i_{L_{k+1}}) * (i_{L_{k+2}} - i_{L_{k+1}}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R_L \\ L_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{2} * (v_{L_{k+1}} + v_{L_k}) \\ \frac{\Delta t}{2} * (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

O que nos permite calcular os valores de R_L e L_L pelas expressões:

$$R_L = \frac{(v_{L_{k+1}} + v_{L_k}) * (\dot{i}_{L_{k+2}} - \dot{i}_{L_{k+1}}) - (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) * (\dot{i}_{L_{k+1}} - \dot{i}_{L_k})}{(\dot{i}_{L_{k+1}} + \dot{i}_{L_k}) * (\dot{i}_{L_{k+2}} - \dot{i}_{L_{k+1}}) - (\dot{i}_{L_{k+2}} + \dot{i}_{L_{k+1}}) * (\dot{i}_{L_{k+1}} - \dot{i}_{L_k})} \quad (4.38)$$

$$L_L = \frac{\Delta t}{2} * \left[\frac{(\dot{i}_{L_{k+1}} + \dot{i}_{L_k}) * (v_{L_{k+2}} + v_{L_{k+1}}) - (\dot{i}_{L_{k+2}} + \dot{i}_{L_{k+1}}) * (v_{L_{k+1}} + v_{L_k})}{(\dot{i}_{L_{k+1}} + \dot{i}_{L_k}) * (\dot{i}_{L_{k+2}} - \dot{i}_{L_{k+1}}) - (\dot{i}_{L_{k+2}} + \dot{i}_{L_{k+1}}) * (\dot{i}_{L_{k+1}} - \dot{i}_{L_k})} \right] \quad (4.39)$$

Estes algoritmos representam uma carga computacional menor que os algoritmos baseados em modelo dos sinais de entrada. Como apresentam janela de dados de três amostras, permitem detectar rapidamente a ocorrência da falta. Outra vantagem desse algoritmo é que a componente aperiódica exponencial não representa um erro, pois satisfaz à equação diferencial. Este algoritmo, por utilizar o princípio da integração, não deteriora a relação sinal x ruído, diferente do que ocorre com os algoritmos que utilizam o princípio da derivação. Os harmônicos superiores e outros erros não são suprimidos, devendo ser previamente eliminados por outro filtro.

Como este algoritmo é válido para linhas curtas (onde se pode desprezar as capacitâncias distribuídas), existe a possibilidade de se considerar no algoritmo um modelo que inclui a capacitância *shunt* da linha de transmissão. Esta solução necessita de maior processamento, o que torna sua aplicação mais restrita. Este tipo de algoritmo possui janela de dados curta, em geral menor que um ciclo.

A proposta de se modelar a linha de transmissão por circuito série R-L, resolvendo as equações resultantes para obter os valores de R e L entre o relé e o ponto de falta; foi apresentada por poucos autores. Conforme já comentado, *McInnes e Morrison* [McM71] propuseram a integração das equações diferenciais por dois intervalos de amostragem sucessivos para gerar um número de equações adequadas para resolver por R e L, e para avaliar as integrais usaram uma regra trapezoidal.

A deficiência nesta modelagem foi tratada como um erro por *Poncelet, Bernard e Bastide* [Sin94] [BB82], os quais resolveram as equações por R e L com o objetivo de minimizar a soma dos quadrados desses erros, dentro de um certo número de sucessivos intervalos de amostragem. *Smolinski* [Smo79] modelou a linha por uma simples seção "PI" e resolveu as equações diferenciais resultantes substituindo-as por diferenças finitas e usando 4 conjuntos de amostras para obter os valores de R e L.

Por processarem os sinais simultaneamente, os algoritmos baseados em modelos de sistema não possuem uma resposta de frequência definida.

4.1.3 - Algoritmos baseados na análise de Fourier

Com o uso da série de Fourier é possível se expandir um sinal periódico qualquer em uma soma infinita de termos exponenciais (componentes harmônicas) com frequências múltiplas da fundamental [Pai88] [DF89] [MR75]. Deste modo, pode-se considerar a forma de onda da corrente de curto-circuito como sendo composta por uma componente contínua mais uma componente fundamental e várias harmônicas múltiplas da fundamental, ou seja :

$$I_{cc}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \tag{4.40}$$

onde ω_0 é a frequência angular fundamental e θ_n a defasagem angular

Se desenvolvermos a equação (4.40) temos :

$$I_{cc}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(\theta_n) \cos(n\omega_0 t) - I_n \sin(\theta_n) \sin(n\omega_0 t) \tag{4.41}$$

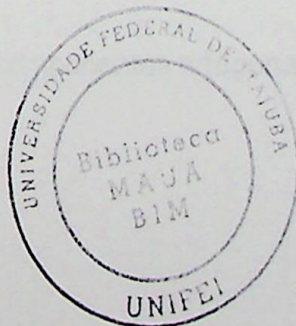
Fazendo $I_{an} = I_n \cos(\theta_n)$ e $I_{bn} = -I_n \sin(\theta_n)$, teremos:

$$I_{cc}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{an} \cos(n\omega_0 t) - I_{bn} \sin(n\omega_0 t) \tag{4.42}$$

$$|I_n| = \sqrt{(I_{an}^2 + I_{bn}^2)} \text{ e } \theta_n = -\tan^{-1} \left| \frac{I_{bn}}{I_{an}} \right| \tag{4.43}$$

Neste processo, os valores de I_{an} e I_{bn} são constantes e podem ser expressos pelas seguintes equações:

$$I_{an} = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} I(t) \cos(n\omega_0 t) dt \tag{4.44}$$



$$I_{bn} = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} I(t) \text{sen}(n\omega t) dt \quad (4.45)$$

sendo T o período da forma de onda e $n=1,2,3,\dots$

Quando se faz $n=1$ pode-se extrair a componente fundamental da tensão e da corrente dos sinais de falta. O princípio básico é que a extração da componente fundamental poderá ser feita pela correlação entre as transformadas ortogonais – seno e cosseno – em um ciclo da componente fundamental.

As componentes ortogonais do fasor $I(t)$ são:

$$\text{Função cosseno : } I_C = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} I(t) * \cos(\omega_0 * t) * dt \quad (4.46)$$

$$\text{Função seno : } I_S = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} I(t) * \text{sen}(\omega_0 * t) * dt \quad (4.47)$$

T é o período de observação do sinal de entrada.

As formas discretas das equações (4.44) e (4.45) constituem o algoritmo de Fourier. Assim, para uma janela de 1 ciclo e N amostras por ciclo, pode-se demonstrar, com base na teoria da Transformada de Fourier que, para o instante k-ésimo, tem-se:

$$I_C = \frac{2}{N} * \sum_{k=1}^N I_k * \cos(k * \theta) \quad (4.48)$$

$$I_S = \frac{2}{N} * \sum_{k=1}^N I_k * \text{sen}(k * \theta) \quad (4.49)$$

Onde θ é o ângulo entre amostras, na frequência fundamental, isto é, $\theta = 2\pi / N$. Sendo Δt o intervalo entre amostras, vem: $\theta = \omega_0 * \Delta t$

A função Fourier é a expressão do fasor, cujas componentes ortogonais são I_C e I_S , isto é:

$$\text{Função Fourier : } I = I_C + jI_S$$

O módulo e ângulo do fasor correspondente à janela de dados centrada na amostra i são dados por:

$$|I^{(i)}| = \sqrt{[I_c^{(i)}]^2 + [I_s^{(i)}]^2} \quad (4.50)$$

$$\varphi^{(i)} = \text{tg}^{-1} \left[\frac{I_s^{(i)}}{I_c^{(i)}} \right] - i * \theta \quad (4.51)$$

Observa-se que o fasor em questão tem magnitude definida, porém gira a medida que a janela de dados se desloca. Esta rotação não afeta os relés que operam com uma só grandeza, nem os que se baseiam no quociente de 2 fasores, como é o caso dos relés de distância. Em algumas aplicações, porém, pode ser necessário corrigir a rotação.

Após a estimativa dos valores de corrente (I_c e I_s) e de tensão (V_c e V_s), pode-se calcular o valor do módulo e do ângulo de fase da impedância aparente medida pelo relé (forma polar), como mostrado a seguir :

$$|Z| = \left| \frac{V_s^2 + V_c^2}{I_s^2 + I_c^2} \right|^{\frac{1}{2}} \quad (4.52)$$

$$\theta_z = \tan^{-1} \left(\frac{I_s}{I_c} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{V_s}{V_c} \right) \quad (4.53)$$

E na forma retangular :

$$\dot{Z} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{V_c I_c + V_s I_s}{I_c^2 + I_s^2} + j \frac{V_c I_s + V_s I_c}{I_c^2 + I_s^2} \quad (4.54)$$

Este algoritmo tem resposta complexa ao impulso e calcula o fasor utilizando ambas componentes, seno e cosseno, as quais são um par de filtros ortogonais simples, através do que se calcula simultaneamente as partes real e imaginária.

O algoritmo de Fourier ciclo completo possui uma boa característica de filtragem, e a saída responde vagarosamente, suavemente e precisamente mesmo que os sinais sejam bastante distorcidos. A figura 4.9 ilustra a resposta em frequência do método.

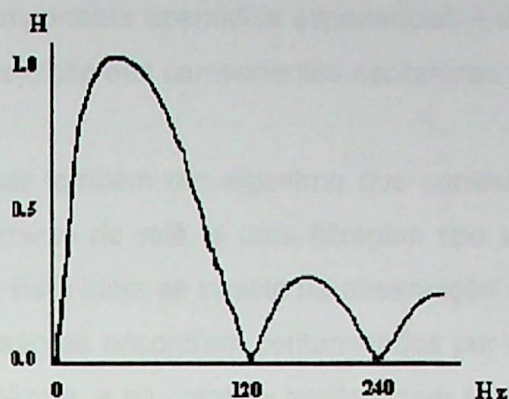


Figura 4.5 - Resposta em frequência do algoritmo de Fourier ciclo completo

Percebe-se nesta figura um pico para a frequência fundamental e ganho zero para a componente dc e os outros harmônicos. As frequências acima da segunda harmônica são bastante atenuadas. Os picos indicados entre harmônicos são atribuídos ao fato de que a janela de tempo é finita. Os picos podem ser atenuados pesando-se previamente as amostras antes de introduzi-las ao algoritmo, embora isto prejudique parcialmente o ganho para a frequência fundamental.

O método de Fourier pode inclusive, ser estendido a vários ciclos de dados, se o tempo de operação do relé assim permitir. A filtragem, nesse caso, torna-se mais aguda; e a resposta, mais lenta.

Este algoritmo é um dos que apresenta melhor característica de filtragem, todavia, devemos saber que um algoritmo bastante seletivo em frequência necessita de que os dados sejam obtidos em um tempo maior. Este algoritmo necessita de um ciclo.

Verdusco [Ver95] apresentou outra alternativa para se obter o fasor, onde a parte real e imaginária do fasor são formadas por duas saídas defasadas de $\frac{1}{4}$ de ciclo de um filtro simples (filtro com resposta real ao impulso), como o filtro cosseno ou o filtro seno. Desta forma, o filtro cosseno com janela de um ciclo determina a magnitude do fasor como:

$$|I^{(i)}| = \sqrt{[I_C^{(i)}]^2 + [I_C^{(i-k/4)}]^2} \quad (4.55)$$

Analogamente, substituindo I_C por I_S na equação acima se obtém o filtro seno.

O filtro cosseno apresenta como vantagem, em relação ao Fourier tradicional de um ciclo, uma melhor rejeição à componente aperiódica exponencial. A vantagem da utilização do filtro seno é uma melhor rejeição das componentes oscilatórias de alta frequência.

Deste modo, pode-se usar também um algoritmo que consiste em uma filtragem tipo cosseno no canal de corrente do relé, e uma filtragem tipo seno no canal de tensão (filtragem seno-cosseno). Esta idéia se baseia na observação que nos instantes iniciais da falha os sinais de tensão se encontram contaminados por componentes oscilatórias amortizadas de alta frequência, e na corrente predominam as componentes aperiódicas exponenciais [Ver95].[AVM96]

- Algoritmo recursivo de Fourier

O algoritmo não recursivo de Fourier apresenta dois problemas:

1. Número elevado de operações do processador (cada componente do fasor requer uma soma de k produtos de 2 fatores).
2. O fasor gira.

Com o algoritmo recursivo (descrito no anexo I), conforme mostrado em [PTA83] estes dois problemas ficam resolvidos. Assim, para um filtro de 1 ciclo, o algoritmo fica da seguinte forma :

$$Y_C^{(n)} = Y_C^{(v)} + (y_{(n)} - y_{(v)}) * \cos(L * \theta) \quad (4.56)$$

$$Y_S^{(n)} = Y_S^{(v)} + (y_{(n)} - y_{(v)}) * \text{sen}(L * \theta) \quad (4.57)$$

Onde :

L = Número da amostra mais recente.

$y_{(n)}$ = Valor dessa amostra mais recente.

$Y^{(n)}$ = Componente ortogonal de saída estimada.

$y_{(v)}$ = Valor de entrada correspondente a uma amostra atrasada de um ciclo em relação a amostra atual.

$Y^{(v)}$ = Valor de saída correspondente a uma amostra atrasada de um ciclo em relação a amostra atual.

Neste algoritmo se requer apenas uma multiplicação e uma soma para atualizar cada componente ortogonal do fasor. Além disto, o fasor resultante não gira.

A resposta de estado transitório deste algoritmo não é tão eficiente quanto o resultado alcançado pelo algoritmo não recursivo, especialmente no caso do filtro cosseno. Isto se deve ao fato de que nos algoritmos não recursivos o coeficiente do filtro não varia enquanto a janela de dados desliza, isto é, a ação filtrante é sempre a mesma.

4.1 4 - Algoritmos baseados nos métodos dos mínimos quadrados

Considerando-se nos sinais de entrada todos os erros possíveis, o sinal $y(t)$ pode, em geral, ser escrito:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N Y_n \cdot S_n(t) + \varepsilon(t) \quad (4.58)$$

ou

$$y_k = \sum_{n=1}^N Y_n \cdot S_n(k\Delta t) + \varepsilon(t) \quad (4.59)$$

onde:

$S_n(t)$ representa um conjunto de sinais elementares que se pressupõe estejam presentes em $y(t)$.

Y_n são seus coeficientes e $\varepsilon(t)$ representa os erros.

Luckett et al. [Luc75] foi o primeiro a propor o uso do método dos mínimos quadrados para se estimar os parâmetros dos sinais utilizados nos relés digitais. Foi usado um modelo de sinal composto por um conjunto de harmônicas (uma ou duas) e uma componente aperiódica exponencial com constante de tempo fixa.

O problema geral em estimar parâmetros inerentes a todo algoritmo de filtragem digital consiste em estimar os n valores de Y_n a partir de um conjunto de k amostras de forma que o termo $\varepsilon(t)$ seja mínimo. O algoritmo de mínimos quadrados requer a necessidade de resolver, tornando o erro mínimo, o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1(\Delta t)S_2(\Delta t)\dots S_N(\Delta t) \\ S_1(2\Delta t)S_2(2\Delta t)\dots S_N(2\Delta t) \\ \cdot \\ \cdot \\ S_1(k\Delta t)S_2(k\Delta t)\dots S_N(k\Delta t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ Y_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

A equação (4.60) também pode ser escrita na seguinte forma matricial:

$$[y] = [S] * [Y] + [\varepsilon] \quad (4.61)$$

Considerando que serão realizadas k amostras por ciclo, a equação (4.61) representará um conjunto de k equações com n incógnitas (n coeficientes de Y_n), para cuja solução é necessário que tenhamos $k \geq n$.

Nos algoritmos de mínimos quadrados, podemos considerar qualquer conjunto de sinais elementares $S_n(t)$, sendo que nestes sinais podemos incluir a componente fundamental, harmônicos superiores e a componente CC .

A seleção do conjunto de sinais elementares é de grande importância, pois os sinais que não foram considerados e que estiverem presentes no sinal de entrada constituirão um erro e deverão ser incluídos no termo $\varepsilon(t)$. Da mesma forma, a inclusão de sinais não existentes no sinal de entrada também introduz erros.

Uma vantagem deste algoritmo é a possibilidade de eliminar a componente aperiódica exponencial mediante sua inclusão explícita no conjunto $S_n(t)$. Pode-se demonstrar que os algoritmos de Fourier constituem casos particulares do algoritmo de mínimos quadrados, em que os sinais elementares são somente a componente fundamental e os harmônicos, isto é, para um algoritmo de Fourier a componente aperiódica exponencial é um ruído e distorce sua resposta de estado transitório.

A figura 4.6 apresenta o gráfico de resposta de frequência de um filtro de mínimos quadrados com janela de 1 ciclo e 12 amostras por ciclo. Neste gráfico, pode-se observar a presença de zeros em todos os harmônicos.

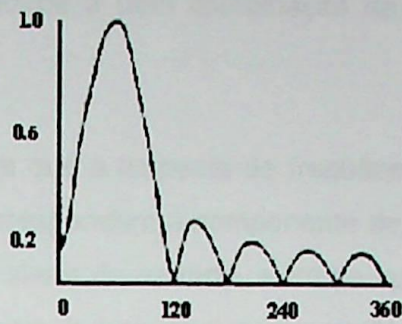


Figura 4.6 – Resposta em frequência do algoritmo de mínimos quadrados

Um ponto a se considerar é que o método de ajuste por mínimos quadrados é computacionalmente bastante complexo e sua precisão é dependente do período de amostragem, bem como do número de amostras por ciclo.

4.2 - Resposta do algoritmo em estado estável

A resposta de estado estável é a correspondente a um sinal senoidal de entrada e se avalia mediante aos gráficos de resposta à frequência, nos quais se pode notar as componentes de frequência que são eliminadas ou admitidas.

Os gráficos de resposta de frequência do filtro representam o ganho do filtro em função da frequência. O ganho é definido como o quociente entre a amplitude do sinal de saída e do sinal de entrada.

A figura a seguir mostra os gráficos de resposta de frequência para os filtros tipo seno, cosseno e Fourier, com janelas de dados de um ciclo e 16 amostras por ciclo. A escala do eixo das abscissas é indicada em múltiplos da componente de frequência fundamental.

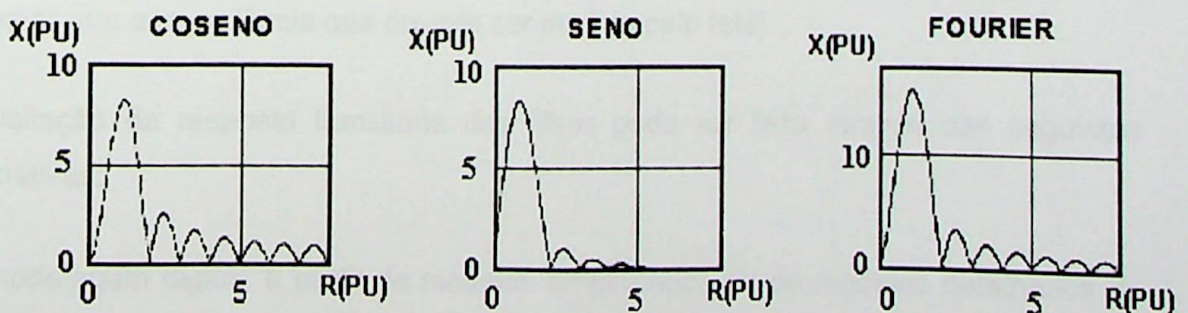


Figura 4.7 - Gráficos de resposta em frequência : filtros cosseno, seno e Fourier

O filtro tipo Fourier corresponde a uma combinação de um filtro seno e de um filtro cosseno.

A análise dos gráficos indica que a resposta de frequência dos filtros cosseno, seno e Fourier possui zeros que correspondem à componente de corrente contínua (frequência zero) e aos harmônicos dos sinais de entrada, além de apresentar atenuação crescente com a frequência para os sinais de frequências intermediárias.

4.3 - Resposta do algoritmo em estado transitório

A resposta de estado transitório de um algoritmo que executa filtragem digital é a resposta correspondente a mudanças bruscas no sinal de entrada. Nos filtros digitais usados em relés de proteção, o estado transitório é provocado pela perturbação que o sinal experimenta em consequência da falha.

O estado transitório de um filtro digital pode ser considerado composto por dois elementos principais:

- processo transitório associado ao cruzamento da janela de dados no instante do início da falha;
- processo transitório originado pelo ruído presente nos sinais de entrada.

Para se avaliar o primeiro elemento, considera-se que os sinais de falha se encontram livres de qualquer tipo de ruído, ou seja, os sinais passam de uma forma senoidal de pré-falta para uma forma senoidal de falta de forma instantânea.

Durante o estado transitório do filtro digital, um relé de distância, por exemplo, poderá sofrer sobrealcance ou subalcance transitório (poderá enxergar uma impedância menor ou maior que a impedância que deveria ser medida pelo relé).

A avaliação da resposta transitória dos filtros pode ser feita através das seguintes alternativas:

- modelagem digital, a partir de modelos simplificados ou de modelos detalhados do sistema elétrico;
- utilização de sinais gravados durante distúrbios reais;

- modelagem física, consistindo em provas de laboratório complementadas por avaliações em condições reais de operação.

Para a avaliação da resposta do estado transitório dos filtros, é necessário gerar sinais (tensões e correntes) contaminados com componentes transitórias aperiódicas exponenciais (como as correspondentes a um modelo de sistema elétrico com linha curta), componentes transitórias oscilatórias amortizadas (modelo de sistemas com linhas largas), e outros tipos de ruídos. Em relés de distância, a avaliação pode ser feita calculando a impedância aparente resultante da divisão dos fasores de tensão pelos fasores de corrente estimados pelos filtros digitais, e estudando a trajetória que esta impedância descreve no plano complexo.

A trajetória da impedância vista por relés de distância dotados de algoritmos tipo cosseno, seno e Fourier, para o caso de falta no final de uma linha curta em condições de máxima assimetria da corrente, está mostrada na figura 4.8.

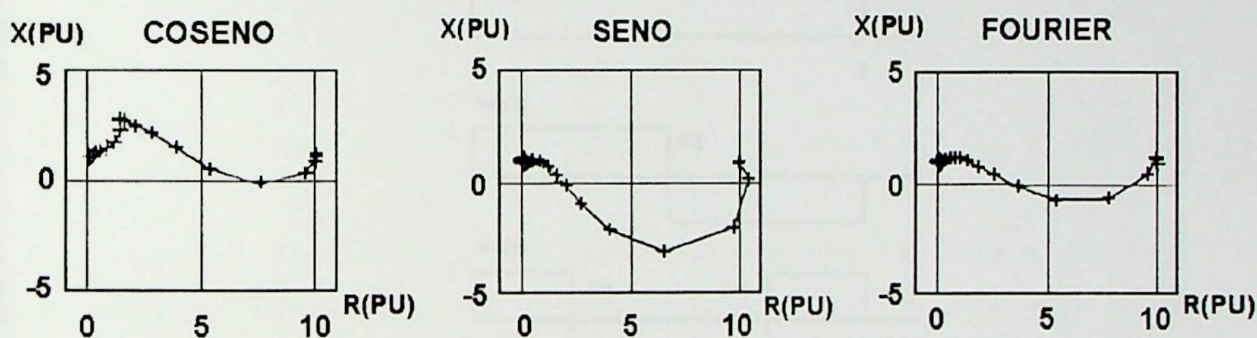


Figura 4.8 - Trajetória da impedância vista por relés de distância dotados de algoritmos tipo cosseno, seno e Fourier

Na figura 4.9 é mostrado um *zoom* da área junto à posição final do vetor impedância.

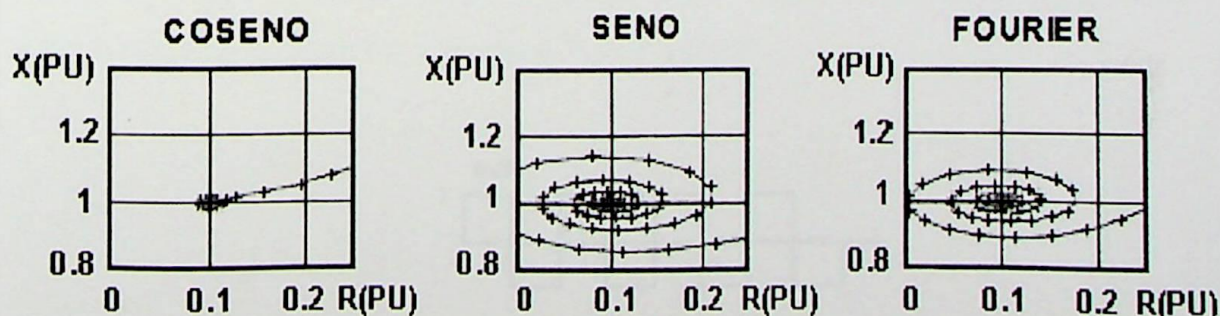


Figura 4.9 - *Zoom* da área junto à posição final do vetor impedância

Através da figura 4.8, pode-se verificar que a resposta transitória do filtro tipo cosseno é melhor que a dos demais, em virtude da maior rapidez de convergência para o valor final $0,1 + j1,0$ p.u. (impedância da linha de transmissão até a falta).

4.4 – Algoritmos baseados em outras técnicas

4.4.1 - Algoritmo de Walsh

Horton, J. W. [Hor75] apresentou as funções de Walsh como um conjunto de $N = 2^n$ funções ortogonais (onde n é um número inteiro) definidas no intervalo $[0, 1]$, que assumem somente os valores ± 1 . Na figura a seguir são representadas as primeiras oito funções de Walsh, em particular, $w_2(t)$ é a função de Walsh tipo seno (SAL) e $w_3(t)$ é a função de Walsh tipo cosseno (CAL).

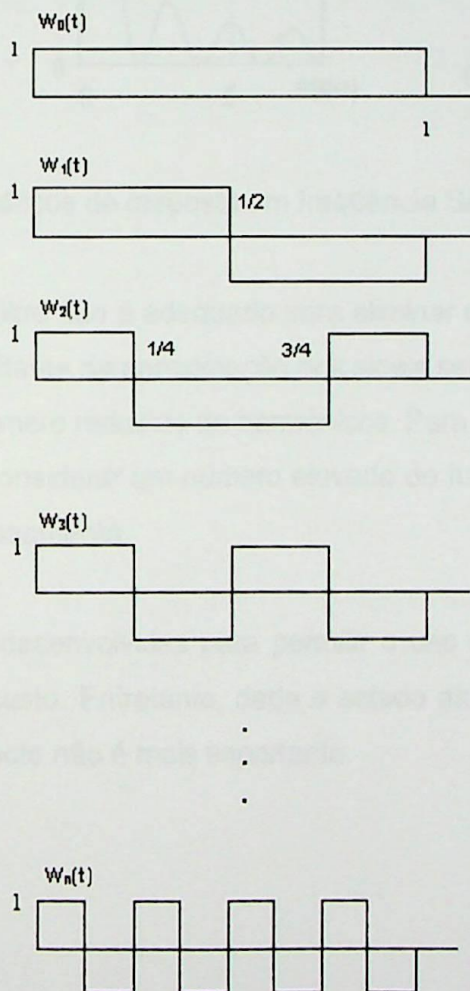


Figura 4.10 – Funções de Walsh

A ortogonalidade do par SAL-CAL sugere sua utilização para calcular fasores por *Walsh* da mesma forma que são gerados com o par seno-cosseno no algoritmo de Fourier. Uma outra alternativa é utilizar um filtro simples tipo SAL ou CAL, formando o fasor a partir dos valores de saída defasados de $\frac{1}{4}$ de ciclo. Em ambos os casos tem-se a vantagem de que os coeficientes das equações (4.48) e (4.49) passam a ser apenas +1 ou -1, simplificando o processamento.

Na figura 4.11 a seguir, são apresentados os gráficos de resposta em frequência para as funções SAL, CAL e *Walsh*, com janela de um ciclo e 16 amostras por ciclo. A função *Walsh* é equivalente à função Fourier, em que os valores de saída correspondem à resultante entre as funções SAL e CAL.

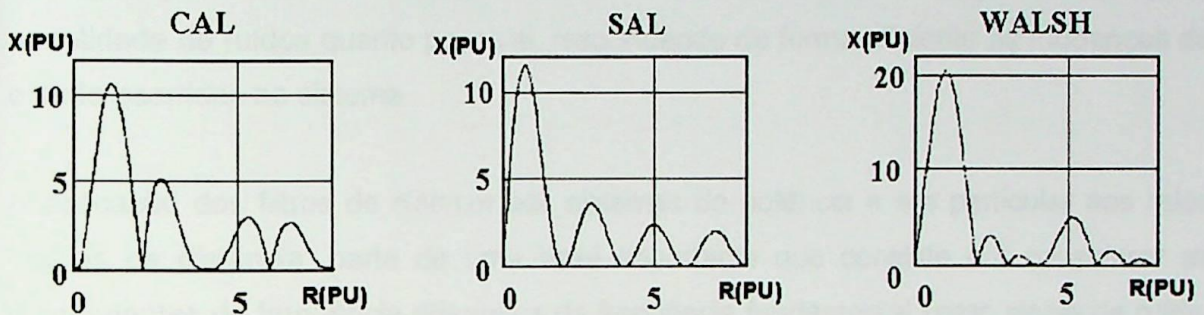


Figura 4.11 - Gráficos de resposta em frequência SAL, CAL e *Walsh*

Observa-se que este tipo de filtro não é adequado para eliminar os harmônicos ímpares. Isto é decorrente do erro resultante da aproximação dos sinais senoidais de entrada para ondas quadradas, com um número reduzido de harmônicos. Para melhorar a resposta de frequência seria necessário considerar um número elevado de funções de *Walsh*, o que imporia maior carga de processamento.

As funções de *Walsh* foram desenvolvidas para permitir o uso de processamentos de menor capacidade e menor custo. Entretanto, dado o estado atual de desenvolvimento dos processadores, este aspecto não é mais importante.

4.4.2 - Algoritmo baseado no filtro de *Kalman*

A técnica dos filtros de *Kalman* é uma técnica de filtragem recursiva na qual a avaliação das variáveis em um dado instante depende das amostras medidas neste instante e das avaliações em instantes anteriores. Esta técnica de filtragem é própria para processos digitais "on-line".

No desenvolvimento do filtro de *Kalman*, um prévio conhecimento estatístico das condições iniciais do modelo ruidoso do processo e das medidas deste modelo são necessários. Sendo este método conveniente para aplicações em processamento on-line devido ao processamento recursivo do sinal. O filtro de *Kalman* consegue filtrar a maior quantidade de ruídos quanto possível, respondendo de forma eficiente às mudanças de estado ocorridas no sistema.

A aplicação dos filtros de *Kalman* aos sistemas de potência e em particular aos relés digitais de distância, parte de uma base importante que consiste em considerar as componentes de frequência diferentes da frequência fundamental como sinais de ruído. Como estes sinais de ruído dependem da localização e do tipo da falta, da característica da resistência de falta, da configuração do sistema elétrico, dentre outros fatores, que são aleatórios em sua natureza, podem ser considerados como processos aleatórios.

A modelagem dos sinais de tensão e corrente é feita com base no estudo da função de autocorrelação para os vários tipos de faltas, a variância do sinal e seu espectro de frequências.

Na implementação do filtro de *Kalman* [GB81], um modelo matemático na forma de variáveis de estado, dos sinais ou dos estados a serem estimados é assumido como:

$$X_{k+1} = \Phi_k * X_k + W_k \quad (4.62)$$

onde :

X_k são os estados do processo $n \times 1$ no instante t_k

ϕ_k é a matriz de transição de estados

W_k é um vetor de seqüência não correlacionada e com estrutura de covariância conhecida $n \times 1$.

A observação do processo (medição) se realiza em instantes discretos de tempo, de acordo com a equação:

$$Z_k = H_k \cdot X_k + V_k \quad (4.63)$$

onde:

Z_k é o vetor de medição no instante K

H_k é a matriz que dá a conexão ideal (sem considerar os ruídos) entre as medições e o vetor de estados.

V_k é o vetor de erro de medições, ou ruído, no instante K. Supõe-se que tem uma seqüência não correlacionada e com estrutura de covariância conhecida.

Após a filtragem obtém-se os fasores fundamentais de tensão e corrente para o cálculo da impedância de falta.

4.5 - Algoritmos utilizados em relés digitais comerciais

4.5.1 – Fourier com equação diferencial

Um algoritmo apresentando uma combinação dos algoritmos recursivo de Fourier e equação diferencial é utilizado em um relé de distância comercial [ABB95]. Os valores da corrente e tensão amostrados são levados ao algoritmo recursivo de Fourier, através do qual são extraídas a parcela real e imaginária dos valores de tensão, corrente ($\text{Re}(I)$, $\text{Im}(I)$, $\text{Re}(V)$ e $\text{Im}(V)$), e das mudanças ocorridas na corrente (ΔI) entre duas amostras consecutivas.

Partindo da equação:

$$V = R * I + L * \frac{dI}{dt} = R * I + L * \frac{\Delta I}{T} \quad (4.64)$$

onde

dt = Período de amostragem = T

dI = Variação no valor de corrente = ΔI

Passando por uma série de deduções e desenvolvimentos mostrados no anexo II, chegamos em uma equação do tipo $[V] = [Z] * [I]$. A partir daí, é calculada a matriz inversa de I. Como $[Z] = [V] * [I]^{-1}$, resolvendo esta expressão, encontramos as equações para o cálculo dos valores da resistência e da reatância mostradas a seguir:

$$R = \frac{V_{Im} * \Delta I_{Re} - V_{Re} * \Delta I_{Im}}{I_{Im} * \Delta I_{Re} - I_{Re} * \Delta I_{Im}} \quad (4.65)$$

$$X = \omega t * \frac{V_{Re} * I_{Im} - V_{Im} * I_{Re}}{\Delta I_{Re} * I_{Im} - \Delta I_{Im} * I_{Re}} \quad (4.66)$$

Estes valores são atualizados a cada amostra e comparados com as zonas ajustadas no relé. Para evitar atuações indevidas, o algoritmo deste relé, só libera o *trip* se um número determinado de valores sucessivos caírem dentro da característica ajustada no relé.

Este algoritmo não é sensível às mudanças na frequência, componente DC e harmônicos.

4.5.2 – Phaselets

Uma nova técnica para o cálculo de fasores de tensão e de corrente técnica é utilizada em um relé de outro fabricante [GE98] foi apresentada por *Adamiak et al* [Ada96]. O algoritmo do relé possui uma taxa de amostragem de 64 amostras por ciclo, e conforme mostrado em [KA93], o tempo obtido no algoritmo com taxas de amostragem maiores que 16 amostras/ciclo não apresenta ganho substancial em relação a taxas de amostragem menores, apresentando ainda o agravante destas taxas maiores exigirem um maior esforço computacional, aumentando o custo do relé devido ao mesmo ter de processar os dados em menor tempo. Desta forma, sem desprezar a amostragem com a taxa de 64 amostras por ciclo que é essencial para o *software* de oscilografia existente no relé, decidiu-se usar todos os dados amostrados, mas rodar o algoritmo de proteção apenas 16 vezes por ciclo. Os grupos de 4 amostras de dados são processados juntos formando um “mini-fasor” também chamado de *phaselet*.

Phaselets são somas parciais do produto dos valores amostrados de uma forma de onda pelos coeficientes do seno e cosseno. Os grupos de *phaselets* podem ser agrupados para formar um fasor. No caso de uma janela de dados múltipla de meio ciclo, o cálculo e tratamento dos dados é mesmo realizado para a transformada discreta de Fourier. No caso da janela de dados não ser múltiplo de meio ciclo, deve ser realizada uma correção adicional .

Em condições de regime permanente, é utilizada uma janela de 1 ciclo de dados, sendo as *phaselets* processadas conforme um ciclo DFT. Quando uma perturbação no sistema é detectada, o tamanho da janela é imediatamente reduzido para a largura de uma única *phaselet*. A partir daí, à medida que novas *phaselets* são obtidas, elas são adicionadas, com a janela de dados se expandindo, até que atinja novamente tamanho de uma janela deslizante de um ciclo, similar a uma transformada discreta de Fourier convencional. Pela sua característica, este algoritmo remove os dados pré-falta da janela de dados, fazendo com que o fasor estimado responda mais rapidamente à condição do sistema, aumentando a precisão a cada nova *phaselet* adicionada.

As equações para o cálculo dos fasores das *phaselets* , usando a corrente como exemplo, são os seguintes :

$$Phaselet\ Real_p = \sum_{k=p^*P-P+1}^{p^*P} C_k * I_k \quad (4.67)$$

$$Phaselet\ Imaginária_p = \sum_{k=p^*P-P+1}^{p^*P} -S_k * I_k \quad (4.68)$$

Onde:

PhaseletReal_p= Parte real da p-ésima *phaselet* ;

PhaseletImaginária_p= Parte imaginária da p-ésima *phaselet* ;

N = Número de amostras por ciclo ;

P= Index da *phaselet* (Há N/P *phaselets* por ciclo) ;

I_k= k-ésima amostra de corrente;

C_k e S_k= Coeficientes de seno e cosseno.

Conforme já comentado, para condições de regime permanente e até que uma falha seja detectada, as *phaselets* serão combinadas formando uma janela deslizante de um ciclo, da mesma forma da transformada discreta de Fourier. Como mostrado a seguir.

$$Phasor\ Real_n = \frac{2}{N} * \left[\sum_{p=n-\frac{N}{P}+1}^n Phaselet\ Real_p \right] \quad (4.69)$$

$$Phasor\ Imaginario_n = \frac{2}{N} * \left[\sum_{p=n-\frac{N}{P}+1}^n Phaselet\ Imaginaria_p \right] \quad (4.70)$$

onde:

PhasorReal_n = Parte real do n-ésimo fasor

PhasorImaginário_n = Parte imaginária do n-ésimo fasor

n= Index do fasor (há N/P fasores por ciclo)

No *software* do relé, estas somas são realizadas recursivamente, de modo que após a inicialização cada valor novo processado entra na soma, seguido da subtração do valor mais antigo.

A conversão de *phaselets* para fasores também pode ser realizada para outros tamanhos de janela de dados, desde que as *phaselets* adicionadas sejam multiplicadas por uma matriz de normalização.

Capítulo 5

Modelagem dos dados para a simulação

5.1- Introdução

Para se poder avaliar o desempenho de um algoritmo, torna-se necessário que os sinais de tensão e corrente utilizados na simulação representem da forma mais fidedigna possível o comportamento da corrente e tensão do sistema de potência na presença de um curto circuito. Os curtos-circuitos e outros tipos de perturbação no sistema produzem fenômenos transitórios que possuem componentes de diversas frequências, além da frequência nominal. Estes transitórios eletromagnéticos podem influenciar a operação de qualquer tipo de relé de proteção, seja ele eletromecânico, estático ou digital. Baseado nisto, torna-se necessário a utilização de métodos de simulação que consigam produzir resultados os mais realistas possíveis, levando em conta o efeito dos transitórios eletromagnéticos, sendo utilizados no desenvolvimento e na análise do desempenho de sistemas de proteção.

A ferramenta de simulação a ser utilizada deve ser capaz de representar parâmetros distribuídos e concentrados de modo preciso, inclusive com a dependência dos seus valores com a frequência, e não linearidades, como as encontradas em pára-raios, transformadores, efeito corona, arco através do contato de disjuntor, etc. Na prática nem sempre é possível, ou necessário, levar em conta todas os detalhes, e o resultado é um compromisso entre os requisitos específicos para o fenômeno em estudo e as simplificações introduzidas na modelagem dos componentes do sistema e nos processos de resolução numérica. Por outro lado, as dificuldades do cálculo de transitórios não se restringem ao método de cálculo somente, a necessidade de dados precisos e completos a respeito do sistema também apresenta os seus problemas, e é de considerável importância, desde que a precisão de qualquer cálculo não pode ir além daquela na qual os dados são baseados.

Dentre os métodos de simulação existentes, está o analisador de transitórios em redes (TNA – *Transient Network Analyser*) que é um simulador analógico. Os modelos mais sofisticados são bastante usados quando há a necessidade de simulações sucessivas de vários casos, pelo fato deles se tornarem economicamente mais vantajosos.

Outra ferramenta importante para se executar simulações é o programa de transitórios eletromagnéticos da *Bonneville Power Administration* (BPA), denominado EMTP (*Electromagnetic Transients Program*) [ATP87], desenvolvido por *Herman W. Dommel* na década de 60, com base no trabalho de *Frey e Althammer* (*Brown Boveri, Switzerland*), em Munique, Alemanha.

Conforme descrito em [AP94], o programa inicial só permitia a modelagem de circuitos monofásicos através de modelos de indutâncias, resistências, capacitâncias e linhas sem perdas, incluindo uma chave e uma fonte de excitação. *Dommel* trabalhou na BPA em vários períodos entre 1964 e 1973, no desenvolvimento de vários modelos, que foram incorporados ao programa com a ajuda diversos colaboradores.

A partir de 1973, *Dommel* foi para a Universidade de *British Columbia* (UBC) e *Scott Meyer* assumiu a coordenação do desenvolvimento do programa na BPA, estabelecendo um processo de desenvolvimento articulado com os usuários do EMTP, que tornou o programa uma ferramenta bastante poderosa para a execução de estudos de fenômenos transitórios. Um dos elementos mais importantes para desenvolvimento do EMTP neste período foi o estabelecimento de uma matriz do programa, a partir da qual eram executadas as translações para os computadores de interesse.

Em 1984, o *Electric Power Research Institute* (EPRI) decidiu investir no EMTP, com base numa pesquisa realizada entre os usuários norte-americanos do programa. Foi criado o grupo de desenvolvimento do EMTP (DCG - *Development Coordination Group*), com participação de BPA, *Bureau of Reclamation*, *Western Area Power Administration*, *Ontario Hydro*, *Hydro Quebec*, *Canadian Electrical Association* e ASEA, com a finalidade de melhorar a documentação e os modelos existentes, e também criar novos modelos.

Divergências quanto aos rumos do DCG levaram à criação de uma nova versão do EMTP baseada na versão M39, denominada ATP (*Alternative Transients Program*), a qual foi enviada para a Bélgica, onde foi instalado o *Leuven EMTP Center* (LEC). O LEC centralizou a distribuição do programa a nível mundial até o final de 1992 quando, então, a BPA e *Scott Meyer* decidiram novamente exercer a coordenação do programa.

Atualmente, o programa ATP permite a simulação de transitórios eletromagnéticos em redes polifásicas, com configurações arbitrárias, por um método que utiliza a matriz de admitância de barras. A formulação matemática é baseada no método das características (método de *Bergeron*) para elementos com parâmetros distribuídos e na regra de integração trapezoidal para parâmetros concentrados. Durante a solução, são utilizadas técnicas de esparsidade e de fatorização triangular otimizada de matrizes. Como um programa digital não permite obter uma solução contínua no tempo, são calculados valores a intervalos de tempo discretos.

O programa permite a representação de não-linearidades, elementos com parâmetros concentrados, elementos com parâmetros distribuídos, chaves, transformadores, reatores, etc. De uma forma geral, são considerados parâmetros em componentes de fase e em seqüência zero e positiva, dependendo do modelo.

As suas variáveis de estado são as tensões dos nós e ele incorpora, também, uma rotina de solução de regime permanente, que pode ser utilizada para gerar valores das grandezas de pré-falta. A saída numérica do ATP/EMTP é complementada por rotinas de saídas gráficas que permitem reproduzir os sinais de tensão e corrente, ajudando a complementar os estudos. Estes programas permitem que se simulem situações bastante diversas dentro do sistema de potência e oferece condições de detalhamento tais que resultam em modelos que retratam o sistema elétrico de forma mais real. Um ponto a salientar é a possibilidade de representação de transformadores de corrente e de potencial que alimentam os relés, conseguindo desta forma um estudo baseado no comportamento das tensões e correntes primárias refletidas aos respectivos secundários, caracterizando uma condição mais real dos sinais que são aplicados aos relés.

5.2 – O sistema simulado no ATP

O sistema utilizado nesta dissertação, para simulação no ATP, foi um equivalente do sistema de 220kV, que engloba as empresas Itaipu Binacional e *Administracion Nacional de Eletricidad* - ANDE - do Paraguai.

Este subsistema possui representadas 12 barras, as linhas de transmissão curtas representadas com modelo PI e as longas com parâmetros distribuídos. O Elo de Corrente Contínua responsável pelo transporte da energia produzida pela Itaipu no setor de 50Hz, após a mesma passar pela estação conversora de Furnas em Foz do Iguaçu, é representado como uma carga, admitindo não haver contribuição significativa para curto-circuito no sistema de 220KV Itaipu - ANDE. Os transformadores foram modelados com sua característica de saturação e os geradores representados pelo tipo de fonte mais simples do ATP, fonte 14. Neste tipo de fonte senoidal, é definida a amplitude e a fase da tensão bem como a frequência do sistema, conforme mostrado a seguir:

$$f(t) = Amplitude * \cos(2 * PI * frequ\^{\circ}ncia * t + phase) \quad (5.1)$$

Além disso, o sistema foi modelado de forma a permitir a consideração de parâmetros como a capacitância das linhas, barramentos, transformadores de potência, transformadores de corrente e de potencial que têm influência decisiva nas formas de onda geradas e, conseqüentemente, na avaliação de desempenho dos relés digitais.

Para obter a solução em regime permanente, foi simulado um caso de fluxo de carga no programa ANAREDE, em uma situação de carga pesada (pior caso). Os casos de curtos-circuitos foram simulados em uma das linhas de interligação de 220kV entre Itaipu e ANDE, LI 220kV Margem Direita-Carayaó. Como o próprio nome já diz, esta linha fica entre as Subestações da Margem Direita (SE-MD) na Itaipu e a subestação de Carayaó do sistema ANDE. O sistema em estudo é mostrado numa forma resumida na figura 5.1.

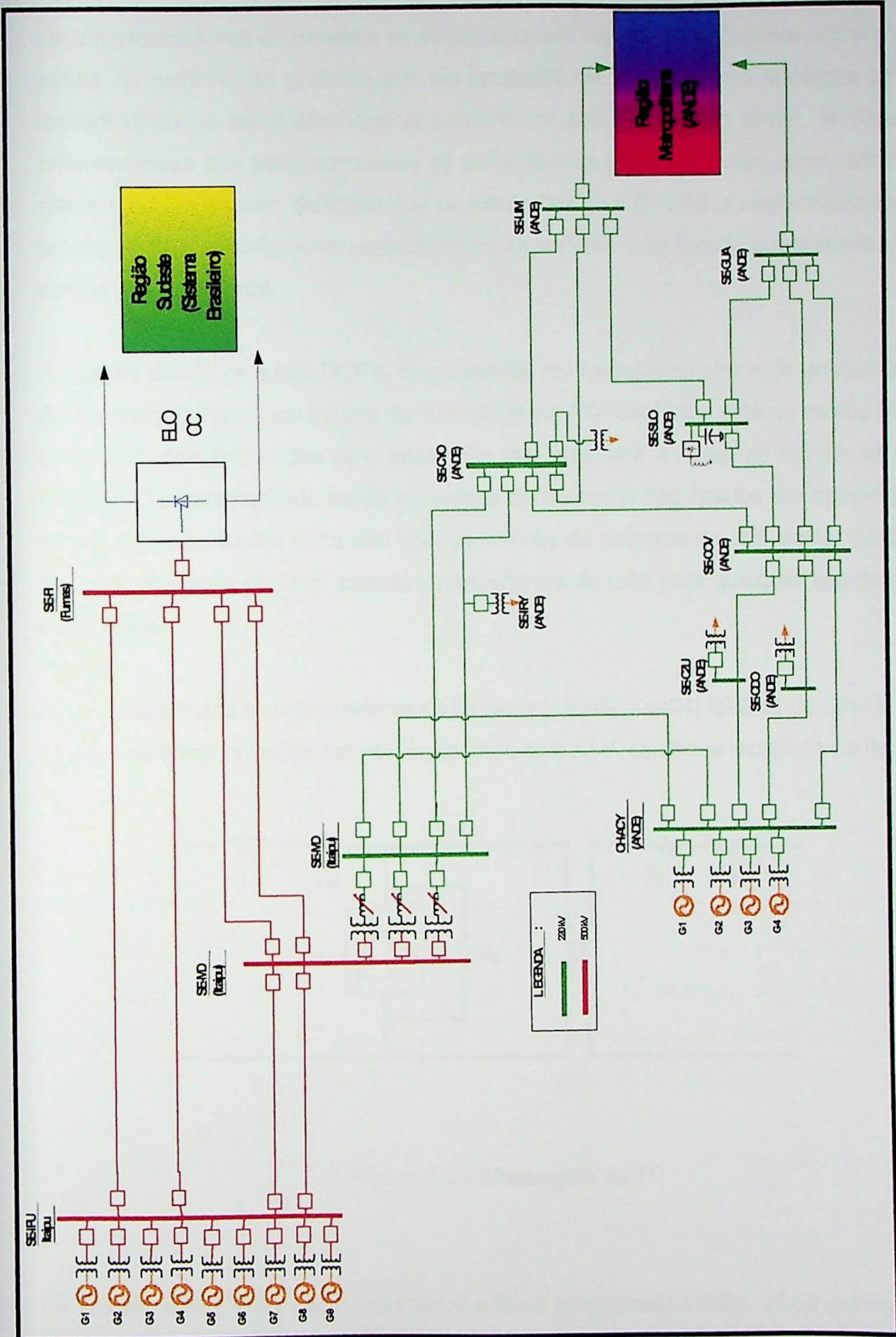


Figura 5.1 – Sistema elétrico sob estudo

5.3 – Modelagem dos TC's e DCP's

Os transformadores de tensão e de corrente devem reproduzir para o relé digital o que se passa no sistema de potência por ele protegido da maneira mais fidedigna possível, reproduzindo no secundário o sinal existente no primário. Sendo assim, os dados das características dos transformadores de corrente e de potencial foram acrescentados ao sistema equivalentado, de forma que as simulações no ATP produzissem resultados mais próximos do comportamento real dos sinais de corrente e de tensão que alimentariam na prática um relé digital.

A ligação dos TC's e dos DCP's, responsáveis por fornecer os sinais de entrada ao relé de distância da linha em estudo, foi executada no ATP conforme está no campo [AIB98], com os dados fornecidos pelo fabricante, inclusive com a curva de saturação de TC [AIB90]. Os transformadores de corrente e de potencial são ligados em estrela [IM90], sendo que os valores delta são obtidos através do software do relé digital, facilitando assim a obtenção do valor correto da impedância de falta para qualquer tipo de defeito entre fases.

A modelagem dos transformadores de corrente [AIB98] [Kez94] foi feita de acordo com o modelo de transformador saturável, permitido pelo ATP, conforme mostrado na figura 5.2

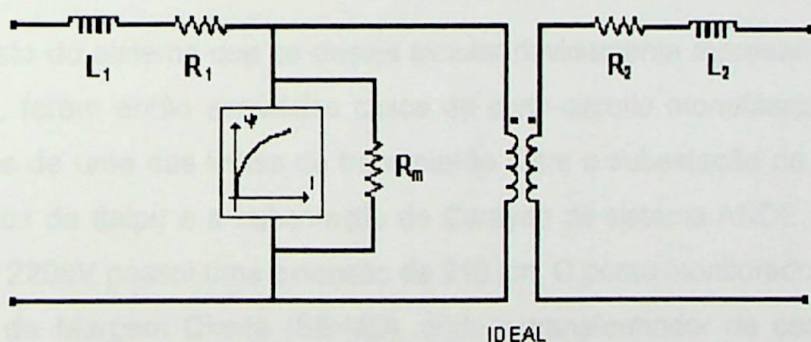


Figura 5.2 – Modelagem do TC

Os valores de L_1 e R_1 são desprezados e R_m é considerado infinito. Já os valores de L_2 e R_2 são obtidos do relatório de ensaio e os valores $\Phi \times i$ são obtidos da curva de magnetização fornecida pelo fabricante.

A modelagem do divisor capacitivo de potencial (DCP) utilizado na simulação pelo ATP [AIB90] [Koj94] foi realizada conforme mostrado na figura 5.3 .

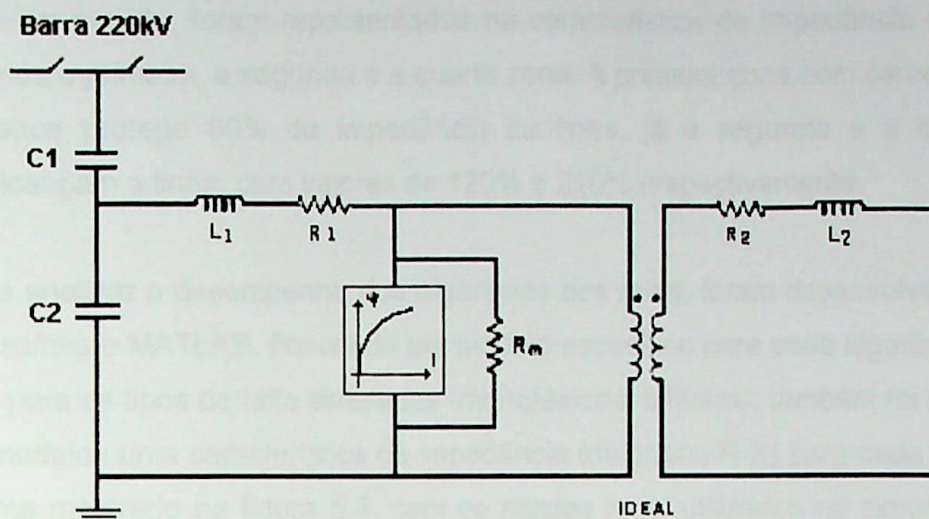


Figura 5.3 – Modelagem do DCP

O valor de L_2 é desprezado; R_m é considerado infinito, C_1 , C_2 , L_1 , R_1 e R_2 são obtidos do fabricante e a curva $\Phi \times i$ foi considerada como sendo linear.

5.4 – O Sistema simulado no Matlab

Com o modelo do sistema que se deseja simular devidamente representado e ajustado para o ATP, foram então simulados casos de curto-circuito monofásico e bifásico em vários pontos de uma das linhas de transmissão entre a subestação da Margem Direita da Hidrelétrica de Itaipu e a subestação de Carayaó do sistema ANDE. Esta linha com potencial de 220kV possui uma extensão de 210 km. O ponto monitorado é o terminal da subestação da Margem Direita (SE-MD), onde o transformador de corrente (TC) e o divisor capacitivo de potencial (DCP) foram modelados, e de onde se retiram os valores de corrente e tensão que serão levados como dados de entrada para o software Matlab [Mat92].

Cada caso proveniente do ATP é simulado em todos os algoritmos. Os resultados obtidos podem ser avaliados pela análise dos resultados gráficos apresentados. Nestes gráficos é plotada a trajetória da impedância no plano complexo, juntamente com a representação da curva do relé contendo os ajustes reais da proteção de distância da linha em estudo.

O relé de distância do circuito de 220kV em estudo apresenta como padrão de ajuste utilizar a característica de terceira zona como zona reversa. Sendo assim, para se compatibilizar a representação da curva do relé com o ajuste real implementado no circuito em estudo, foram representadas na característica de impedância utilizada nos algoritmos a primeira, a segunda e a quarta zona. A primeira zona com características de subalcance protege 80% da impedância da linha, já a segunda e a quarta zonas sobrealçam a linha, com valores de 120% e 210% respectivamente.

Para se analisar o desempenho dos algoritmos dos relés, foram desenvolvidos modelos com o *software* MATLAB. Foi criado um modelo específico para cada algoritmo com sub-rotinas para os tipos de falta simuladas (monofásica e bifásica), também foi adicionado a estes modelos uma característica de impedância (diagrama R-X) para cada tipo de falta, conforme mostrado na figura 5.4, com os ajustes reais utilizados no circuito de 220kV representado. Os algoritmos simulados e avaliados são o Fourier ciclo completo, recursivo de Fourier e recursivo de Fourier com equação diferencial.

Nos modelos desenvolvidos foi considerado a compensação de seqüência zero própria (K_0) no cálculo da impedância para as faltas monofásicas.

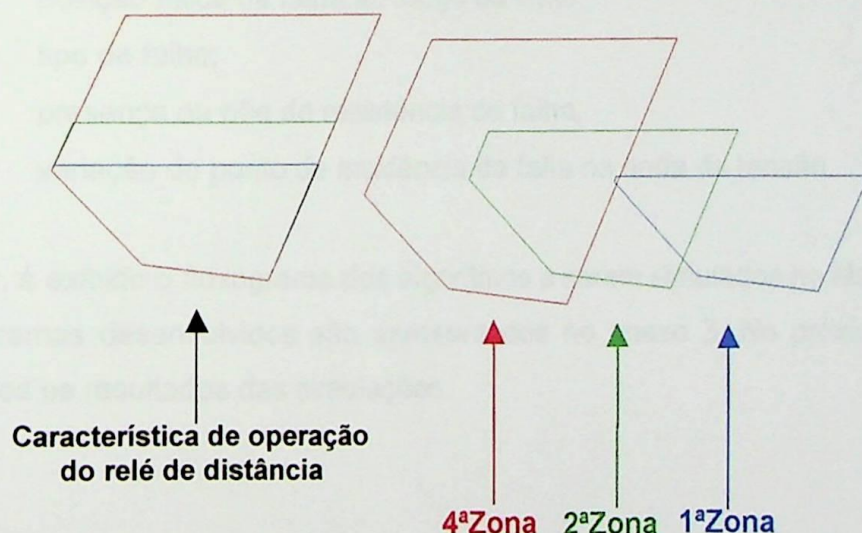


Figura 5.4 – Representação da característica de operação ajustada no relé de distância com suas zonas de proteção.

Em [IBS87], é apresentado um fator de segurança para garantir que a impedância realmente atingiu a característica do relé e que existe uma perturbação no sistema protegido. Somente após o número de amostras no interior da característica exceder o limite ajustado é que se iniciam as ações de desligamento. Com base nisto, nos algoritmos simulados no Matlab foram usadas 4 amostras como fator de segurança para a atuação da primeira zona do relé ou para início da contagem dos tempos da segunda e quarta zonas.

Para se garantir a eficiência dos modelos com os algoritmos, cada qual foi ajustado com casos de curto circuito aplicados dentro da linha de transmissão em estudo, bem na frente do relé, de modo que fosse possível se conhecer a resposta esperada e, desta forma, saber se o modelo do algoritmo estava correto. Este ajuste foi realizado com todos os três algoritmos tanto para a falta monofásica como para a bifásica.

A partir daí, passou-se à avaliação dos algoritmos através das diferentes características simuladas, tais como:

- variação do número de amostras por ciclo;
- retirada da filtragem anti-aliasing;
- posição física da falha ao longo da linha;
- tipo de falha;
- presença ou não de resistência de falha;
- variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão.

A seguir, é exibido o fluxograma dos algoritmos a serem simulados no Matlab, sendo que os programas desenvolvidos são apresentados no anexo 3. No próximo capítulo são mostrados os resultados das simulações.

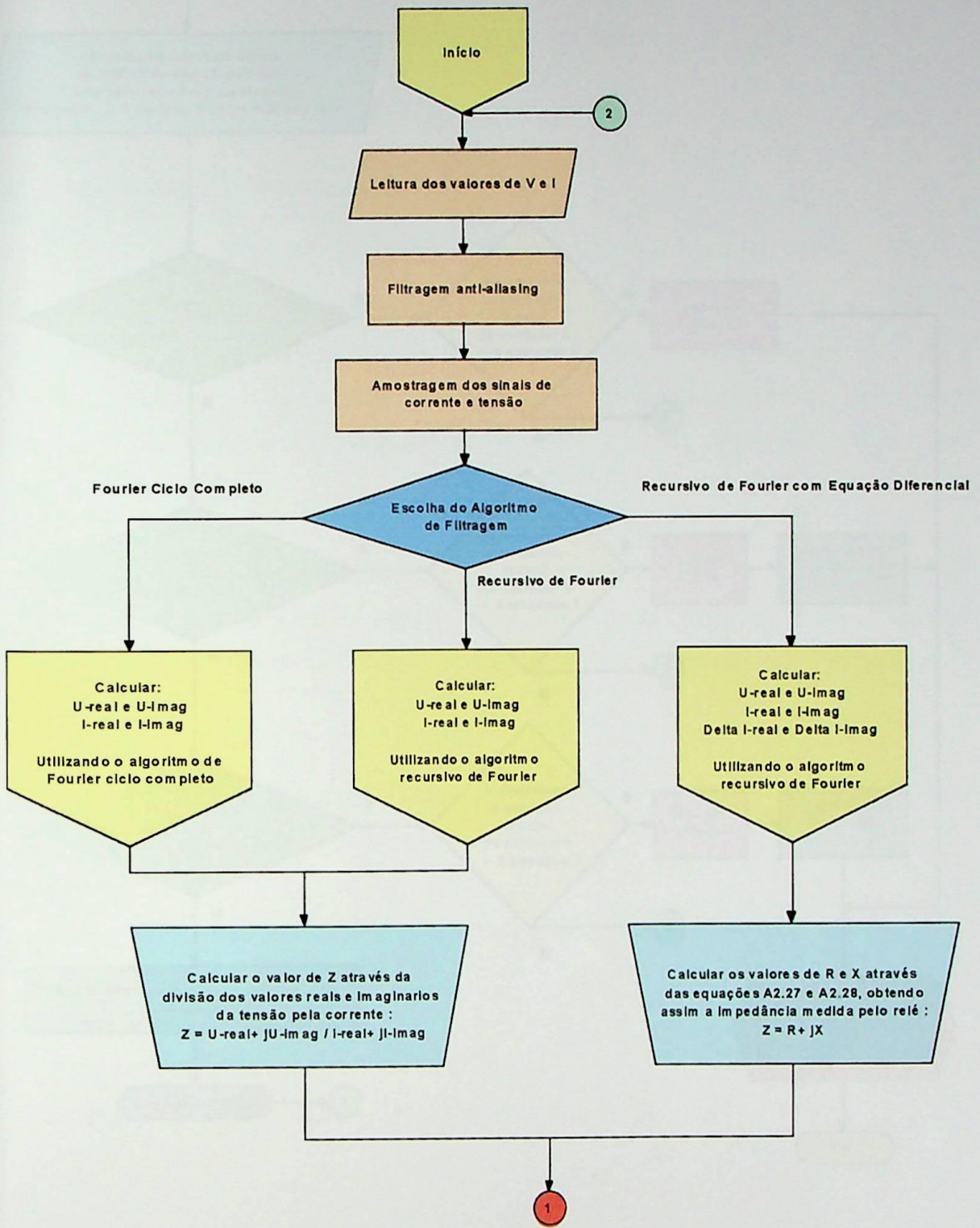


Figura 2.9 - Fluxograma do algoritmo de cálculo da impedância Z a partir dos sinais de tensão e corrente.

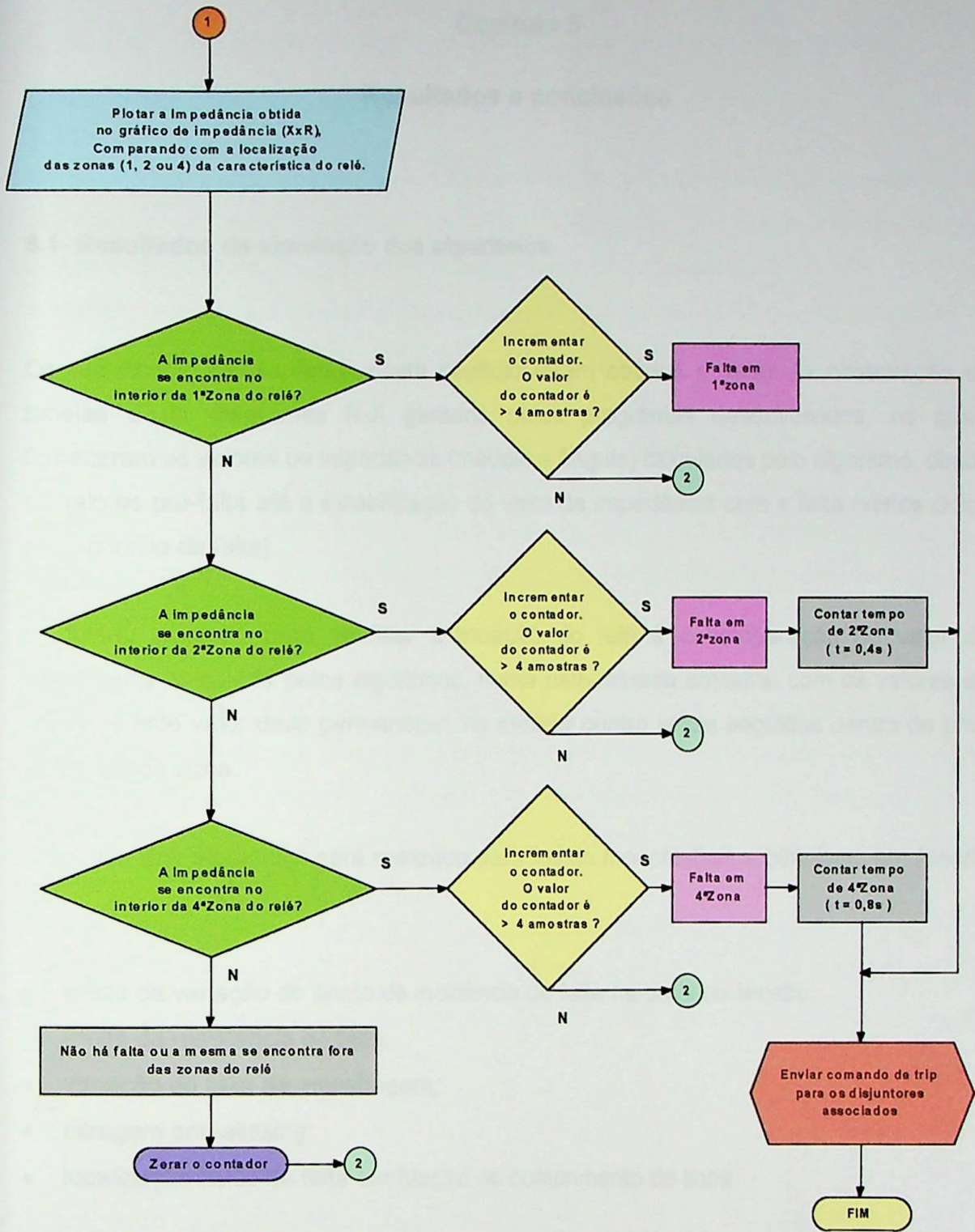


Figura 5.5 – Fluxograma do programa do relé digital com os três algoritmos de filtragem

Capítulo 6

Resultados e conclusões

6.1- Resultados da simulação dos algoritmos

Os resultados apresentados neste capítulo foram obtidos a partir da observação de tabelas e de diagramas R-X gerados pelos programas desenvolvidos, os quais forneceram os valores de impedância (módulo e ângulo) calculados pelo algoritmo, desde os valores pré-falta até a estabilização do valor da impedância com a falta (vários ciclos após o início da falta).

O critério utilizado para verificar a atuação do relé é a comparação do valor da impedância calculada pelos algoritmos, numa determinada amostra, com os valores de ajuste; e este valor deve permanecer, no mínimo quatro vezes seguidas dentro de uma determinada zona.

A análise dos algoritmos será realizada para falhas monofásicas e bifásicas, em função de:

- efeito da variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão;
- efeito da resistência de falta;
- variação da taxa de amostragem;
- filtragem anti-aliasing;
- localização física da falta em função do comprimento da linha.

6.1.1- Efeito da variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão

Conforme descrito por [Vit78], quando da ocorrência de um curto circuito num sistema de potência, há o aparecimento de dois tipos distintos de fenômenos transitórios. Um aparece devido à descarga da energia magnética armazenada, principalmente nas fontes e nas indutâncias das linhas de transmissão e é caracterizada por um deslocamento da corrente, relativo ao eixo do tempo, que decresce exponencialmente, sendo conhecido como transitório de corrente contínua. O outro tipo de transitório aparece devido à rápida descarga da energia elétrica armazenada nas capacitâncias das linhas de transmissão e é caracterizado por oscilações amortecidas de altas frequências nos sinais de tensão e de corrente. Este tipo de transitório é dominante quando a falta ocorre num ponto de pico da tensão, enquanto que o de corrente contínua aparece predominantemente quando a tensão passa por zero.

Desta forma, foram simuladas faltas em três pontos distintos da onda de tensão : falta aplicada no instante que a tensão passava por zero, por seu valor máximo (pico) e por um valor intermediário, com o objetivo de se poder avaliar o comportamento dos algoritmos perante aos fenômenos transitórios presentes no sinal de corrente e tensão.

Visando exemplificar e mostrar o produto das simulações, serão apresentados todos os gráficos obtidos para um primeiro caso, o da falta no instante que a onda de tensão passa por zero, com um curto monofásico (fase A) localizado a 5 Km da subestação da Margem Direita.

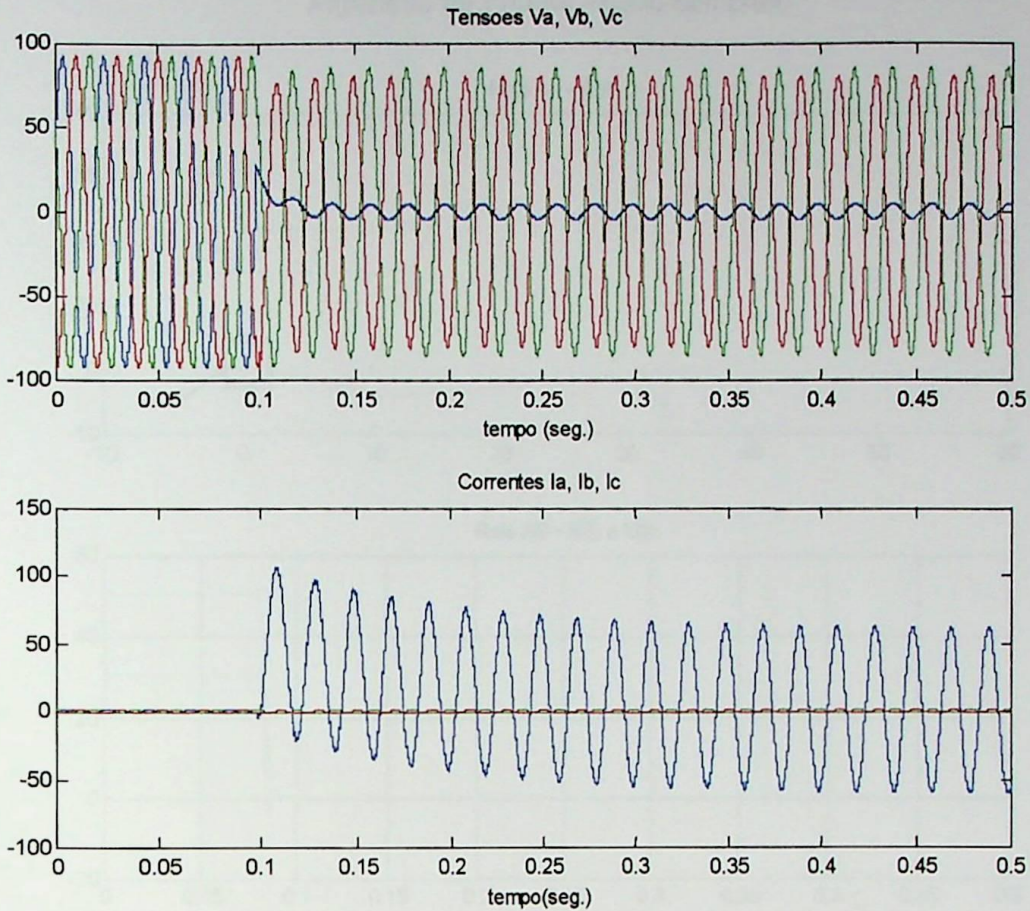
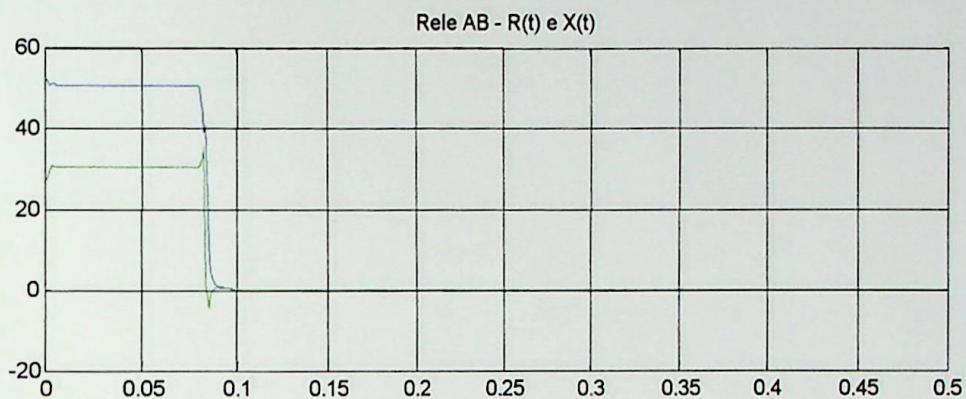
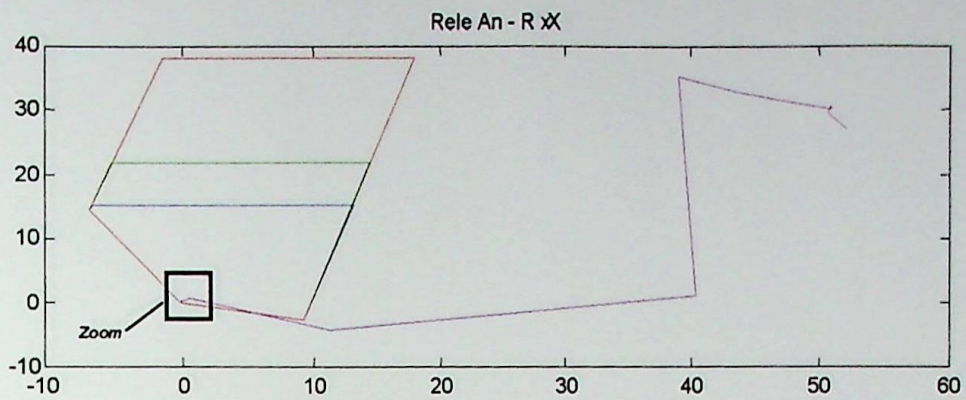


Figura 6.1 – Corrente e tensão (fases A, B e C) no instante do curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero

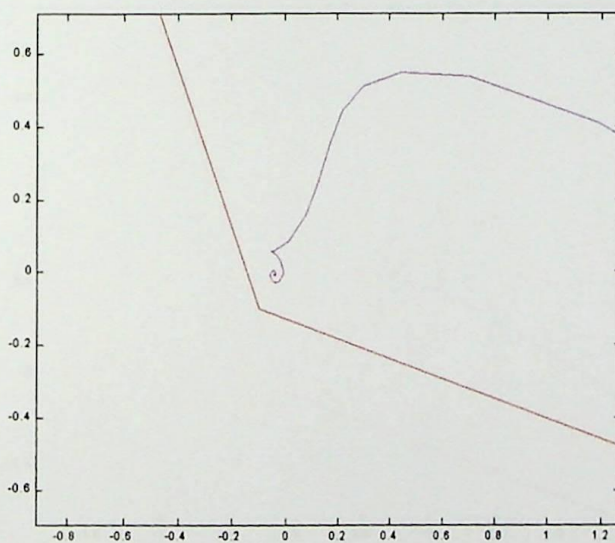
Estas curvas das três tensões e das três correntes mostradas na figura 6.1 são obtidas dos dados de entrada do programa, provenientes da simulação no ATP. Pode-se verificar a componente DC presente na corrente da fase em curto, bem como a variação nas tensões das três fases devido a falha.

Com as tensões e correntes submetidas à filtragem anti-aliasing e amostradas à taxa de 16 amostras por ciclo, os sinais estão preparados para serem utilizados como dados de entrada dos algoritmos de Fourier ciclo completo, recursivo de Fourier e recursivo de Fourier com equação diferencial. A trajetória que a impedância desenvolve no plano complexo, juntamente com a representação da curva do relé contendo os ajustes reais da proteção de distância da linha em estudo, são mostrados nas figuras 6.2, 6.3 e 6.4 a seguir.

Algoritmo de Fourier - Ciclo completo



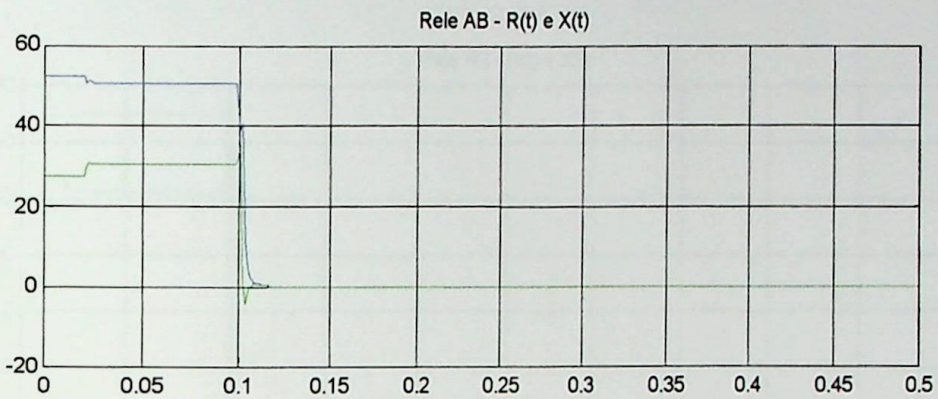
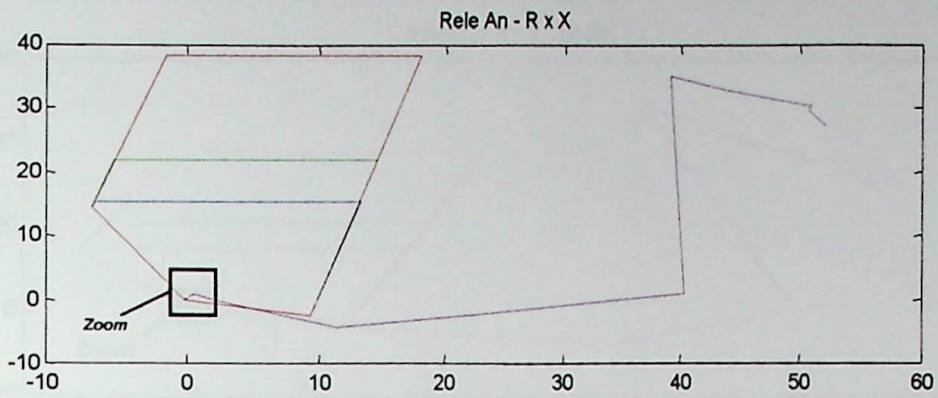
(a) (b)



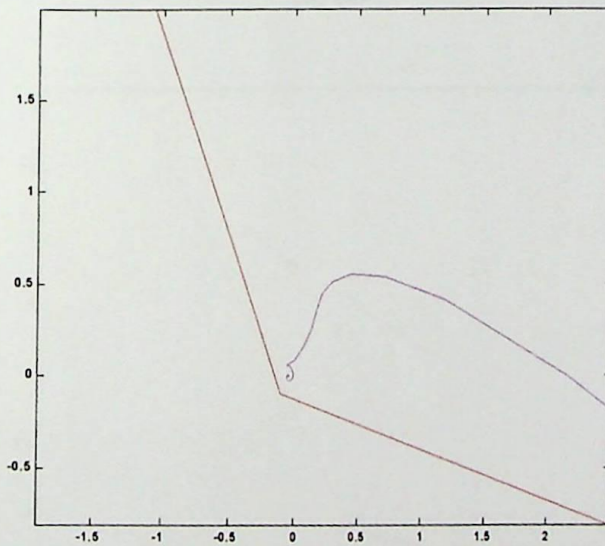
(c)

Figura 6.2 – Curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero
(a) Trajetória da impedância Z_{an} ; (b) X e R em função do tempo;
(c) *Zoom* da trajetória da impedância na característica de 1ª Zona do relé
(Algoritmo de Fourier - Ciclo completo)

Algoritmo recursivo de Fourier



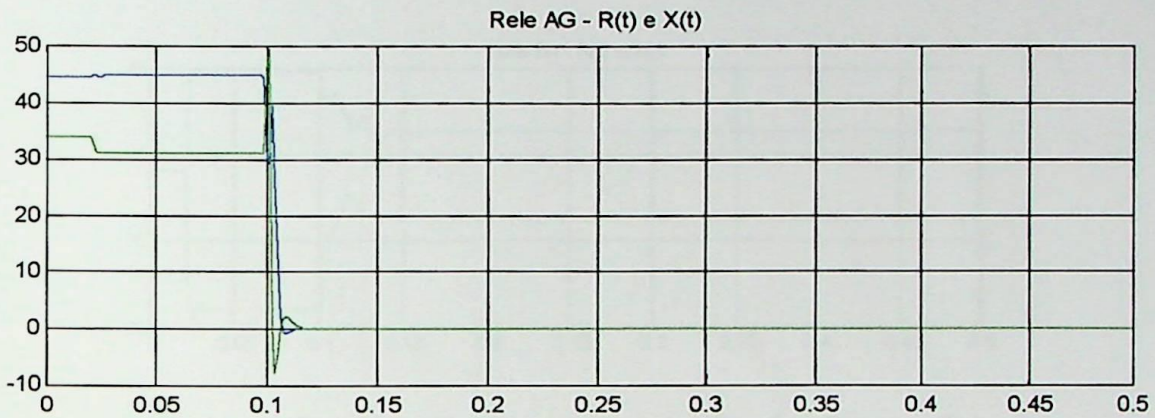
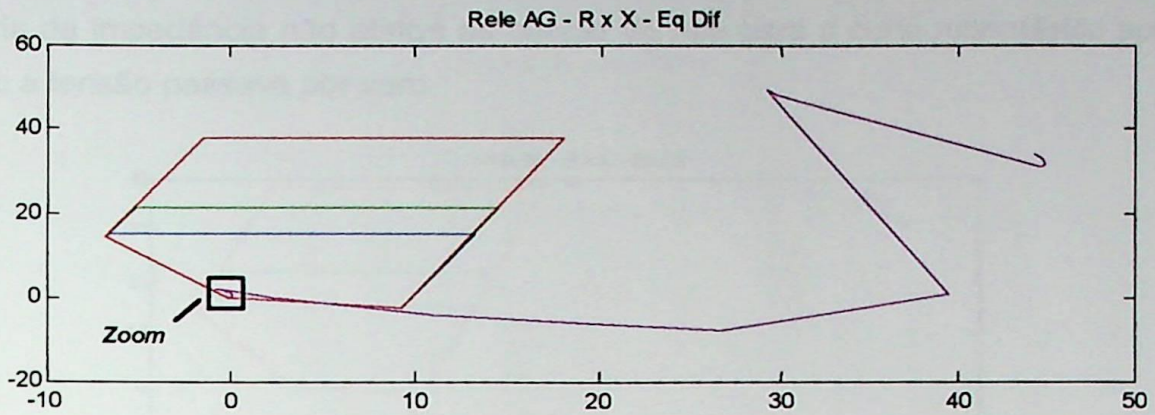
(a) (b)



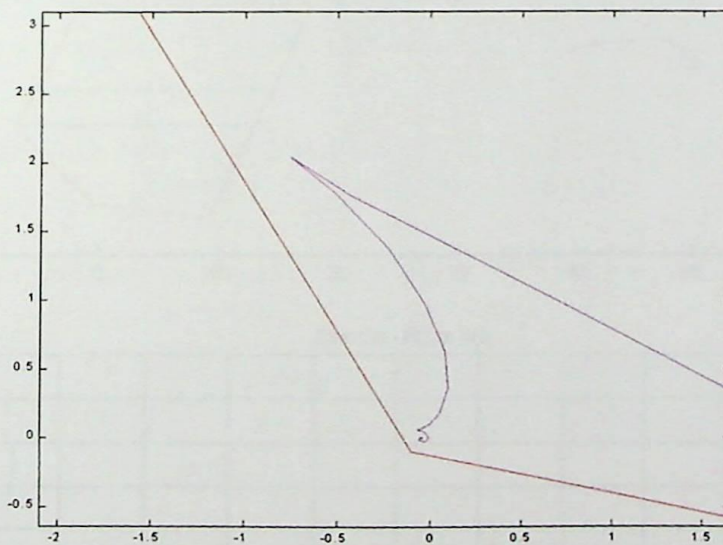
(c)

Figura 6.3 – curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero
(a) Trajetória da impedância Z_n ; (b) X e R em função do tempo;
(c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª Zona do relé
(Algoritmo recursivo de Fourier)

Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial



(a) (b)



(c)

Figura 6.4 – curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero
(a) Trajetória da impedância Z_{an} ; (b) X e R em função do tempo
(c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª Zona do relé
(Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial)



Nas figuras 6.5 e 6.6, é mostrado o comportamento da impedância nas fases sãs (B e C) para o Algoritmo recursivo de Fourier. Nestas figuras se percebe que corretamente a trajetória da impedância não atinge as curvas do relé para o curto monofásico aplicado quando a tensão passava por zero.

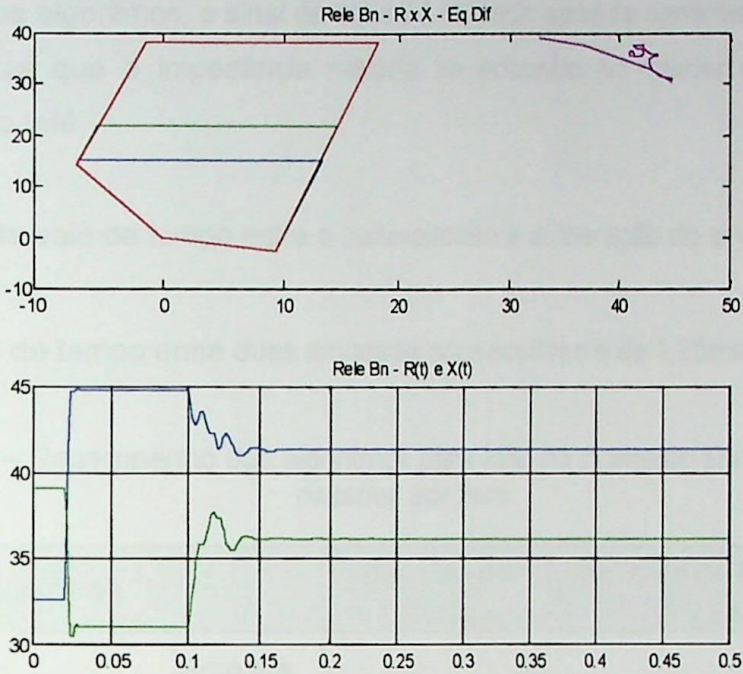


Figura 6.5 – Algoritmo recursivo de Fourier (fases sãs)

(a) Trajetória da impedância Z_{bn} ; (b) X e R em função do tempo

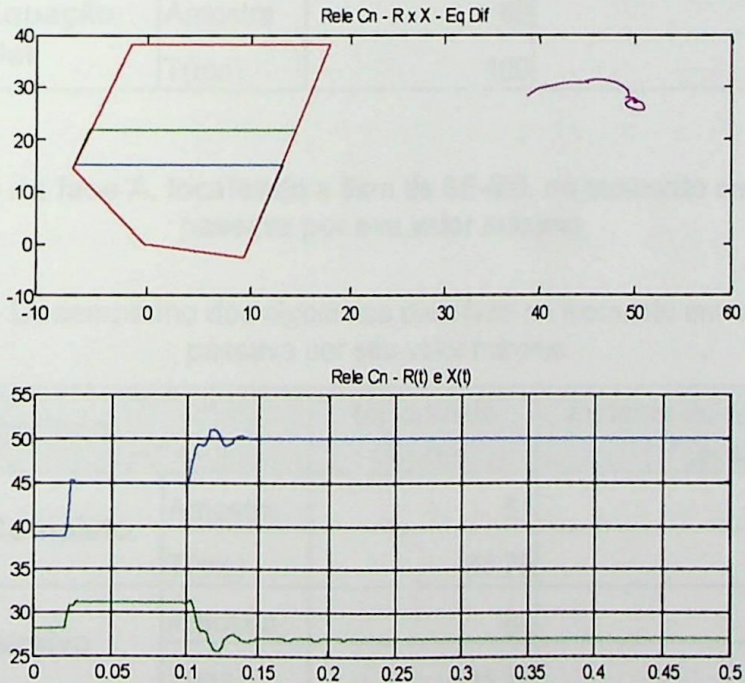


Figura 6.6 – Algoritmo recursivo de Fourier (fases sãs)

(a) Trajetória da impedância Z_{cn} ; (b) X e R em função do tempo

Desempenho dos algoritmos

Curto aplicado na fase A localizado a 5km da SE-MD, no momento em que a tensão passava por zero

- Em todos os algoritmos, o sinal de *trip* só é liberado após se confirmar em 4 amostras consecutivas que a impedância medida se encontra no interior da característica ajustada no relé.
- “ ΔT ” é o intervalo de tempo entre o curto-circuito e a liberação do sinal de *trip*.
- O intervalo de tempo entre duas amostras consecutivas é de 1,25ms.

Tabela 6.1 – Desempenho dos algoritmos para falta no momento em que a tensão passava por zero

Algoritmo		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)
Fourier Ciclo Completo	Amostra	65	73	10
	T(ms)	81.25	91.25	
Fourier Recursivo	Amostra	80	88	10
	T(ms)	100	110	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	80	90	12.5
	T(ms)	100	112.5	

Curto aplicado na fase A, localizado a 5km da SE-MD, no momento em que a tensão passava por seu valor máximo

Tabela 6.2 – Desempenho dos algoritmos para falta no momento em que a tensão passava por seu valor máximo.

Algoritmo		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)
Fourier Ciclo Completo	Amostra	51	58	8.75
	T(ms)	63.75	72.5	
Fourier Recursivo	Amostra	67	73	7.5
	T(ms)	83.75	91.25	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	67	77	12.5
	T(ms)	83.75	96.25	

Curto aplicado na fase A, localizado a 5km da SE-MD, em uma posição intermediária da onda de tensão

Tabela 6.3 – Desempenho dos algoritmos para falta aplicada em um ponto intermediário da onda de tensão

Algoritmo		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	$\Delta T(ms)$
Fourier Ciclo Completo	Amostra	55	64	11.25
	T(ms)	68.75	80	
Fourier Recursivo	Amostra	70	79	11.25
	T(ms)	87.5	98.75	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	70	87	21.25
	T(ms)	87.5	108.75	

As figuras 6.2 até 6.6 ilustram o comportamento da trajetória da impedância medida por cada algoritmo simulado para a condição de falta monofásica aplicada no momento que a tensão passava por zero. As tabelas 6.1 até 6.3 mostram o desempenho dos algoritmos para a condição de ponto de início de falta mostrada pelas figuras, e também para outras duas condições, a da falta aplicada no ponto máximo da tensão e por último a condição da falta monofásica aplicada em um ponto intermediário da onda de tensão.

McLaren e Redfern observaram em [McR75] que a trajetória da impedância no diagrama R-X é determinada pela combinação das informações pré e pós-falta durante o período transitório e pelas interferências causadas pelas componentes harmônicas, inter-harmônicas e exponencial. Com a falta ocorrendo no momento em que a tensão passa por zero, a forma de onda da corrente contém uma grande parcela de componente exponencial, sendo responsável pelo efeito espiralado que se forma na trajetória quando a impedância está convergindo para o valor real pós-falta. Neste trabalho, também é mostrado que o efeito “estrela” que a trajetória da impedância apresenta quando a mesma está convergindo para o valor real pós-falta se deve às componentes não harmônicas, e o tamanho da “estrela” é dependente da amplitude e da frequência da interferência.

Pelos resultados obtidos nos casos simulados observa-se que a variação do ponto de início da falta apresenta alguma influência no desempenho dos algoritmos, principalmente no tocante à variação na trajetória da impedância. Isto pode ser mais

notado no Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial, onde devido à descontinuidade inicial ocorrida nos valores de corrente e tensão devido à falta, a trajetória da impedância sofre uma brusca variação, provocando um atraso no *trip* em relação aos outros dois algoritmos, conforme verificado na tabela 6.3 e mostrado na figura 6.7 .

Em relação aos algoritmos de Fourier ciclo completo e recursivo de Fourier, pode-se afirmar que o instante de aplicação da falta na forma de onda da tensão não apresenta influência significativa no cálculo da impedância, bem como no instante de detecção da falta e emissão do sinal de *trip*.

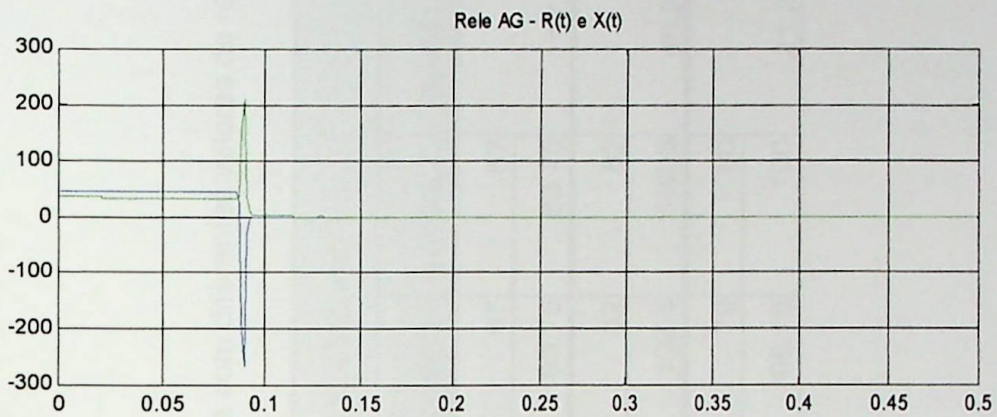
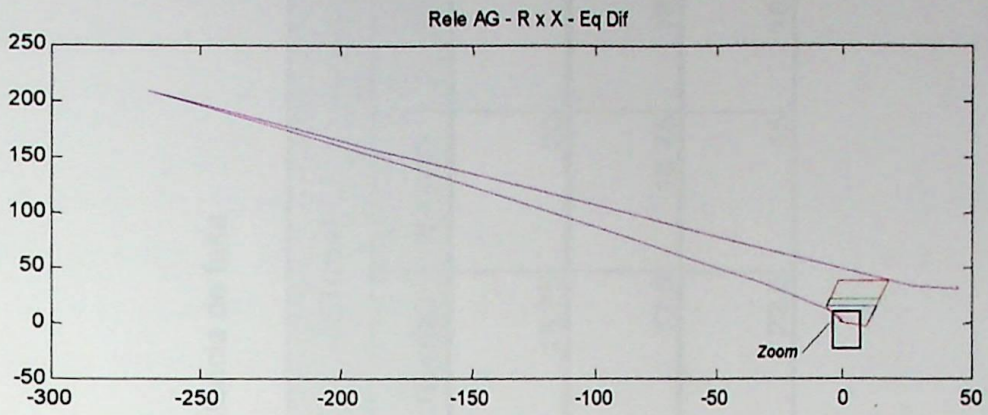
6.1.2- Efeito da resistência de falta

A principal consequência que a resistência de falta impõe aos relés de distância é a possibilidade de levar a impedância medida para fora da característica ajustada no relé.

Os arcos são bastante variáveis e não se dispõe de dados específicos de campo sobre eles, o que existem são valores baseados em fórmulas empíricas [War77], que são função da corrente de curto circuito, do comprimento do arco, etc. O que ocorre, na prática, com a resistência de falta, é que ela se inicia com um valor baixo (a partir do instante da falta e nos primeiros ciclos), para com o tempo crescer exponencialmente atingindo um valor elevado e retornando a zero quando o arco é interrompido. Portanto, com este comportamento, está mais que caracterizado que a resistência de falta é um elemento não linear.

Desta forma, dependendo de tantas variáveis, a representação da resistência de falta para se poder avaliar o comportamento dos diferentes algoritmos foi realizada nas simulações com o ATP com valores fixos (valores estes dentro de uma faixa mais comumente utilizada em cálculos de ajustes de relés de distância). Os valores considerados de resistência de falta foram 10, 20, 30 e 40 Ω .

Para permitir a análise, foram simulados curtos monofásicos na linha LI 220kV MD-CYO a 20km da subestação da Margem Direita com e sem resistência de falta. Os resultados são apresentados na tabela 6.4.



(a) (b)



(c)

Figura 6.7 - Falta aplicada em um ponto intermediário da onda de tensão
 (a) Trajetória da impedância Z_{an} ; (b) X e R em função do tempo; (c) Zoom da trajetória da impedância na característica de 1ª Zona do relé
 (Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial)

Curto aplicado na fase A, localizado a 20 km da SE-MD, variando o valor da resistência de falta

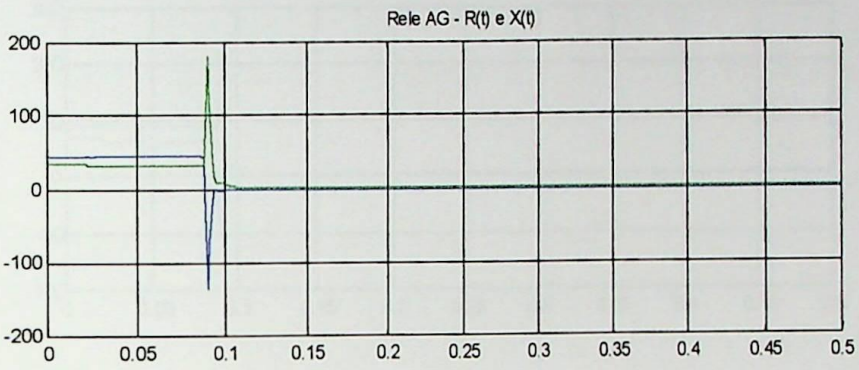
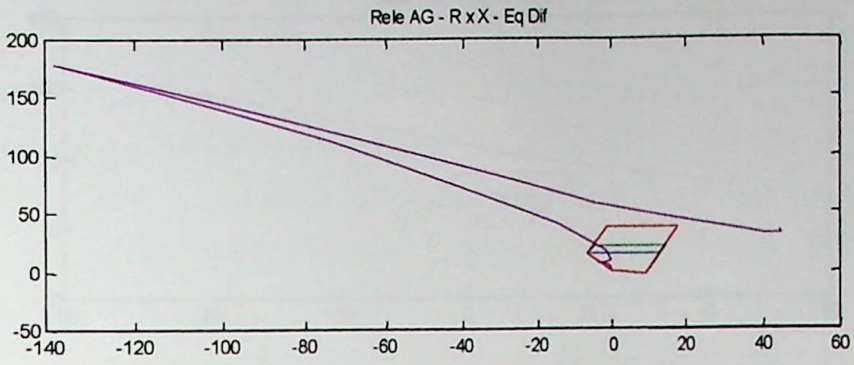
Tabela 6.4 – Desempenho dos algoritmos para falta monofásica com diferentes valores de resistência de falta

Algoritmo	Instante do Curto	Instante da Atuação (1ª Zona)						ΔT (ms)				
		$R_f=0\Omega$	$R_f=10\Omega$	$R_f=20\Omega$	$R_f=30\Omega$	$R_f=0\Omega$	$R_f=10\Omega$	$R_f=20\Omega$	$R_f=30\Omega$			
Fourier Ciclo Completo	Amostra	65	66	67	67							
	T(ms)	81.25	82.5	83.75	83.75	17.5	18.75	20	20			
Fourier Recursivo	Amostra	80	81	82	82							
	T(ms)	100	101.25	102.5	102.5	16.25	17.5	18.75	18.75			
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	84	85	79	80							
	T(ms)	105	106.25	98.75	100	21.25	22.5	15	16.25			

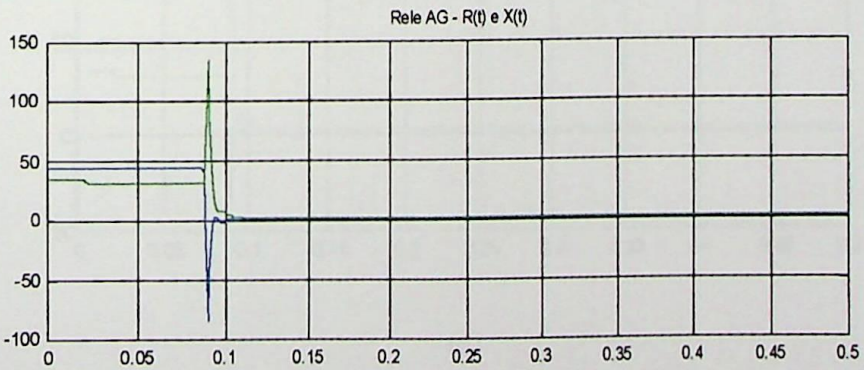
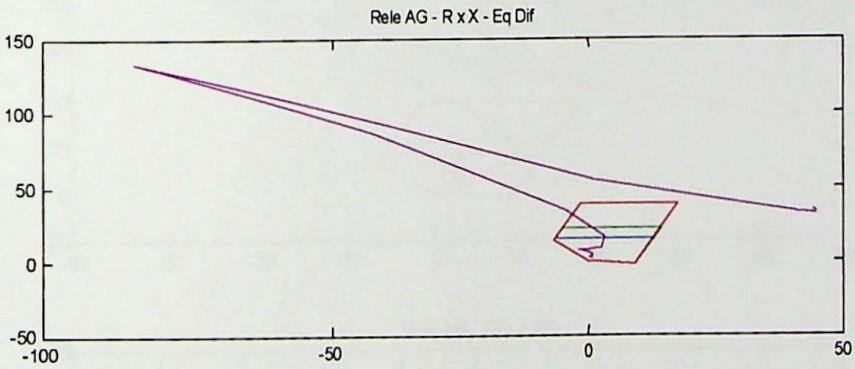
Conforme mostrado pela tabela 6.4, com exceção do algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial, os outros algoritmos apresentaram uma tendência de pequeno aumento no tempo de atuação com o aumento da resistência de falta.

Com o aumento da resistência de falta, o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial apresentou uma diminuição no seu tempo de atuação, o que pode ser justificado pelo deslocamento do ponto de convergência da impedância pós-falta para a direita devido o aumento da resistência de falta, ocorrendo também uma diminuição no desvio existente na trajetória da impedância. Este desvio provocado pela descontinuidade inicial nos valores de corrente e tensão em virtude da falta, ocorre nos primeiros instantes e após algumas amostras retorna aos valores reais. Com o aumento da resistência de falta, a convergência da trajetória da impedância se desloca para a direita, fazendo com que as amostras atinjam a característica do relé mais rapidamente chegando mais rápido a detecção da falta, conforme pode se visualizado na figura 6.8.

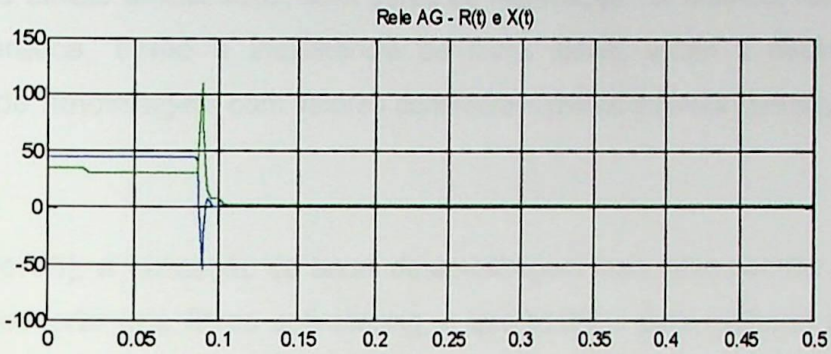
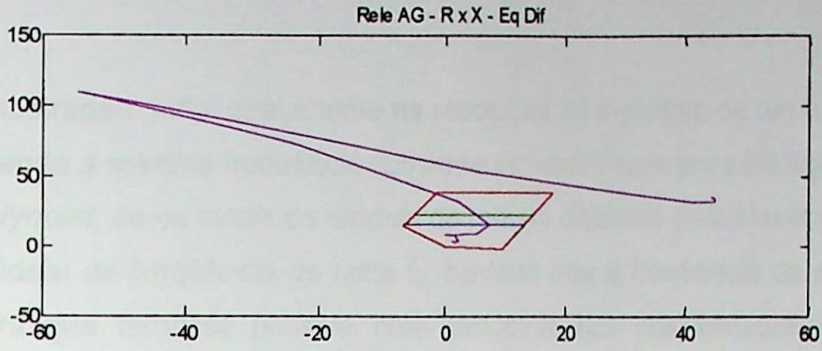
Um outro fator que merece ser comentado e que pode prejudicar o desempenho dos algoritmos é o fenômeno que ocorre em linhas de transmissão não radiais, descrito por [Bla87]. Durante um curto-circuito ocorre o recebimento de contribuição dos terminais para a falha, fazendo com que a corrente que circula na resistência de falta seja composta pelo somatório das correntes de curto circuito proveniente de ambos os lados (*Infeed*). Esta situação pode ser responsável por subalcançe ou mesmo pela recusa de atuação do relé, dependendo do valor final da impedância medida pelo mesmo e de sua trajetória na característica ajustada.



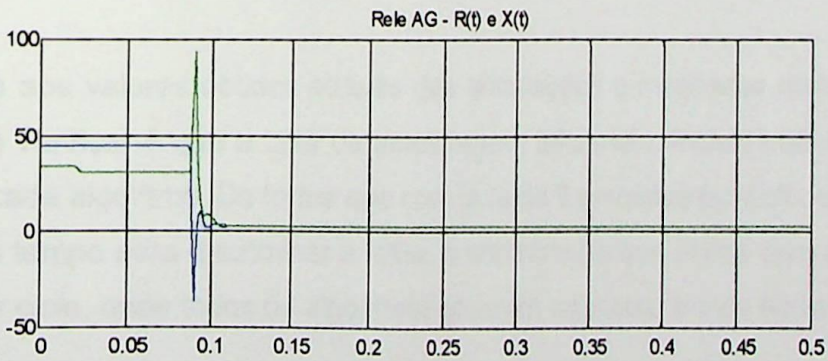
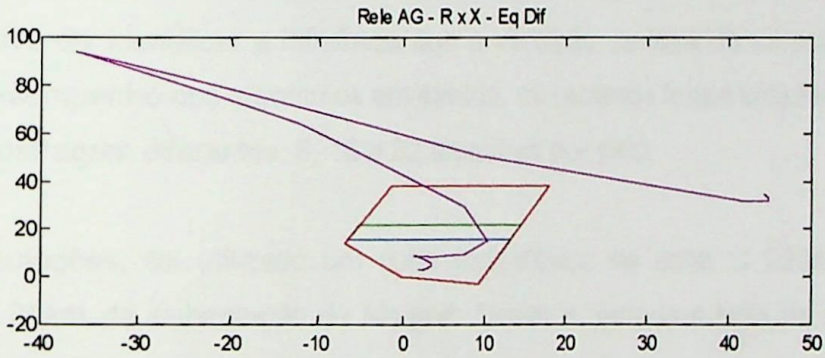
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.8 - Trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica a 20km da SE-MD com variação no valor da resistência de falta: (a) $R_f=0\Omega$; (b) $R_f=10\Omega$; (c) $R_f=20\Omega$ e (d) $R_f=30\Omega$

6.1.3- Variação da taxa de amostragem

A taxa de amostragem influi diretamente na resolução do algoritmo de um relé digital, já que dela depende a máxima frequência que pode ser identificada por este algoritmo. Pelo teorema de *Nyquist*, se os sinais de entrada do relé de distância passassem por um filtro passa baixa ideal de frequência de corte f_c , bastaria que a frequência de amostragem fosse $2f_c$ para que tornasse possível obter amostras que possibilitassem reconstruir totalmente os sinais amostrados, sem perda de informação. No entanto, considerações de ordem prática, como a inexistência de filtros ideais, levam à necessidade de frequências de amostragem com valores consideravelmente maiores que aquele mínimo $2f_c$.

Conforme [Ver95], a utilização de taxas de amostragem mais altas permite aumentar a frequência de corte dos filtros anti-*aliasing*, o que contribui para melhorar o tempo de resposta do relé. Neste trabalho a taxa de amostragem utilizada nos algoritmos é a de 16 amostras/ciclo.

Com o objetivo de identificar a influência que a variação da taxa de amostragem pode causar no desempenho dos algoritmos em estudo, os mesmos foram simulados com três taxas de amostragem diferentes, 8, 16 e 32 amostras por ciclo.

Para as simulações, foi utilizado um curto monofásico na linha LI 220kV MD-CYO, localizado a 20km da subestação da Margem Direita e variada a taxa de amostragem para os três algoritmos em estudo.

Com relação aos valores obtidos através das simulações e mostrados na tabela 6.5, o que se pode verificar é que a taxa de amostragem influencia diretamente no tempo de atuação de cada algoritmo. De forma que com taxa de 8 amostras por ciclo, os algoritmos gastam mais tempo para discriminar a falha, o contrário do que ocorre com a taxa de 32 amostras por ciclo, onde todos os algoritmos atuaram no menor tempo (faixa de 10ms).

Curto aplicado na fase A, localizado a 20 km da SE-MD, variando a taxa de amostragem

Tabela 6.5 – Desempenho dos algoritmos para falta monofásica com três valores diferentes de taxa de amostragem

Algoritmo		8 amostras/ciclo			16 amostras/ciclo			32 amostras/ciclo		
		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)
Fourier Ciclo Completo	Amostra	28	35		55	65		101	120	
	T(ms)	70	87.5	17.5	68.75	81.25	12.5	63.125	75	11.875
Fourier Recursivo	Amostra	35	42		70	80		134	151	
	T(ms)	87.5	105	17.5	87.5	100	12.5	83.75	94.375	10.625
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	35	48		70	84		134	149	
	T(ms)	87.5	120	32.5	87.5	105	17.5	83.75	93.125	9.375

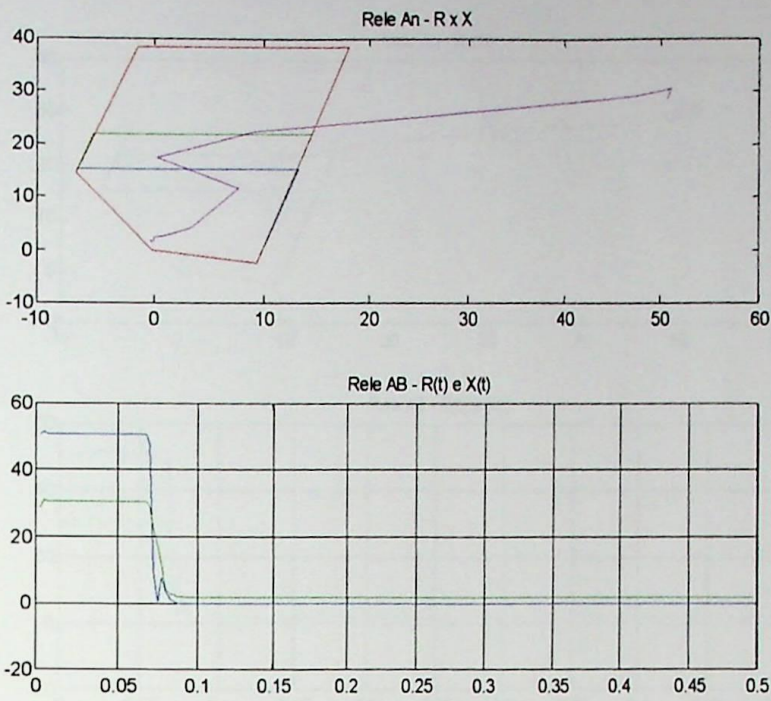


Figura 6.9 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 8 amostras/ciclo

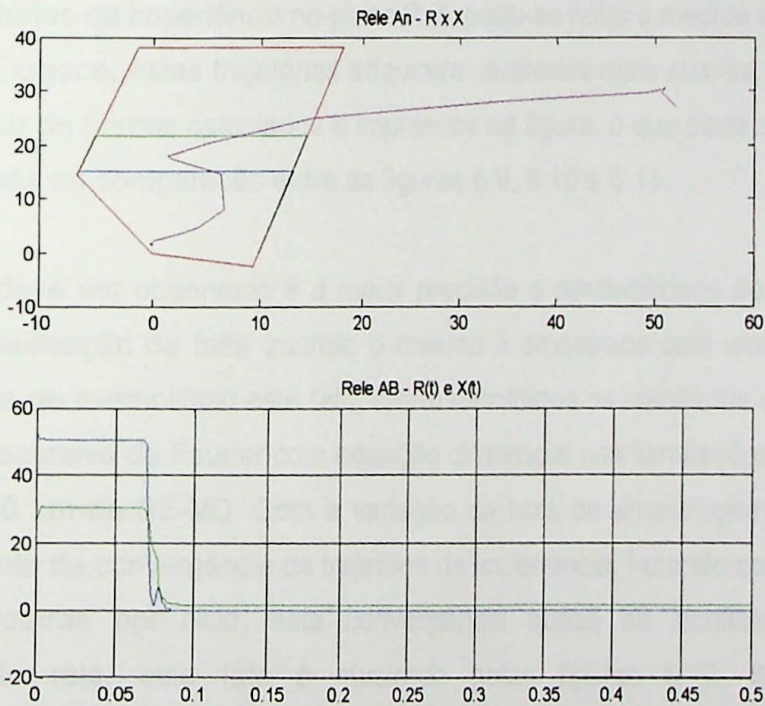


Figura 6.10 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 16 amostras/ciclo

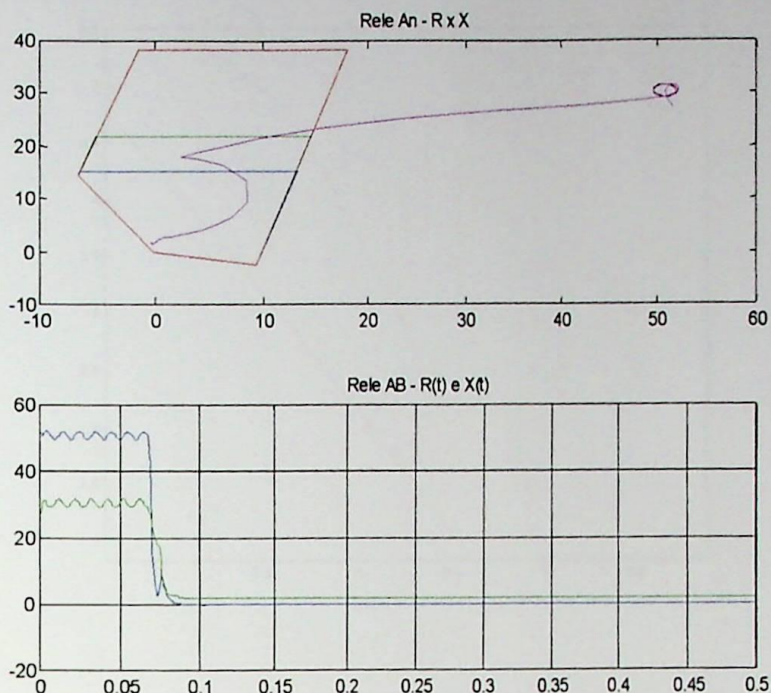


Figura 6.11 - Trajetória da impedância para o algoritmo de Fourier ciclo completo para falta monofásica a 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 32 amostras/ciclo

Quanto às trajetórias da impedância no plano R-X, pode-se notar à medida em que a taxa de amostragem cresce, estas trajetórias adquirem contornos mais suaves, isto devido a um maior número de pontos calculados e impressos na figura, o que pode ser facilmente observado através da comparação entre as figuras 6.9, 6.10 e 6.11.

Um ponto que deve ser observado é a maior precisão e confiabilidade do algoritmo na detecção e classificação da falta quando o mesmo é amostrado com uma taxa maior. Com a finalidade de exemplificar este fato, foram escolhidos os resultados apresentados pelo algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial nas simulações para o curto monofásico a 20 km da SE-MD. Com a variação da taxa de amostragem, houve uma mudança no ponto de convergência da trajetória da impedância, fazendo com que para a taxa de 8 amostras por ciclo, esta convergência quase se localizasse fora da característica do relé, este fato é mostrado pelas figuras 6.12, 6.13 e 6.14.

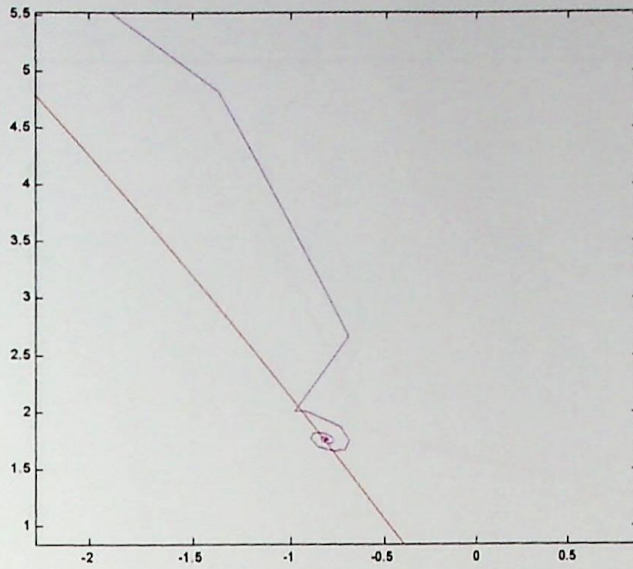


Figura 6.12 – Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 8 amostras/ciclo;

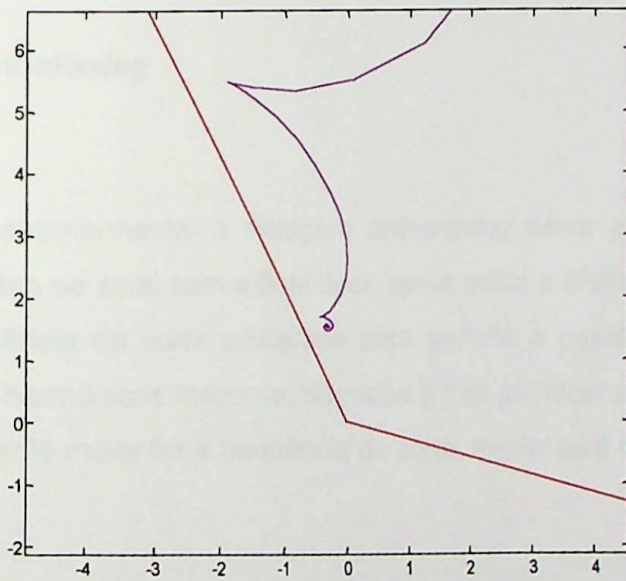


Figura 6.13 – Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 16 amostras/ciclo

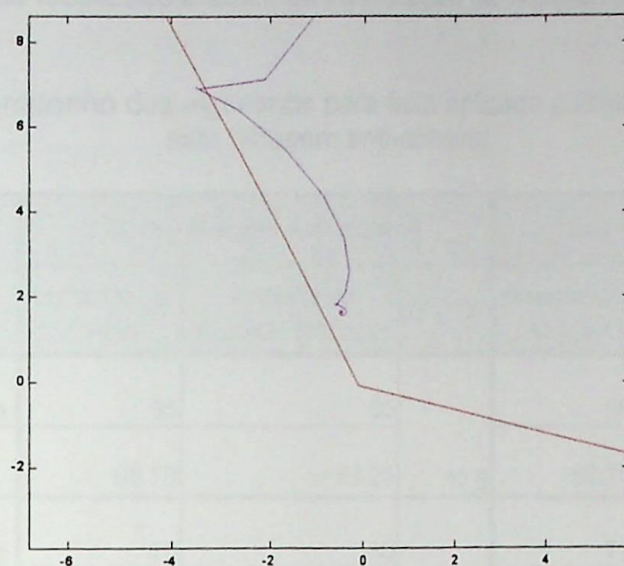


Figura 6.14 – Ponto de convergência da trajetória da impedância para o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial para falta monofásica à 20km da SE-MD com taxa de amostragem de 32 amostras/ciclo

6.1.4- Filtragem anti-aliasing

Como já exposto anteriormente, a filtragem anti-aliasing serve para extrair as altas frequências presentes no sinal com a finalidade de se evitar o efeito do *aliasing*. O filtro deve possuir frequência de corte adequada para permitir a passagem da frequência fundamental e dos harmônicos menores, de modo a não provocar atraso excessivo. De um modo geral, quanto maior for a frequência de corte, menor será o atraso gerado pelo filtro.

O filtro utilizado nos algoritmos simulados é um filtro *Butterworth* de terceira ordem com frequência de corte de 180Hz. Foram realizadas simulações com os algoritmos com e sem a filtragem anti-aliasing em duas situações, conforme mostrado a seguir:

- Curto monofásico localizado a 20km da subestação da Margem Direita

Tabela 6.6 – Desempenho dos algoritmos para falta aplicada a 20km da SE-MD com e sem filtragem anti-aliasing

Algoritmo		Com Filtragem Anti-aliasing			Sem Filtragem Anti-aliasing		
		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	ΔT (ms)
Fourier Ciclo Completo	Amostra	55	65	12.5	55	64	11.25
	T(ms)	68.75	81.25		68.75	80	
Fourier Recursivo	Amostra	70	80	12.5	70	79	11.25
	T(ms)	87.5	100		87.5	98.75	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	70	84	17.5	70	83	16.25
	T(ms)	87.5	105		87.5	103.75	

- Curto monofásico na barra de 220kV da subestação de Carayaó (extremo da linha de transmissão)

Tabela 6.7 – Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada na barra de 220kV da SE Carayaó (ANDE) com e sem filtragem anti-aliasing

Algoritmo		Com Filtragem Anti-aliasing			Sem Filtragem Anti-aliasing		
		Instante do Curto	Instante da Atuação (2ªZona)	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Atuação (2ªZona)	ΔT (ms)
Fourier Ciclo Completo	Amostra	90	103	16.25	90	102	15
	T(ms)	112.5	128.75		112.5	127.5	
Fourier Recursivo	Amostra	105	118	16.25	105	117	15
	T(ms)	131.25	147.5		131.25	146.25	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	105	122	21.25	105	124	23.75
	T(ms)	131.25	152.5		131.25	155	

Pelos resultados apresentados, verifica-se que o fato de não se usar a filtragem anti-aliasing faz com que os algoritmos apresentem um tempo de atuação ligeiramente menor. A única exceção foi identificada com o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial no caso do curto no extremo da linha de transmissão (tabela 6.7). Neste caso ocorreu um atraso na detecção da falta por este algoritmo quando o mesmo é simulado sem a filtragem anti-aliasing. Isto pode ser justificado pela característica deste algoritmo, o qual apresenta uma descontinuidade acentuada nos valores da impedância calculada nos instantes iniciais após a falha, fato que o filtro anti-aliasing consegue atenuar fazendo com que a trajetória atinja a característica do relé um pouco mais cedo.

Os outros algoritmos possuem uma característica mais estável nos instantes iniciais após a falha, e isto faz com que sua resposta com e sem a filtragem anti-aliasing não sofra tanta diferença. A pequena diferença apresentada pode ser explicada pelo fato de que sem a filtragem os componentes do sinal com frequência superior à frequência de corte do filtro permanecem no mesmo, e apresentam uma certa influência durante o cálculo da impedância pelo algoritmo.

A influência da filtragem anti-aliasing para as grandezas de entrada do relé foi pequena, isto se justifica por não haver uma parcela significativa de componentes harmônicas nos sinais de corrente e tensão gerados pelos casos de curto-circuito simulados.

6.1.5- Localização física da falta em função do comprimento da linha

Neste item do trabalho, foram realizadas simulações com os algoritmos em estudo, variando-se a posição das falhas monofásicas e bifásicas ao longo da linha de transmissão e fora da mesma, com o objetivo de se levantar qual é o comportamento e sensibilidade destes algoritmos em relação às fronteiras entre as zonas ajustadas no relé. Foi verificado, também, o comportamento dos algoritmos para falhas na direção reversa ao sentido de monitoração do relé. Estas avaliações foram realizadas tomando como base a característica de operação do relé de distância representada no diagrama R-X e que possui a seguinte parametrização em relação a impedância da linha :

- primeira zona alcança 85% Z_{linha} ;
- segunda zona 120% Z_{linha} ;
- terceira zona não é utilizada (normalmente utilizada como zona reversa pelo relé simulado);
- quarta zona está ajustada em 210% Z_{linha} .

6.1.5.1 - Curto-circuito na frente do relé

O curto-circuito na frente do relé possui como característica apresentar tensões próximas de zero nas fases envolvidas na falha. Esta característica pode influenciar no desempenho do relé da mesma forma como ocorre com os relés de distância estáticos e eletromecânicos em operação no sistema elétrico. Nesta condição, vários são os fatores que apresentam influência na performance do algoritmo do relé, como a corrente de carga e ângulo de incidência da falta e, nos casos de simulação, a forma como os parâmetros são representados (parâmetros distribuídos ou parâmetros concentrados).

A seguir, é apresentado o resultado de duas simulações com os algoritmos em estudo para curto-circuito na frente do relé: um monofásico e outro bifásico.

Tabela 6.8 – Desempenho dos algoritmos para falta monofásica aplicada à frente do relé

Algoritmo		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	$\Delta T(\text{ms})$
Fourier Ciclo Completo	Amostra	65	73	10
	T(ms)	81.25	91.25	
Fourier Recursivo	Amostra	80	88	10
	T(ms)	100	110	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	80	90	12.5
	T(ms)	100	112.5	

Tabela 6.9 – Desempenho dos algoritmos para falta bifásica aplicada à frente do relé

Algoritmo		Instante do Curto	Instante da Atuação (1ªZona)	$\Delta T(\text{ms})$
Fourier Ciclo Completo	Amostra	105	115	12.5
	T(ms)	131.25	143.75	
Fourier Recursivo	Amostra	120	129	11.25
	T(ms)	150	161.25	
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	120	136	20
	T(ms)	150	170	

Pelos resultados apresentados, verifica-se que para os casos simulados os algoritmos obtiveram um bom desempenho, não houve nenhum atraso excessivo e nenhuma recusa de atuação. Para o curto-circuito bifásico (tabela 6.9), o tempo de atuação do algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial foi bem superior ao tempo dos outros dois algoritmos simulados, fato motivado pela variação da impedância calculada por este algoritmo nos instantes iniciais da falha. Isto pode ser bem visualizado através da figura 6.15, onde é possível realizar a comparação da trajetória da impedância dos algoritmos recursivo de Fourier com equação diferencial e recursivo de Fourier

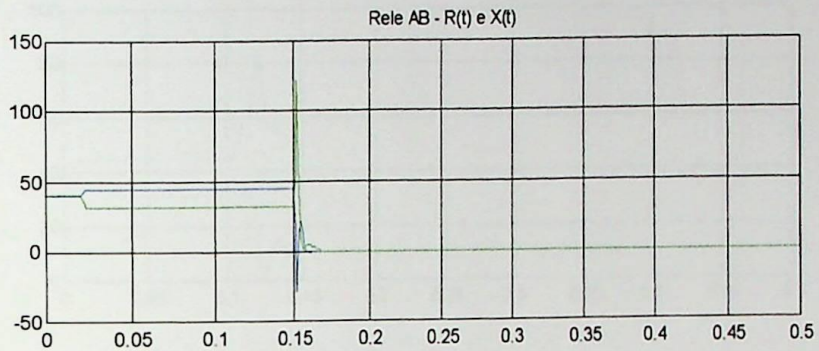
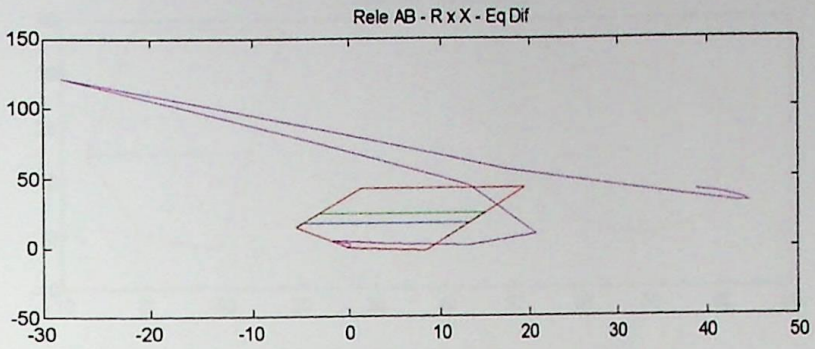
6.1.5.2 - Curto-circuito atrás do relé (falta reversa)

A proteção de distância é projetada para não atuar para falhas localizadas atrás do ponto onde o relé se encontra instalado (falhas reversas). Nos relés de distância, existe a medição de zona reversa, a qual é utilizada em esquemas de teleproteção para bloquear a atuação do terminal remoto da linha onde o relé se encontra. Com o objetivo de se avaliar o comportamento dos algoritmos estudados neste trabalho para falhas reversas, foram simulados curtos-circuitos bifásico e monofásico na barra de 500kV da subestação da Margem Direita (logo atrás do relé). A trajetória da impedância apresentada pelos algoritmos para a falha bifásica e monofásica com curto reverso ao relé, é mostrada através das figuras 6.16 a 6.21.

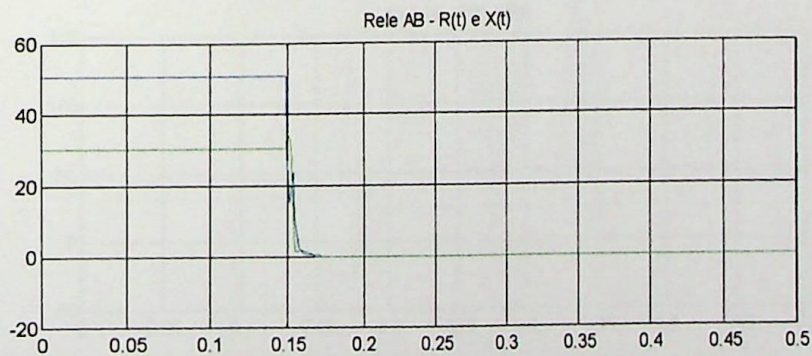
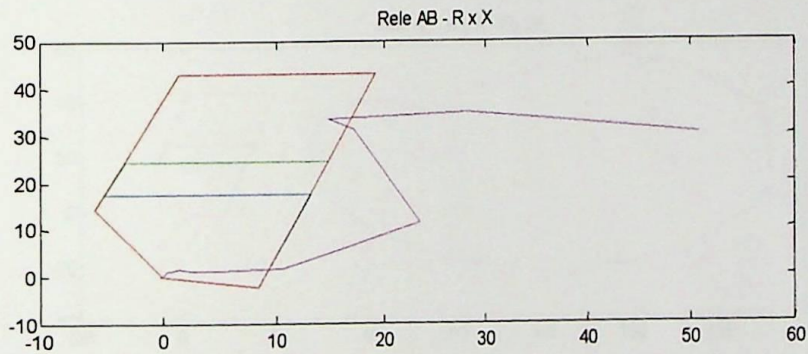
Com o objetivo de facilitar a observação, os algoritmos foram polarizados de forma a possibilitar que a trajetória de impedância permanecesse no primeiro quadrante.

Conforme esperado, não houve atuação de nenhum dos algoritmos para as falhas reversas, o que prova que os mesmos apresentam boa característica de discriminação de falta quanto à direcionalidade.

Um ponto a salientar e que pode ser observado para o curto-circuito bifásico reverso ao relé nos algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo (figuras 6.19 e 6.21), a trajetória da impedância atravessa a característica da quarta zona ajustada no relé. Isto não representa problema pelo fato da quarta zona ser temporizada e a trajetória apenas cruzar a característica (somente duas amostras da impedância se localizam no interior da característica da quarta zona).



(a)



(b)

Figura 6.15 – Trajetória da impedância para curto bifásico na frente do relé: (a) Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial; (b) Algoritmo recursivo de Fourier



Figura 6.16 – Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

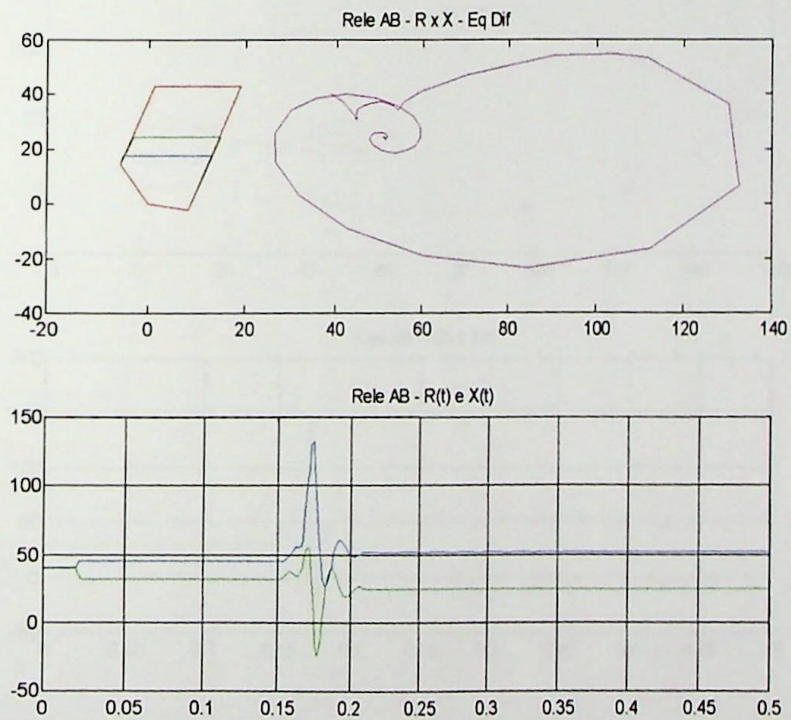


Figura 6.17 – Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial



Figura 6.18 – Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé
 - Algoritmo recursivo de Fourier

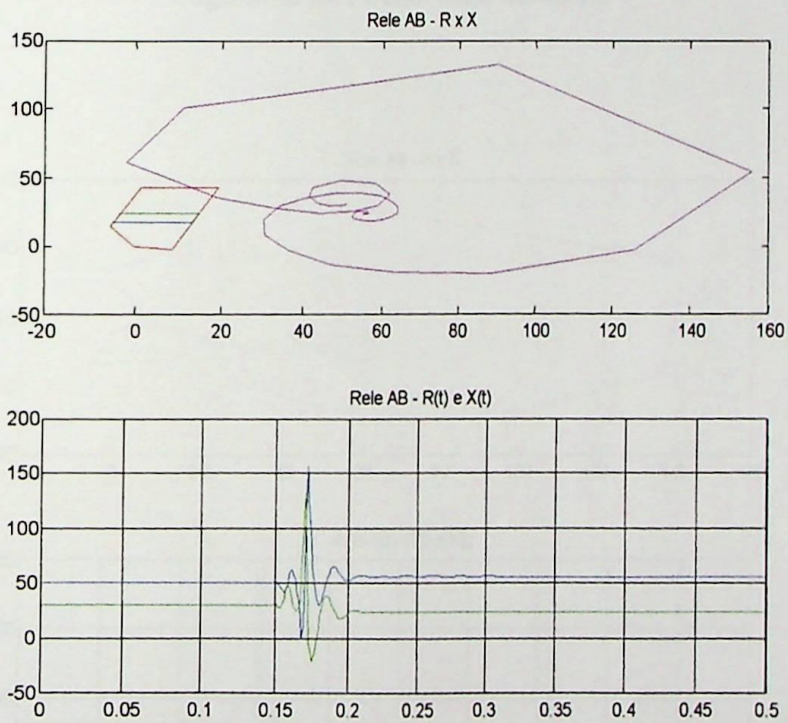
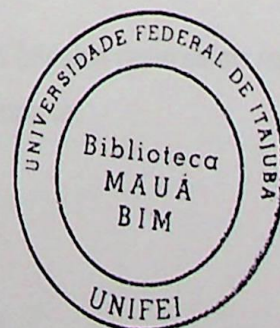


Figura 6.19 – Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé
 - Algoritmo recursivo de Fourier



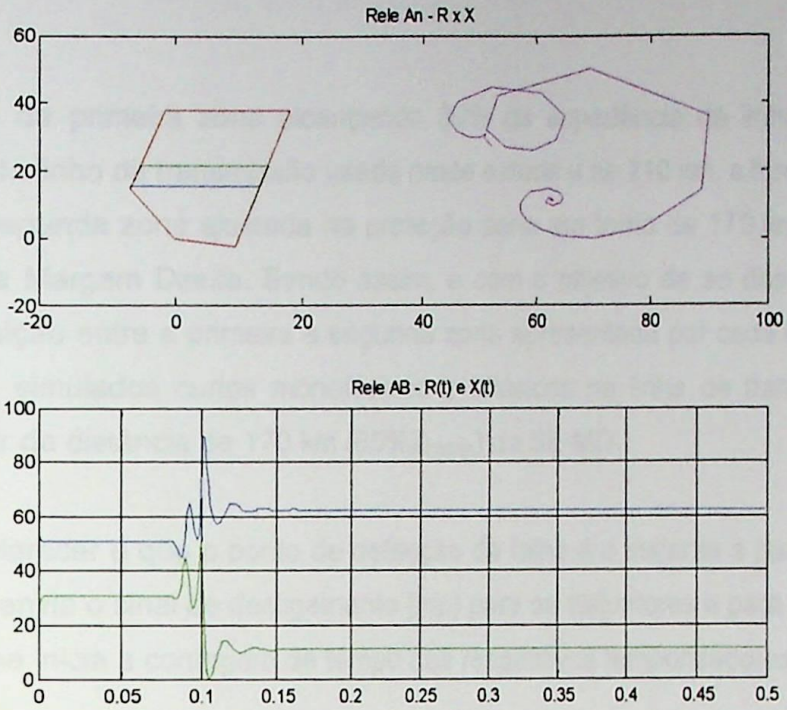


Figura 6.20 – Trajetória da impedância para curto monofásico reverso ao relé
- Algoritmo de Fourier ciclo completo

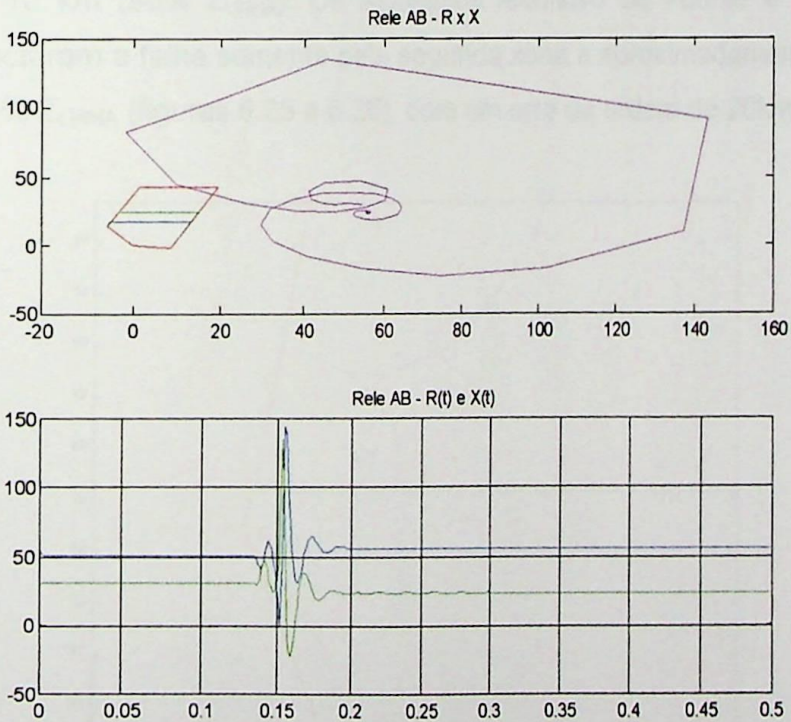


Figura 6.21 – Trajetória da impedância para curto bifásico reverso ao relé
- Algoritmo de Fourier ciclo completo

6.1.5.3 - Curto-circuito na fronteira entre a primeira e a segunda zona ajustadas no relé

Com o ajuste da primeira zona alcançando 80% da impedância da linha, e como o comprimento da linha de transmissão usada neste estudo é de 210 km, a fronteira entre a primeira e a segunda zona ajustada na proteção seria em torno de 170 km, a partir da subestação da Margem Direita. Sendo assim, e com o objetivo de se descobrir qual o ponto de transição entre a primeira e segunda zona apresentada por cada algoritmo em estudo, foram simulados curtos monofásicos e bifásicos na linha de transmissão em estudo, a partir da distância de 170 km ($85\%Z_{LINHA}$) da SE-MD.

Um fato a esclarecer é que o ponto de detecção da falha é o instante a partir do qual a primeira zona envia o sinal de desligamento (*trip*) para os disjuntores e para a segunda e quarta zonas se inicia a contagem de tempo dos respectivos temporizadores.

Pelos resultados apresentados, nota-se que para a falha monofásica o erro apresentado pelos algoritmos é menor que para a condição de falha bifásica. Nas faltas monofásicas, o primeiro algoritmo a cruzar a fronteira entre a primeira e a segunda zona ajustados no relé foi o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial (figura 6.22), com erro em torno de 10 km ($90\% Z_{LINHA}$). Os algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo detectaram a falha somente pela segunda zona a aproximadamente 190km da SE-MD, ou $95\% Z_{LINHA}$ (figuras 6.25 e 6.26), com um erro da ordem de 20km .

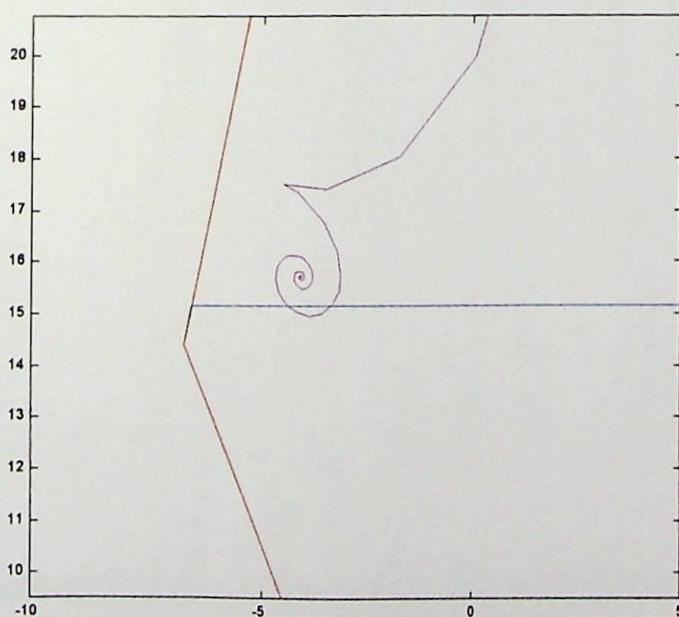


Figura 6.22–Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

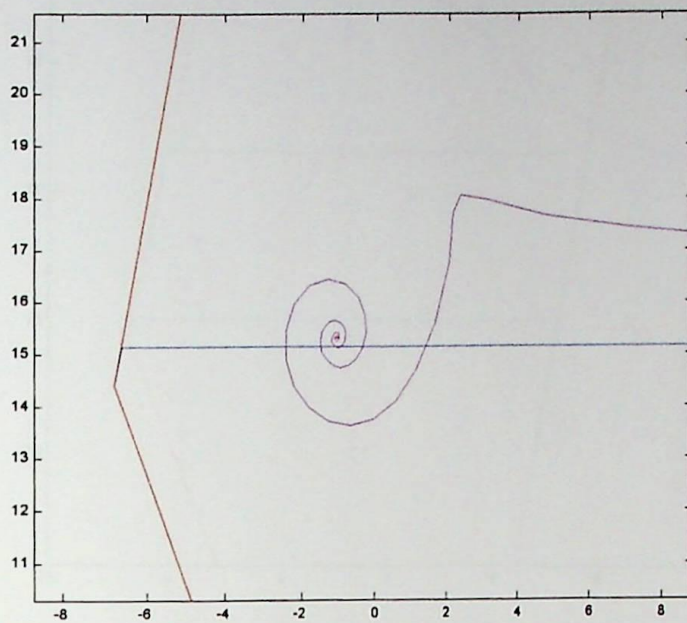


Figura 6.23–Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD
Algoritmo de Fourier ciclo completo

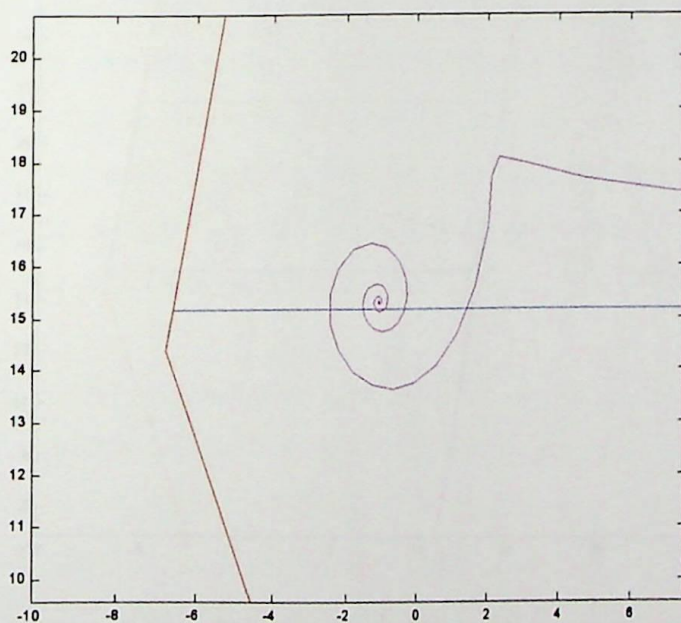


Figura 6.24–Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 180 km da SE-MD
Algoritmo recursivo de Fourier

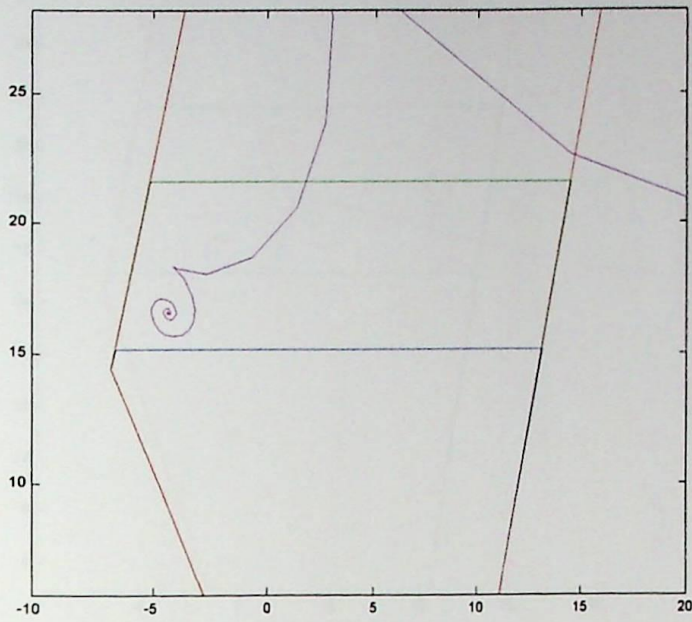


Figura 6.25 – Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD
 - Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

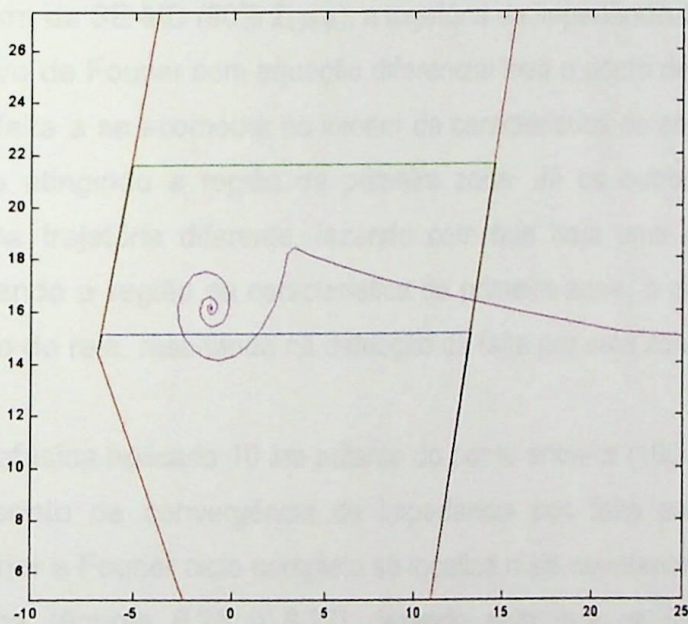


Figura 6.26 – Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD
 Algoritmo de Fourier ciclo completo

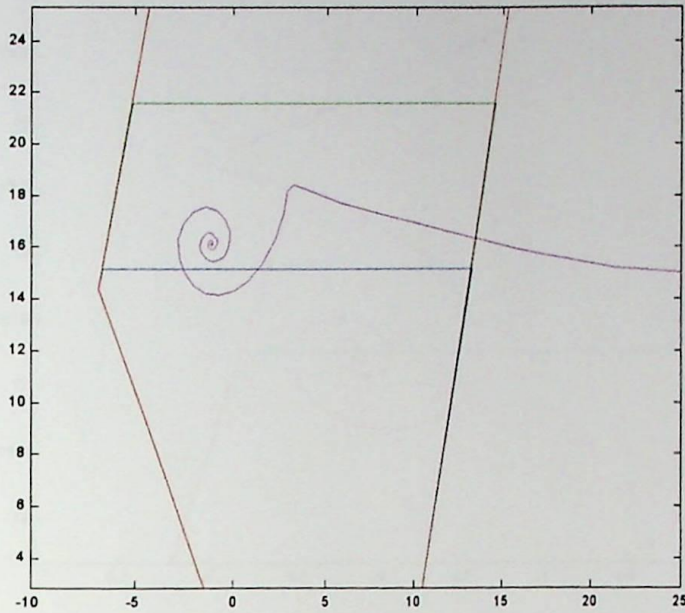


Figura 6.27 – Trajetória da impedância para curto monofásico aplicado a 190 km da SE-MD
- Algoritmo de recursivo de Fourier

Analisando as figuras 6.22 a 6.24, é possível verificar que, para a falha monofásica localizada a 180km da SE-MD (90% Z_{LINHA}), a trajetória da impedância desenvolvida pelo algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial leva o ponto de convergência da impedância pós-falta a se acomodar no interior da característica de segunda zona, com pequena parcela atingindo a região da primeira zona. Já os outros dois algoritmos desenvolvem uma trajetória diferente, fazendo com que haja uma maior parcela de impedância cruzando a região da característica de primeira zona, o que não garante o bom desempenho do relé, resultando na detecção da falta por esta zona.

Para a falta monofásica aplicada 10 km adiante do ponto anterior (190 km da SE-MD ou 90% Z_{LINHA}), o ponto de convergência da impedância pós falta para os algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo se localiza mais no interior da característica de segunda zona (figuras 6.25 a 6.27), fazendo com que os mesmos detectem corretamente a falta somente pela característica de segunda zona.

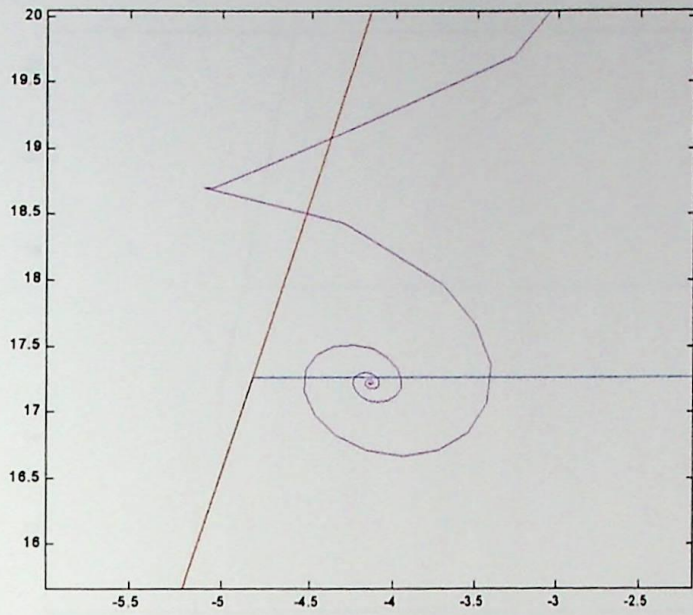


Figura 6.28 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
 - Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

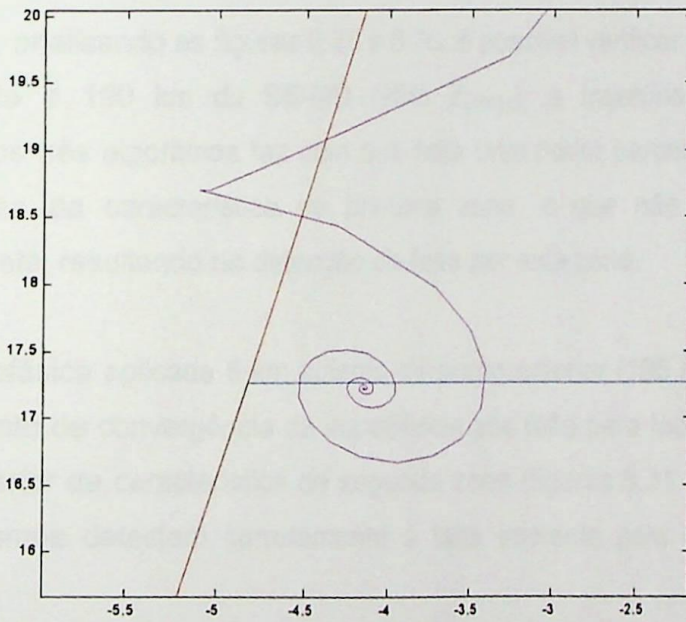


Figura 6.29 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
 - Algoritmo de Fourier ciclo completo



Figura 6.30 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 190 km da SE-MD
 - Algoritmo recursivo de Fourier

Da mesma forma, analisando as figuras 6.28 a 6.30, é possível verificar que, para a falha bifásica localizada a 190 km da SE-MD (95% Z_{LINHA}), a trajetória da impedância desenvolvida pelos três algoritmos faz com que haja uma maior parcela de impedância cruzando a região da característica de primeira zona, o que não garante o bom desempenho do relé, resultando na detecção da falta por esta zona.

Para a falta monofásica aplicada 5 km adiante do ponto anterior (195 km da SE-MD ou 97% Z_{LINHA}), o ponto de convergência da impedância pós falta para todos os algoritmos se localiza no interior da característica de segunda zona (figuras 6.31 a 6.33), fazendo com que os mesmos detectem corretamente a falta somente pela característica de segunda zona.

Nos casos analisados, o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial foi o algoritmo que mais tempo levou para se chegar a detecção da falta, fato caracterizado pelo oscilação provocada na impedância nos instantes iniciais à falha.

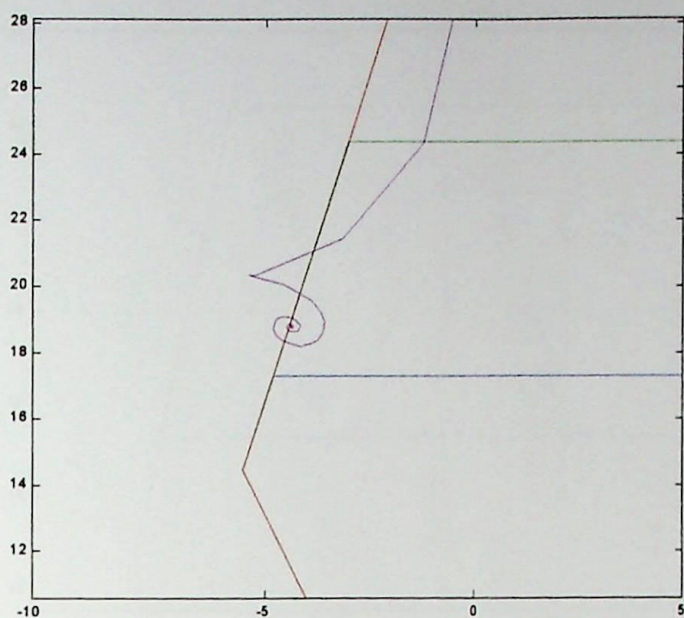


Figura 6.31 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

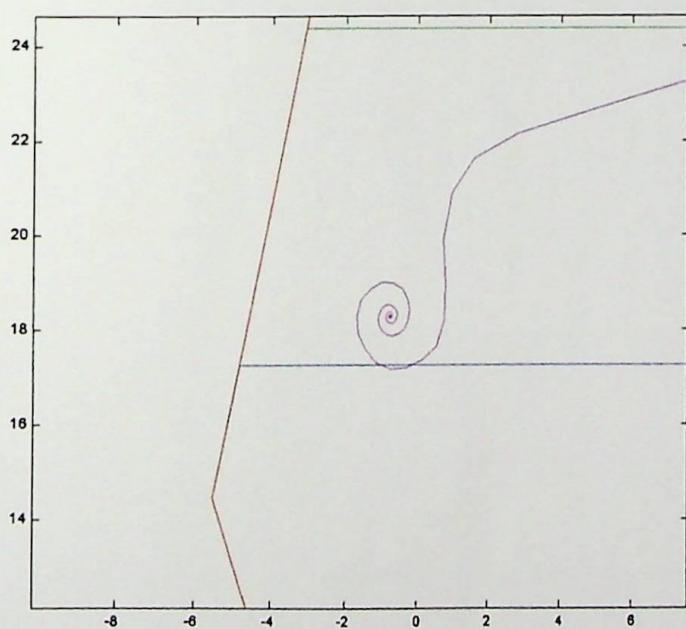


Figura 6.32 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo Fourier ciclo completo

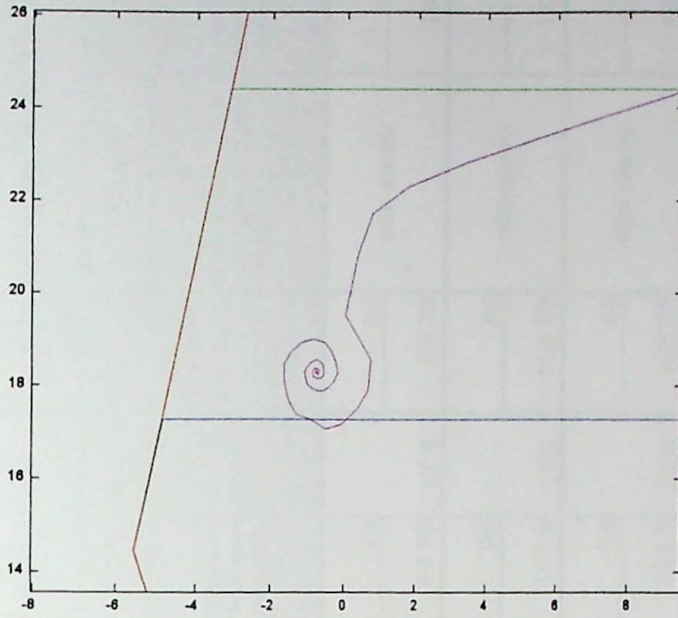


Figura 6.33 – Trajetória da impedância para curto bifásico aplicado a 195 km da SE-MD
- Algoritmo recursivo de Fourier

Tabela 6.10 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a primeira e segunda zona da característica ajustada no relé (faltas monofásicas)

Algoritmo		Curto monofásico à 170 km da SE-MD						Curto monofásico à 180 km da SE-MD						Curto monofásico à 190 km da SE-MD					
		1ª Zona			2ª Zona			1ª Zona			2ª Zona			1ª Zona			2ª Zona		
		Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)		Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)		Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	
Fourier Ciclo Completo	Amostra	65	85		79		65	89		79		67							
	T(ms)	81.25	106.25	25	98.75	17.5	81.25	111.25	30	98.75	17.5	83.75							
Fourier Recursivo	Amostra	80	94		94		80	104		94		83							
	T(ms)	100	117.5	17.5	117.5	17.5	100	130	30	117.5	17.5	103.75							
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	80	106		97		80	não atuou		98		83							
	T(ms)	100	132.5	32.5	121.25	21.25	100			122.5	22.5	103.75							

Tabela 6.11 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a primeira e segunda zona da característica ajustada no relé (faltas bifásicas)

Algoritmo	Curto bifásico à 170 km da SE-MD				Curto bifásico à 190 km da SE-MD				Curto bifásico à 195 km da SE-MD				
	1ª Zona		2ª Zona		1ª Zona		2ª Zona		1ª Zona		2ª Zona		
	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	$\Delta T(ms)$	Instante da Detecção da Falha	$\Delta T(ms)$	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	$\Delta T(ms)$	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	$\Delta T(ms)$	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha
Fourier Ciclo Completo	Amostra	106	124		120	89	114		104		89		104
	T(ms)	132.5	155	22.5	150	111.25	142.5	31.25	130	18.75	111.25	130	18.75
Fourier Recursivo	Amostra	121	138		134	104	127		118		104		118
	T(ms)	151.25	172.5	21.25	167.5	130	158.75	28.75	147.5	17.5	130	147.5	17.5
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	121	140		140	104	130		126		104		127
	T(ms)	151.25	175	23.75	175	130	162.5	32.5	157.5	27.5	130	158.75	28.75

6.1.5.4 - Curto-circuito na fronteira entre a segunda e a quarta zonas ajustadas no relé

A região onde se localiza a fronteira entre a segunda zona ($120\%Z_{linha}$) e a quarta zona ($210\%Z_{linha}$) ajustadas no relé em estudo situa-se nas proximidades da subestação de Coronel Oviedo do sistema ANDE, condição utilizada nos estudos de parametrização justamente para fornecer proteção de retaguarda com a quarta zona ($t = 800ms$) para o barramento de 220kV daquela subestação. Desta forma, os defeitos localizados no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo devem ser detectados pela característica de quarta zona do relé.

Com o objetivo de analisar o comportamento dos algoritmos e sua capacidade de discriminar corretamente a localização da falta dentro da característica de impedância ajustada no relé, foram simulados curto-circuitos monofásicos e bifásicos na região da subestação de Coronel Oviedo.

As falhas monofásicas foram aplicadas no circuito existente entre as subestações de Carayaó e Coronel Oviedo do sistema ANDE (20 km antes da subestação de Coronel Oviedo), no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo e 5 km a frente, no sentido da subestação de Guarambaré do sistema ANDE (circuito 1 da linha Coronel Oviedo – Guarambaré). Já para as faltas bifásicas, os defeitos se localizaram no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo e 5 e 10km à frente, no sentido da subestação de Guarambaré do sistema ANDE (circuito 1 da linha Coronel Oviedo – Guarambaré).

Para o ajuste implantado no relé simulado, faltas na subestação de Coronel Oviedo ($210\% Z_{LINHA}$) não devem sensibilizar a característica de segunda zona ajustada no mesmo. Pelos resultados apresentados para as faltas monofásicas, o algoritmo que apresentou melhor desempenho quanto à discriminação correta da localização da impedância de falta na característica do relé foi o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial (figura 6.34 e tabela 6.12).

A trajetória da impedância apresentada pelos algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo, para a falta na subestação de Coronel Oviedo, apresentou estabilização pós-falta no interior da característica da quarta zona, porém muito próximo da fronteira com a segunda zona, o que não garante uma total capacidade de discriminação da falta (figuras 6.35 e 6.36).

Na falta monofásica aplicada a $213\% Z_{LINHA}$, ou seja, 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo (circuito 1 da linha LI 220kV Coronel Oviedo – Guarambaré), todos os três algoritmos estudados acomodaram a impedância de falta totalmente na parte da característica reservada à quarta zona. Para a falta aplicada a 20 km antes da SE Coronel Oviedo a partir da SE Carayaó, os três algoritmos identificaram corretamente a posição da falha na característica do relé (diagrama R-X), sensibilizando as características de 2ª e 4ª zonas.

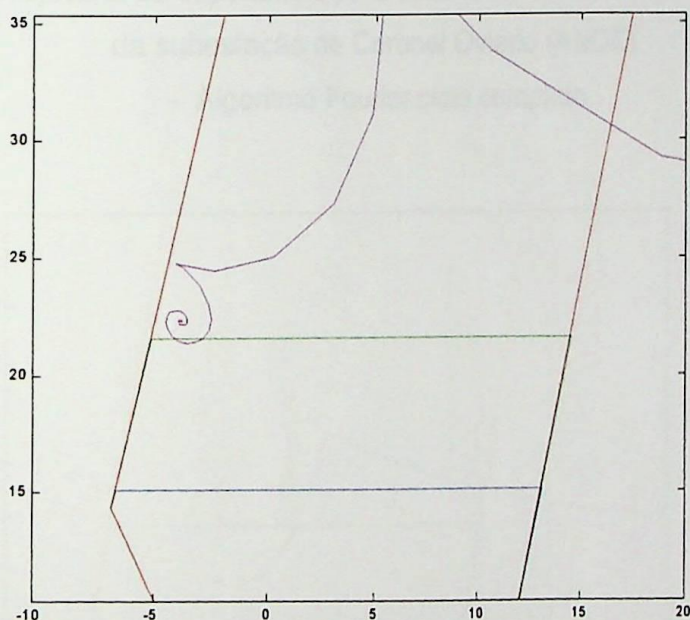


Figura 6.34 – Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE)

- Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

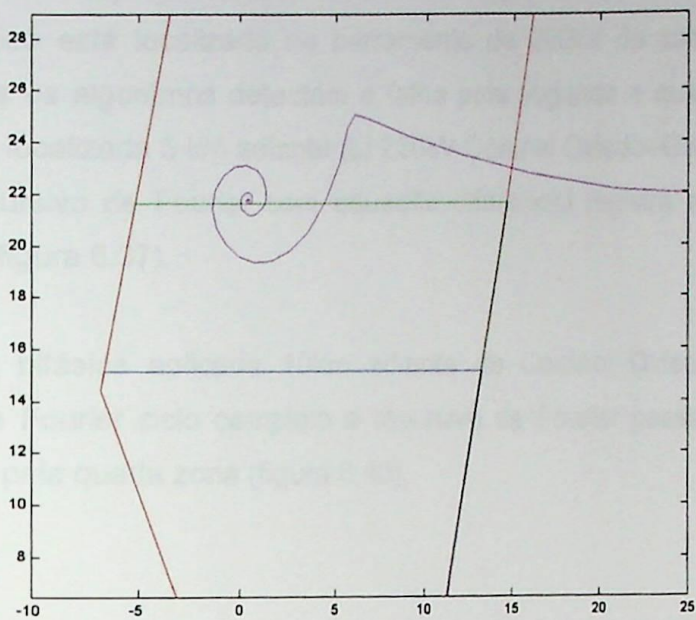


Figura 6.35 – Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE)
- Algoritmo Fourier ciclo completo

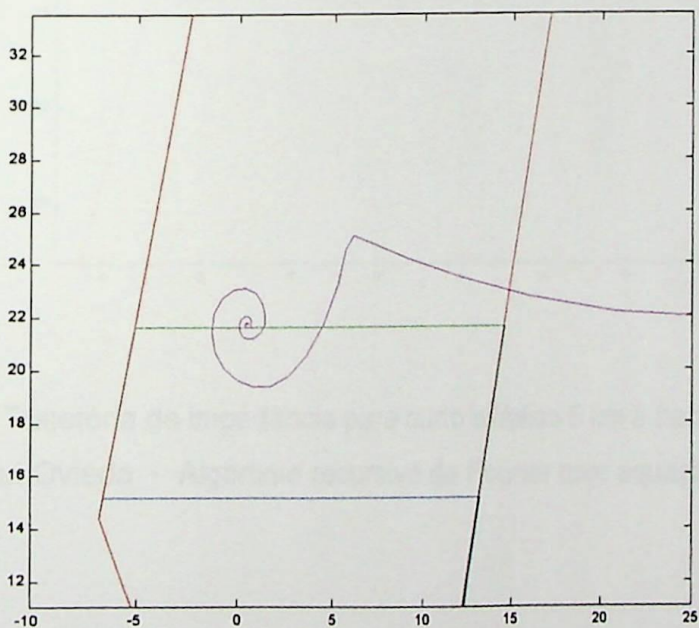


Figura 6.36 – Trajetória da impedância para curto monofásico no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo (ANDE) - Algoritmo recursivo de Fourier

Para as faltas bifásicas simuladas, o que se nota é um atraso na capacidade de discriminar a localização da falta na característica ajustada no relé (tabela 6.13). Quando o curto bifásico está localizado no barramento de 220kV da subestação de Coronel Oviedo, todos os algoritmos detectam a falha pela segunda e quarta zonas. Já com a falha bifásica localizada 5 km adiante (LI 220kV Coronel Oviedo–Guarambaré), apenas o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial registra a falta somente pela quarta zona (figura 6.37).

Para a falha bifásica aplicada 10km adiante de Coronel Oviedo (215% Z_{LINHA}) os algoritmos de Fourier ciclo completo e recursivo de Fourier passaram a discriminar a falha apenas pela quarta zona (figura 6.40).

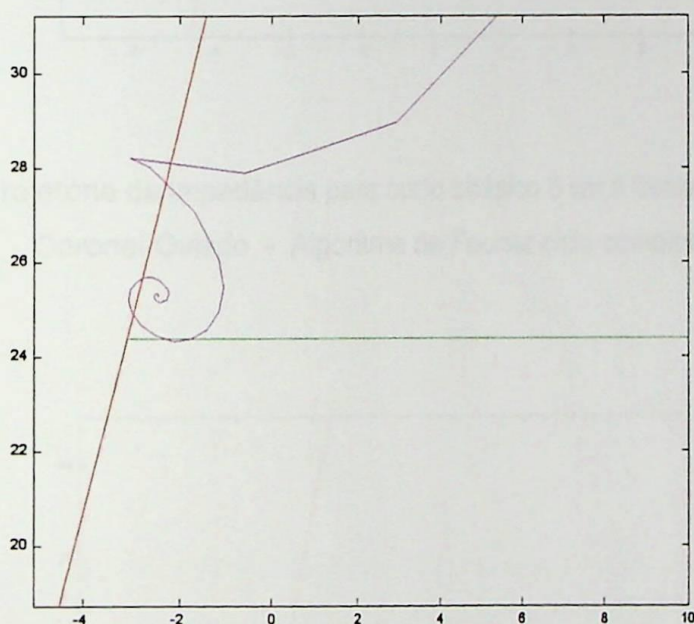


Figura 6.37 – Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo - Algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial

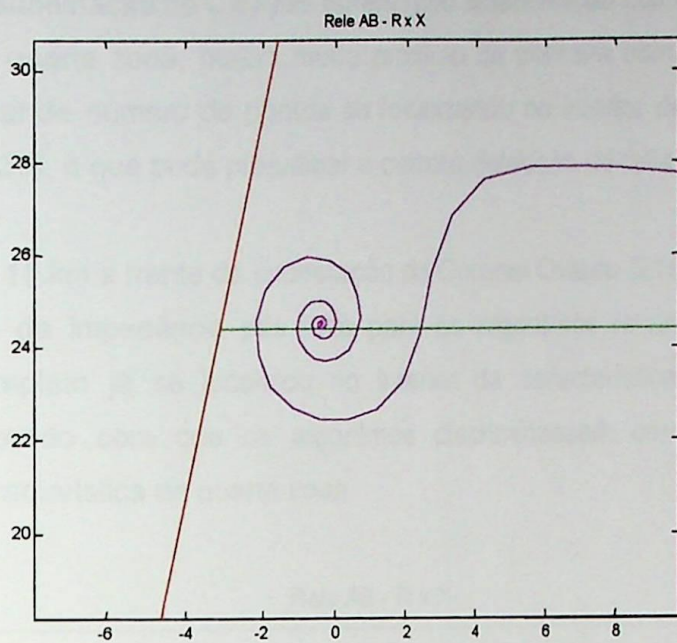


Figura 6.38 – Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo - Algoritmo de Fourier ciclo completo

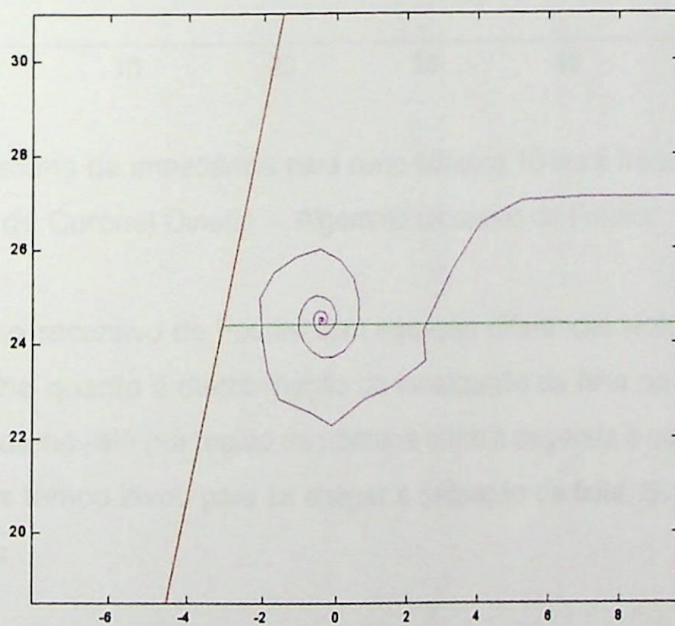


Figura 6.39 – Trajetória da impedância para curto bifásico 5 km à frente da subestação de Coronel Oviedo - Algoritmo recursivo de Fourier

Como no caso do curto monofásico, a trajetória da impedância apresentada pelos algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo para a falta bifásica localizada 5 km adiante da subestação de Carayaó apresentou estabilização pós-falta no interior da característica da quarta zona, porém muito próximo da fronteira com a segunda zona, possuindo um grande número de pontos se localizando no interior desta característica (figuras 6.38 e 6.39), o que pode prejudicar a correta detecção da falta pelo relé.

Na falta aplicada 10 km a frente da subestação de Coronel Oviedo (215% Z_{LINHA}), o ponto de convergência da impedância pós falta para os algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo já se localizou no interior da característica de quarta zona (figura 6.40), fazendo com que os algoritmos discriminassem corretamente a falta somente pela característica de quarta zona.

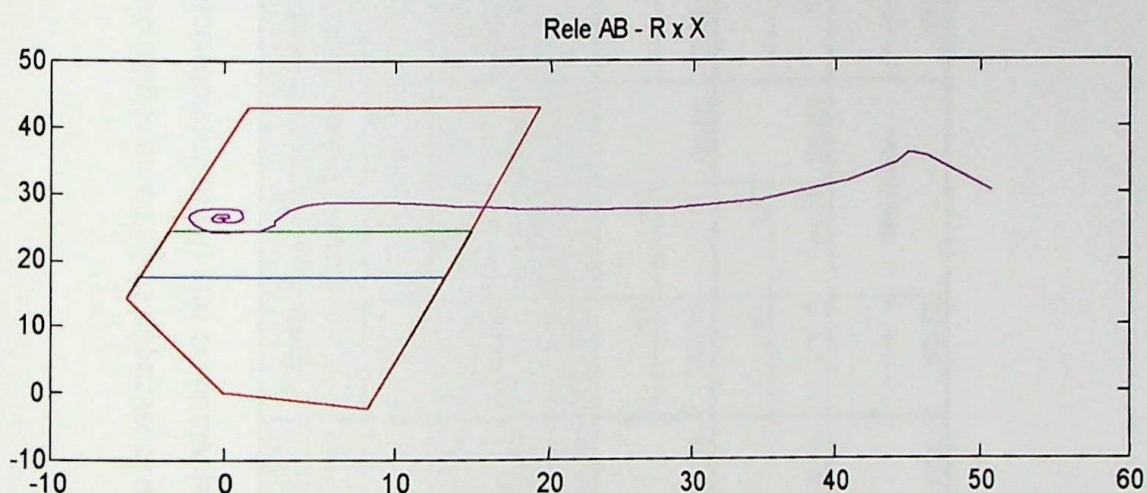


Figura 6.40 – Trajetória da impedância para curto bifásico 10 km à frente da subestação de Coronel Oviedo - Algoritmo recursivo de Fourier

Embora o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial tenha apresentado o melhor desempenho quanto à discriminação da localização da falta na característica de impedância ajustada no relé (na região de fronteira entre a segunda e quarta zonas), foi o algoritmo que mais tempo levou para se chegar a detecção da falta, quando comparado com os outros dois .

Tabela 6.12 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a segunda e a quarta zona da característica ajustada no relé (faltas monofásicas)

Algoritmo	Curto monofásico 20 km antes da Subestação de Coronel Oviedo (220kV)				Curto monofásico na Subestação de Coronel Oviedo (220kV)				Curto monofásico 5km à frente da Subestação de Coronel Oviedo (220kV)				
	2ªZona		4ªZona		2ªZona		4ªZona		2ªZona		4ªZona		
	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha
Fourier Ciclo Completo	Amostra	89	108	104	67	88	81	67	não atuou	81	67	não atuou	81
	T(ms)	111.25	135	130	83.75	110	101.25	83.75	83.75	101.25	83.75	17.5	101.25
Fourier Recursivo	Amostra	104	123	119	82	103	96	82	não atuou	96	82	não atuou	96
	T(ms)	130	153.75	148.75	102.5	128.75	120	102.5	26.25	120	102.5	17.5	120
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	104	127	118	71	não atuou	94	82	não atuou	106	82	não atuou	106
	T(ms)	130	158.75	147.5	88.75	88.75	117.5	88.75	28.75	117.5	102.5	28.75	132.5

Tabela 6.13 – Resultados das simulações com variação da localização da falha na região de fronteira entre a segunda e a quarta zona da característica ajustada no relé (faltas bifásicas)

Algoritmo	Curto bifásico na Subestação de Coronel Oviedo (220kV)				Curto bifásico 5km à frente da Subestação de Coronel Oviedo (220kV)				Curto bifásico 10km à frente da Subestação de Coronel Oviedo (220kV)			
	2ª Zona		4ª Zona		2ª Zona		4ª Zona		2ª Zona		4ª Zona	
	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante do Curto	Instante da Detecção da Falha	ΔT (ms)	Instante da Detecção da Falha
Fourier Ciclo Completo	Amostra	106	126	122	106	127	126	106	106	123	123	123
	T(ms)	132.5	157.5	152.5	132.5	158.75	157.5	132.5	132.5	153.75	153.75	153.75
Fourier Recursivo	Amostra	121	139	136	121	140	136	121	121	136	136	136
	T(ms)	151.25	173.75	170	151.25	175	170	151.25	151.25	170	170	170
Fourier com Equação Diferencial	Amostra	71	94	94	121	não atuou	143	121	121	143	143	143
	T(ms)	88.75	117.5	117.5	151.25	151.25	178.75	151.25	151.25	178.75	178.75	178.75
			28.75	28.75		20	25			não atuou	27.5	27.5
			22.5	18.75		26.25	25			não atuou	18.75	18.75
			25	20		20	25			não atuou	21.25	21.25

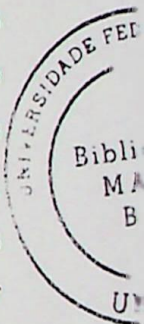
6.2 – Conclusões

Este trabalho analisou o desempenho de algoritmos de filtragem e detecção de faltas de relés digitais de distância. Foram investigados os seguintes algoritmos: Fourier ciclo completo, recursivo de Fourier e recursivo de Fourier com equação diferencial. O desempenho foi analisado através da aplicação de faltas monofásicas e bifásicas simuladas com o ATP, utilizou-se o programa MATLAB para modelagem dos algoritmos de proteção.

Dentre as várias situações de faltas que podem ocorrer em um sistema elétrico de potência apresentadas neste trabalho, conclui-se que os algoritmos avaliados apresentaram um desempenho adequado. Não ocorreram situações graves de erros de discriminação ou de não discriminação das faltas, bem como os tempos de detecção apresentados se mantiveram dentro de uma faixa perfeitamente admissível sob o aspecto de proteção dos equipamentos.

O algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial foi o algoritmo que mostrou melhor capacidade de calcular a impedância de falta nas fronteiras entre as zonas, embora apresente como problema a forma de cálculo da impedância frente às descontinuidades da tensão e da corrente, o que faz com que sua trajetória de impedância se desvie provocando um atraso na detecção da falta em todos os casos apresentados. Os outros dois algoritmos, recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo, mostraram ser algoritmos estáveis, com bom tempo de detecção da falta em todas as situações estudadas, apenas apresentando algum erro na capacidade de discriminar corretamente a impedância de falta no interior da característica ajustada no relé.

O sistema utilizado nesta dissertação para simulação no ATP foi um equivalente do sistema de 220kV que engloba as empresas Itaipu Binacional e *Administracion Nacional de Eletricidad* - ANDE - do Paraguai. Este subsistema possui representado 12 barras, as linhas de transmissão curtas representadas com modelo PI e as longas com parâmetros distribuídos. O Elo de Corrente Contínua responsável pelo transporte da energia produzida pela Itaipu no setor de 50Hz, após a mesma passar pela estação conversora de Furnas em Foz do Iguaçu, é representado como uma carga, admitindo não haver contribuição significativa para curto-circuito no sistema de 220KV Itaipu - ANDE. Os transformadores foram modelados com sua característica de saturação; e os geradores, representados pelo tipo de fonte mais simples do ATP (fonte 14).



Os transformadores de potencial e de corrente são os responsáveis por reproduzir para o relé digital o que se passa no sistema de potência por ele protegido da maneira mais fidedigna possível, retratando no secundário o sinal existente no primário. Desta forma, os dados das características dos transformadores de corrente e de potencial foram acrescentados ao sistema equivalentado, sendo representados na linha de 220kV entre as subestações da Margem Direita (Itaipu) e de Carayaó (ANDE), de modo que as simulações no ATP produzissem resultados mais próximos do comportamento real dos sinais de corrente e de tensão que alimentariam na prática um relé digital.

Para se analisar o desempenho dos algoritmos dos relés foram desenvolvidos modelos com o software MATLAB. Estes modelos têm como dados de entrada as formas de onda de corrente e tensão medidas no secundário do TC e do DCP representados no sistema simulado no ATP. Foi feito um modelo específico para cada algoritmo com sub-rotinas para os tipos de falta simuladas (monofásica e bifásica). Também foi adicionada a estes modelos uma característica de impedância (diagrama R-X) para cada tipo de falta, com os ajustes reais utilizados no circuito de 220kV representado.

Os modelos com os algoritmos foram validados com simulações de curto-circuito aplicados dentro da linha de transmissão em estudo, bem na frente do relé, de modo que fosse possível se conhecer a resposta e, desta forma saber se o modelo do algoritmo estava correto. Esta validação foi realizada com todos os três algoritmos, tanto para a falta monofásica como para a bifásica.

Para análise dos algoritmos e comparação de seus desempenhos, foram realizadas simulações com variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão, diferentes valores de resistência de arco, variação da taxa de amostragem do algoritmo, sem filtragem anti-aliasing e com faltas monofásica e bifásica aplicadas em vários locais diferentes em função do comprimento da linha.

A variação do ponto de incidência da falta na onda de tensão, provoca no algoritmo recursivo de Fourier com Equação Diferencial um atraso de 10ms em relação aos outros algoritmos quando as faltas ocorrem em um ponto intermediário da onda de tensão. Este atraso é devido à forma de cálculo da impedância deste algoritmo, que frente às discontinuidades da tensão e da corrente faz com que a impedância se afaste do seu valor final, valor este que é igual em todos aos algoritmos. Nas outras situações apresentadas (curto no momento que a onda de tensão passa por seu pico e por zero) o

ponto da incidência da falta não apresentou grande influência no desempenho dos três algoritmos.

A variação na resistência de falta não apresentou grande influência no desempenho dos algoritmos. Os algoritmos recursivo de Fourier e Fourier ciclo completo apresentaram um atraso de 2,5 ms na detecção da falha com o aumento da resistência de falta ($R=30\Omega$) em relação à situação de falta franca ($R=0\Omega$). Fato inverso ao que ocorreu com o algoritmo recursivo de Fourier com Equação Diferencial. Com o aumento da resistência de falta ($R=30\Omega$), este algoritmo apresentou uma diminuição de 5ms no seu tempo de detecção da falha em relação a situação de falta franca ($R=0\Omega$), o que pode ser justificado pelo deslocamento do ponto de convergência da impedância pós-falta para a direita, ocorrendo também uma diminuição no desvio existente na trajetória da impedância.

A taxa de amostragem influencia diretamente no tempo de atuação de cada algoritmo, sendo menor este tempo quanto menor for a taxa de amostragem. Com a taxa de 8 amostras por ciclo, os algoritmos necessitam de mais tempo para discriminar a falha. Com a taxa de 32 amostras por ciclo, todos os algoritmos atuaram no menor tempo (faixa de 10ms). Quanto às trajetórias da impedância no plano R-X, pode-se notar à medida em que a taxa de amostragem cresce, estas trajetórias adquirem contornos mais suaves, isto devido a um maior número de pontos calculados. Um ponto que deve ser observado é a maior precisão e confiabilidade do algoritmo na detecção e classificação da falta quando o mesmo utiliza com uma taxa de amostragem maior.

O fato de se usar ou não a filtragem anti-aliasing nos algoritmos não provocou alteração significativa no desempenho dos mesmos pela característica das faltas simuladas (sem a filtragem anti-aliasing os algoritmos apresentaram um tempo de atuação ligeiramente menor). A única exceção foi identificada com o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial no caso do curto no extremo da linha de transmissão, quando ocorreu um atraso na detecção da falta por este algoritmo (2,5 ms) quando o mesmo é simulado sem a filtragem anti-aliasing. Este atraso foi devido a forma de cálculo da impedância deste algoritmo, que frente às discontinuidades da tensão e da corrente fez com que a impedância se afastasse do seu valor final, evento que o filtro anti-aliasing conseguiu atenuar, fazendo com que a trajetória atingisse a característica do relé um pouco mais cedo. Os outros algoritmos possuem uma característica mais estável nos instantes iniciais após a falha, e isto faz com que sua resposta com e sem a filtragem anti-aliasing não sofra tanta diferença.

Os algoritmos em estudo apresentaram bom desempenho para faltas monofásicas e bifásicas na frente do relé, como também para faltas na direção reversa. Em relação à característica da impedância ajustada no relé modelado, com primeira, segunda e quarta zonas, os algoritmos não apresentaram grandes problemas na discriminação da posição da impedância de falta dentro da característica.

Analisando o erro apresentado pelos algoritmos na identificação das fronteiras de cada uma das zonas, os maiores erros ficaram por conta dos algoritmos de Fourier ciclo completo e recursivo de Fourier, que apresentaram erro máximo de 25 km para a fronteira entre a primeira e segunda zona e de 10 km para a fronteira entre a segunda e quarta zonas, ambos para faltas bifásicas. Neste aspecto, foi o bom desempenho do algoritmo recursivo de Fourier com Equação Diferencial que apresentou os menores erros na capacidade de discriminar a zona correta de ocorrência da falta, tanto para as faltas monofásicas, como para as falhas bifásicas.

Por fazer uso de equação diferencial baseado no modelo de linha curta, o algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial apresenta características próprias para este tipo de linhas (curtas). Apesar disto, não apresentou problemas nos resultados ao ponto de desaprová-lo quando aplicado em uma linha longa como a utilizada para avaliar o desempenho do algoritmo. Este algoritmo é utilizado pelo fabricante ABB em seus relés de distância de série REL.

A utilização no sistema elétrico de relés digitais que fazem uso de algoritmos similares aos aqui apresentados para o cálculo da impedância medida está cada vez mais difundida, vindo a confirmar o bom desempenho apresentado pelos mesmos nas simulações aqui expostas. Novamente é importante relatar a importância dos modelos aqui apresentados, tanto do sistema elétrico em estudo como dos algoritmos de filtragem e detecção de faltas de relés digitais de distância, para possibilitar a realização de estudos e avaliação das condições de proteções de distância usadas no sistema elétrico de potência. De posse destes modelos e conhecendo o algoritmo que determinada proteção utiliza, é possível se valer das simulações para realizar análise de perturbações no sistema, bem como realizar verificações dos ajustes implantados no relé em estudo.

6.3 – Sugestões para Futuros Trabalhos

Com a grande evolução que vem ocorrendo na área da proteção digital, incontáveis são as possibilidades de estudos a serem desenvolvidos neste campo. Tomando como base o trabalho aqui apresentado, algumas sugestões são apresentadas para complementar e ou melhorar os resultados obtidos :

- realizar a verificação do comportamento dos algoritmos estudados para faltas trifásicas e bifásicas à terra, seguindo os mesmos critérios apresentados neste trabalho;
- verificar o comportamento dos algoritmos perante sinais contaminados com ruídos, ou seja, sinais com frequências inter-harmônicas de 50Hz e ou 60Hz, visando levantar as influências dos mesmos na capacidade destes algoritmos de detectar e discriminar faltas;
- verificar a influência da saturação dos TC's no desempenho dos algoritmos apresentados, tendo como objetivo avaliar o efeito da saturação sobre o erro e o atraso imposto aos algoritmos;
- verificar nos algoritmos estudados a influência do acoplamento magnético existente na presença de circuitos duplos;
- realizar variações no processo de filtragem anti-aliasing, variando a frequência de corte, buscando encontrar um ponto ótimo na característica deste tipo de filtragem para o algoritmo;
- incluir as características de seleção de fases e classificação de faltas nos algoritmos estudados;
- verificar outros tipos de filtros.

ANEXO 1

Algoritmo recursivo de Fourier

Seja um sinal senoidal definido por :

$$X(t) = \sqrt{2} * X * \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (\text{A1.1})$$

Em sua representação fasorial, o sinal dado pela equação (A1.1) pode ser escrito como:

$$\bar{X} = X * e^{j\phi} = X * \cos \phi + jX * \text{sen} \phi \quad (\text{A1.2})$$

Amostrando-se o sinal $X(t)$ N vezes por ciclo, resultará num vetor de amostras definido por:

$$X_k = \sqrt{2} * X * \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} * K + \phi\right) \quad (\text{A1.3})$$

Com o auxílio da Transformada Discreta de Fourier obtém se a componente de frequência fundamental de X_k , dada por:

$$\bar{X}_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k * e^{-j\frac{2\pi}{N}K} \quad (\text{A1.4})$$

Podemos desenvolver a equação (A1.4) para apresentarmos o fasor \bar{X}_1 , em função de seus termos senoidal e cossenoidal.

$$\bar{X}_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos \frac{2\pi}{N} K - j * \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \text{sen} \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.5})$$

ou seja

$$\vec{X}_1 = X_C - jX_S \quad (\text{A1.6})$$

onde

$$X_C = \frac{2}{N} \sum_{K=0}^{N-1} x_K \cos \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.7})$$

$$X_S = \frac{2}{N} \sum_{K=0}^{N-1} x_K \operatorname{sen} \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.8})$$

Substituindo o valor de X_K indicado na equação (A1.3), nas expressões (A1.7) e (A1.8)

temos:

$$X_C = \frac{2}{N} \sum_{K=0}^{N-1} \sqrt{2} * X * \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{N} * K + \phi \right) * \cos \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.9})$$

$$X_S = \frac{2}{N} \sum_{K=0}^{N-1} \sqrt{2} * X * \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{N} * K + \phi \right) * \operatorname{sen} \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.10})$$

Abrindo a equação (A1.9) ficamos :

$$X_C = \frac{2 * \sqrt{2}}{N} * X \sum_{K=0}^{N-1} \left[\operatorname{sen} \frac{2\pi K}{N} * \cos \phi + \cos \frac{2\pi K}{N} * \operatorname{sen} \phi \right] * \cos \frac{2\pi}{N} K \quad (\text{A1.11})$$

$$X_C = \frac{2 * \sqrt{2}}{N} * X \sum_{K=0}^{N-1} \left[\operatorname{sen} \frac{2\pi K}{N} * \cos \frac{2\pi}{N} K * \cos \phi + \cos^2 \frac{2\pi K}{N} * \operatorname{sen} \phi \right] \quad (\text{A1.12})$$

Como $\text{sen } 2a = 2 * \text{sen } a * \text{cos } a \Rightarrow \text{sen } a * \text{cos } a = \frac{1}{2} * \text{sen } 2a$, então ficamos:

$$X_C = \frac{2 * \sqrt{2}}{N} * X \sum_{K=0}^{N-1} \left[\frac{1}{2} \text{sen} \frac{4\pi K}{N} * \text{cos } \phi + \text{cos}^2 \frac{2\pi K}{N} * \text{sen } \phi \right] \quad (\text{A1.13})$$

Resolvendo a equação (A1.13) por partes teremos :

$$\sum_{K=0}^{N-1} \frac{1}{2} \text{sen} \frac{4\pi K}{N} = 0 \quad (\text{A1.14})$$

e também sabendo que:

$$\text{cos } 2a = \text{cos}^2 a - \text{sen}^2 a \Rightarrow \text{sen}^2 a = 1 - \text{cos}^2 a$$

$$\text{cos } 2a = \text{cos}^2 a - 1 + \text{cos}^2 a = 2 \text{cos}^2 a - 1$$

$$\text{cos}^2 a = \frac{1}{2} [\text{cos } 2a + 1]$$

chegamos a:

$$\text{cos}^2 \frac{2\pi}{N} K = \frac{1}{2} \left[\text{cos} \frac{4\pi}{N} K + 1 \right] \quad (\text{A1.15})$$

$$\sum_{K=0}^{N-1} \text{cos}^2 \frac{2\pi}{N} K = \sum_{K=0}^{N-1} \frac{1}{2} \left[\text{cos} \frac{4\pi}{N} K + 1 \right] = \frac{1}{2} N \quad (\text{A1.16})$$

Aplicando os resultados das expressões (A1.14) e (A1.16) em (A1.13) ficamos:

$$X_C = \frac{2 * \sqrt{2}}{N} * \frac{1}{2} N * X \text{sen } \phi = \sqrt{2} * X * \text{sen } \phi \quad (\text{A1.17})$$

Usando a mesma metodologia encontraremos a expressão para X_s , que será dada pela equação abaixo.

$$X_s = \sqrt{2} * X * \cos \phi \quad (A1.18)$$

Para representarmos o fasor \bar{X} , expresso na equação (A1.2) em sua forma convencional, em função da componente fundamental do sinal discretizado $X_{(k)}$, utilizaremos os resultados obtidos pelas expressões (A1.17) e (A1.18).

$$X_1 = X_c - jX_s = \sqrt{2}X \sin \phi - j\sqrt{2}X \cos \phi = \sqrt{2}X[\sin \phi - j \cos \phi] \quad (A1.19)$$

Multiplicando os dois termos da equação (A1.19) por j ficamos:

$$j * X_1 = \sqrt{2}X[\cos \phi + j \sin \phi] \quad (A1.20)$$

Comparando a equação (A1.2) com a equação (A1.20) temos:

$$\bar{X} = j \frac{X_1}{\sqrt{2}} = j \frac{1}{\sqrt{2}} * [X_c - jX_s] = \frac{1}{\sqrt{2}} * [X_s - jX_c] \quad (A1.21)$$

Para desenvolvimento das expressões acima, foi considerado um sinal puramente senoidal. No caso mais geral, quando existem componentes harmônicas no sinal de entrada, o fasor expresso pela equação (A1.21) é a componente fundamental, filtrada através da transformada discreta de Fourier (DFT). Para eliminar erros devidos ao *aliasing*, o sinal de entrada deverá ser filtrado para obedecer ao critério de amostragem de *Nyquist*.

Deve também ser observado que as expressões desenvolvidas para o cálculo das componentes X_s e X_c consideram os dados amostrados durante um ciclo completo da frequência fundamental. Equações similares podem ser formuladas para algoritmos com janelas menores que um ciclo, salientando-se que isto diminuirá a precisão dos fasores assim calculados.

Computação recursiva

O sinal amostrado corresponde à expressão (A1.3) e está simbolizado pela figura A1.1 a seguir:

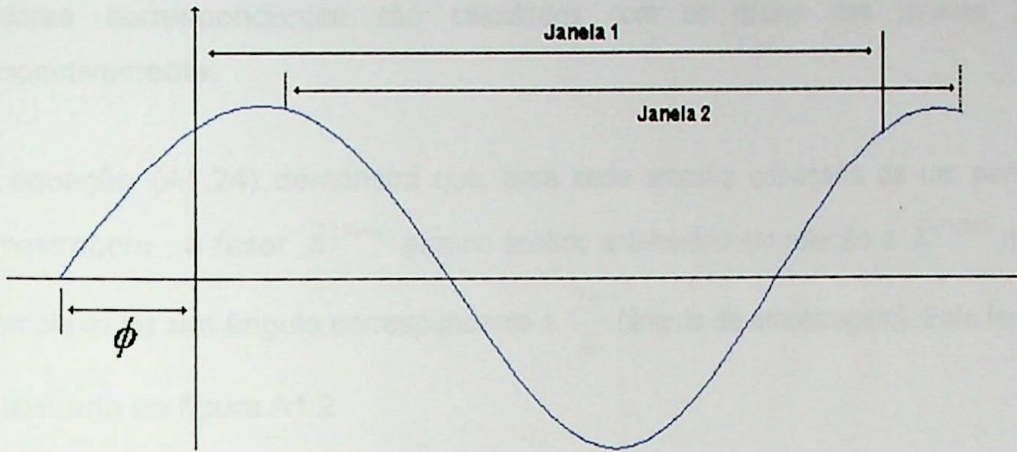


Figura A1.1 - Janelas de dados do tamanho de um ciclo

As amostras colhidas no intervalo definido pela janela 1 produzem um conjunto de dados $x_k (k = 0, \dots, N - 1)$. Após o tempo correspondente ao ângulo de amostragem $(\frac{2\pi}{N})$, uma nova amostra será acrescentada ao conjunto, sendo descartada a amostra mais antiga. Assim a janela 2, conterá os valores $x_k (k = 1, \dots, N)$.

O valor instantâneo do sinal, aplicando a equação (A1.1), será :

$$X(t) = \sqrt{2} * X * \text{sen}(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{N}) \quad (\text{A1.22})$$

Expresso fasorialmente, com o auxílio da equação (A1.2), o sinal assume a forma :

$$\bar{X}^{(Novo)} = X * e^{j(\phi + \frac{2\pi}{N})} = X * e^{j\phi} * e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (\text{A1.23})$$

ou seja

$$\bar{X}^{(Novo)} = \bar{X}^{(Velho)} * e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (\text{A1.24})$$

Em termos do sinal amostrado, a partir da expressão (A1.21) :

$$\bar{X}^{(Novo)} = j \frac{1}{\sqrt{2}} X_1^{(Novo)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [X_S^{(Novo)} + jX_C^{(Novo)}] \quad (A1.25)$$

Nas equações (A1.23), (A1.24) e (A1.25), os índices "Novo" e "Velho" significam que os valores correspondentes são calculados com os dados das janelas 2 e 1 respectivamente.

A equação (A1.24) demonstra que, para cada amostra espaçada de um período de amostragem , o fasor $\bar{X}^{(Novo)}$ gira no sentido anti-horário em relação a $\bar{X}^{(Velho)}$ no plano complexo de um ângulo correspondente a $\frac{2\pi}{N}$ (ângulo de amostragem). Este fenômeno é ilustrado na figura A1.2

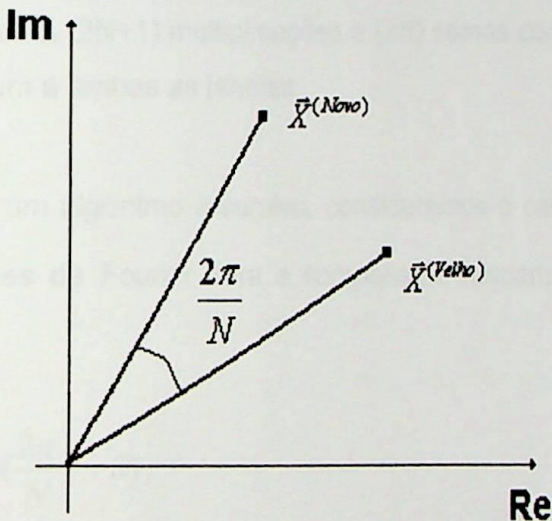


Figura A1.2 – Posição de $\bar{X}^{(Novo)}$ e $\bar{X}^{(Velho)}$ no plano complexo

De uma maneira geral, se os dados da n-ésima amostra são utilizados para cálculo de

$X_C^{(n)}$ e $X_S^{(n)}$:

$$X_C^{(n)} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+n-1} \cos \frac{2\pi}{N} k \quad (A1.26)$$

$$X_S^{(n)} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+n-1} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{N} k \quad (\text{A1.27})$$

$$\bar{X}^{(n)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [X_S^{(n)} + jX_C^{(n)}] \quad (\text{A1.28})$$

Ou ainda conforme a expressão:

$$\bar{X}^{(n)} = \bar{X}^{(n-1)} * e^{j\frac{2\pi}{N}} \quad (\text{A1.29})$$

Observamos que as equações (A1.26), (A1.27), (A1.28) e (A1.29) são não recursivas e requerem $2(N+1)$ multiplicações e $2(N-1)$ somas para produzir o fasor $X^{(n)}$.

Lembrando que, ao se progredir de uma janela de dados para a seguinte, uma amostra (x_0) é descartada e uma é adicionada (x_n). Isto sugere o desenvolvimento de um algoritmo que retenha $(2N+1)$ multiplicações e $(2N)$ somas correspondentes à porção de dados que é comum a ambas as janelas.

Para desenvolver um algoritmo recursivo, consideremos o cálculo de $X_C^{(\theta)}$, $X_S^{(\theta)}$ e $\bar{X}^{(\theta)}$ com os coeficientes de Fourier para a componente fundamental referente a janela 2 teremos :

$$X_C^{(\theta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi}{N} k + \theta\right) \quad (\text{A1.30})$$

$$X_S^{(\theta)} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} k + \theta\right) \quad (\text{A1.31})$$

$$\bar{X}^{(\theta)} = \bar{X} * e^{-j\theta} \quad (\text{A1.32})$$

Se fizermos $\theta = \frac{2\pi}{N}$ e aplicarmos as equações (A1.30) e (A1.31) para calcularmos os coeficientes de Fourier para a componente fundamental referente à janela 2 teremos:

$$X_C^{(Novo), \frac{2\pi}{N}} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+1} \cos\left[\frac{2\pi}{N}k + \frac{2\pi}{N}\right] = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+1} \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k+1)\right] \quad (A1.33)$$

$$X_S^{(Novo), \frac{2\pi}{N}} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+1} \sin\left[\frac{2\pi}{N}k + \frac{2\pi}{N}\right] = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k+1} \sin\left[\frac{2\pi}{N}(k+1)\right] \quad (A1.34)$$

Para simplificar a notação podemos retirar a indicação do ângulo sobrescrita aos coeficientes $X_C^{(Novo)}$ e $X_S^{(Novo)}$. Adicionalmente, observamos que as equações (A1.33) e (A1.34) são relações recursivas e podem ser escritas como:

$$X_C^{(Novo), \frac{2\pi}{N}} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}k + \frac{2\pi}{N}\right) \cos 2\pi(x_N - x_0) \quad (A1.35)$$

$$X_S^{(Novo), \frac{2\pi}{N}} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \sin\left(\frac{2\pi}{N}k + \frac{2\pi}{N}\right) \sin 2\pi(x_N - x_0) \quad (A1.36)$$

O primeiro trecho da equação (A1.35) corresponde exatamente à equação (A1.7) e representa a aplicação da TFD aos dados da janela 1 e que denominaremos $X_C^{(Velho)}$. Portanto para a janela 2 teremos:

$$X_C^{(Novo)} = X_C^{(Velho)} + \frac{2}{N}(x_n - x_0) * \cos 2\pi \quad (A1.37)$$

Aplicando-se o mesmo raciocínio para as janelas subsequentes à janela 2, teremos :

$$X_C^{(Novo)} = X_C^{(Velho)} + \frac{2}{N}(x_n - x_0) * \cos \frac{2\pi}{N}l \quad (A1.38)$$

$$l = 1, \dots, N$$

Analogamente, a componente imaginária será definida por:

$$X_S^{(Novo)} = X_S^{(Velho)} + \frac{2}{N}(x_n - x_0) * \text{sen} \frac{2\pi}{N}l \quad (\text{A1.39})$$

Nas equações (A1.38) e (A1.39), os termos designados por $X^{(Novo)}$ correspondem aos resultados dos cálculos feitos a partir dos valores imediatamente anteriores identificados como $X^{(Velho)}$, considerando-se os acréscimos devidos à inclusão da última amostra recebida (x_n) e da exclusão da amostra correspondente ao atraso de um ciclo (x_0).

O algoritmo recursivo, representado pelas equações (A1.38) e (A1.39) apresenta algumas vantagens em relação aos algoritmos não recursivos, tais como :

- o cálculo de cada um dos coeficientes, X_C e X_S , demanda apenas 2 adições e duas multiplicações, considerando-se que os valores de $\cos(\frac{2\pi}{N}l)$ e $\text{sen}(\frac{2\pi}{N}l)$ são tabelados;
- os fasores calculados são estacionários para sinais senoidais, desde que não haja variação em suas amplitudes.

ANEXO 2

Parte referente à equação diferencial do algoritmo recursivo de Fourier com equação diferencial - Memória de cálculos -

Partindo da equação:

$$V = R * I + L * \frac{dI}{dt} = R * I + L * \frac{\Delta I}{T} \quad (\text{A2.1})$$

onde

dt = Período de amostragem = T

dI = Variação no valor de corrente = ΔI

Por outro lado, como $X = \omega L$, temos que $L = \frac{X}{\omega}$, então, levando à equação (A2.1)

temos:

$$\vec{V} = R * \vec{I} + \frac{X}{\omega * T} * \Delta \vec{I} \quad (\text{A2.2})$$

Abrindo os fasores da equação acima em parte real e imaginária ficamos :

$$V_{\text{Re}} + jV_{\text{Im}} = R(I_{\text{Re}} + jI_{\text{Im}}) + \frac{X}{\omega * T} (\Delta I_{\text{Re}} + j\Delta I_{\text{Im}}) \quad (\text{A2.3})$$

Separando em parte real e parte imaginária ficamos:

$$V_{\text{Re}} = R * I_{\text{Re}} + \frac{X}{\omega * T} * \Delta I_{\text{Re}} \quad (\text{A2.4})$$

$$V_{\text{Im}} = R * I_{\text{Im}} + \frac{X}{\omega * T} * \Delta I_{\text{Im}} \quad (\text{A2.5})$$



Este sistema de 2 equações com duas incógnitas (R e X) pode ser resolvido por substituição simples, porém para facilitar a compreensão, será usado o método matricial apresentado a seguir :

$$\begin{bmatrix} V_{Re} & V_{Im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & \frac{X}{\omega * T} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{Re} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & \Delta I_{Im} \end{bmatrix} \quad (A2.6)$$

Para calcular a matriz inversa de [1], partimos do princípio que toda matriz multiplicada pela sua inversa é igual a matriz identidade. Então :

$$\begin{bmatrix} I_{Re} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & \Delta I_{Im} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} m & n \\ p & q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (A2.7)$$

Abrindo esta equação matricial num sistema de equações ficamos :

$$m * I_{Re} + p * I_{Im} = 1 \quad (A2.8)$$

$$n * I_{Re} + q * I_{Im} = 0 \quad (A2.9)$$

$$m * \Delta I_{Re} + p * \Delta I_{Im} = 0 \quad (A2.10)$$

$$n * \Delta I_{Re} + q * \Delta I_{Im} = 1 \quad (A2.11)$$

Das equações (A2.9) e (A2.10), obtemos as equações (A2.12) e (A2.13) :

$$n = -q \frac{I_{Im}}{I_{Re}} \quad (A2.12)$$

$$m = -p * \frac{\Delta I_{Im}}{\Delta I_{Re}} \quad (A2.13)$$

Substituindo (A2.13) em (A2.8), temos :

$$-p * \frac{\Delta I_{Im}}{\Delta I_{Re}} * I_{Re} + p * I_{Im} = 1 \quad (A2.14)$$

$$-p \left[I_{Im} - \frac{\Delta I_{Im}}{\Delta I_{Re}} * I_{Re} \right] = 1 \quad (A2.15)$$

Daí tiramos a expressão para o cálculo de p :

$$p = \frac{\Delta I_{Re}}{I_{Im} * \Delta I_{Re} - \Delta I_{Im} * I_{Re}} \quad (A2.16)$$

Substituindo (A2.16) em (A2.13) para o cálculo de m :

$$m = - \frac{\Delta I_{Re}}{I_{Im} * \Delta I_{Re} - \Delta I_{Im} * I_{Re}} * \frac{\Delta I_{Im}}{\Delta I_{Re}} \quad (A2.17)$$

então

$$m = - \frac{\Delta I_{Im}}{I_{Im} * \Delta I_{Re} - \Delta I_{Im} * I_{Re}} \quad (A2.18)$$

Substituindo (A2.12) em (A2.11) temos :

$$-q \frac{I_{Im}}{I_{Re}} * \Delta I_{Re} + q * \Delta I_{Im} = 1 \quad (A2.19)$$

$$q * \left[\Delta I_{Im} - \frac{I_{Im}}{I_{Re}} * \Delta I_{Re} \right] = 1 \quad (A2.20)$$

Daí tiramos a expressão para o cálculo de q :

$$q = \frac{I_{Re}}{\Delta I_{Im} * I_{Re} - I_{Im} * \Delta I_{Re}} \quad (A2.21)$$

Substituindo (A2.22) em (A2.13) para o cálculo de n :

$$n = - \frac{I_{Re}}{\Delta I_{Im} * I_{Re} - I_{Im} * \Delta I_{Re}} * \frac{I_{Im}}{I_{Re}} \quad (A2.22)$$

então

$$n = - \frac{I_{Im}}{\Delta I_{Im} * I_{Re} - I_{Im} * \Delta I_{Re}} \quad (A2.23)$$

Chegamos então na matriz inversa de I.

$$\begin{bmatrix} I_{Re} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & \Delta I_{Im} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} m & n \\ p & q \end{bmatrix} \quad (A2.24)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Re} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & \Delta I_{Im} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{I_{Im} \cdot \Delta I_{Re} - I_{Re} \cdot \Delta I_{Im}} * \begin{bmatrix} -\Delta I_{Im} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & -I_{Re} \end{bmatrix} \quad (A2.25)$$

Como $[Z] = [V] * [I]^{-1}$, vem:

$$\begin{bmatrix} R & \frac{X}{\omega T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Re} & V_{Im} \end{bmatrix} * \frac{1}{I_{Im} \cdot \Delta I_{Re} - I_{Re} \cdot \Delta I_{Im}} * \begin{bmatrix} -\Delta I_{Im} & I_{Im} \\ \Delta I_{Re} & -I_{Re} \end{bmatrix} \quad (A2.26)$$

Resolvendo a expressão (A2.26) encontramos as equações para o cálculo dos valores da resistência e da reatância mostradas a seguir:

$$\boxed{R = \frac{V_{Im} * \Delta I_{Re} - V_{Re} * \Delta I_{Im}}{I_{Im} * \Delta I_{Re} - I_{Re} * \Delta I_{Im}}} \quad (A2.27)$$

$$\boxed{X = \omega t * \frac{V_{Re} * I_{Im} - V_{Im} * I_{Re}}{\Delta I_{Re} * I_{Im} - \Delta I_{Im} * I_{Re}}} \quad (A2.28)$$

ANEXO 3

Programas desenvolvidos

Programa principal – Algoritmo de recursivo de Fourier com equação diferencial

```
% *****  
% Simulação de Relé de Distancia (Impedância) Digital  
%  
% Utiliza Algoritmo Recursivo de Fourier para o Cálculo dos fasores de tensão,  
% de corrente e de variação de corrente.  
% Para o cálculo da impedância utiliza o algoritmo da equação diferencial  
%  
% Taxa de 16 amostras por Ciclo  
% *****  
% Definicao de Dados Gerais *****  
  
    natp=400; % numero de amostras/ciclo no atp  
    nciclo=16; % numero de amostras/ciclo no rele  
    t_curto=1.35e-1;%instante do curto  
    t0=1/50;  
    nt=10000;  
    zz=natp/nciclo;  
  
% leitura dos sinais *****  
  
fid = fopen('C:\matlabr11\work\coffg5k5.lis','rt');  
  
    n= 7;  
    dados = fscanf(fid,'%s %s %s',n);  
    n= 6;  
    dados = fscanf(fid,'%s %s',n);  
    %n= 3;  
    %dados = fscanf(fid,'%s %s',n);  
  
    n= 7;  
  
    [dados,count] = fscanf(fid,'%f %f %f %f',n);  
  
    ndad = 0;  
  
    while dados(1) ~= 99999  
  
        ndad = ndad + 1;  
        tt(ndad) = dados(1);  
        t=tt';  
        vaa(ndad) = dados(2);  
        va=vaa';  
        vbb(ndad) = dados(3);  
        vb=vbb';  
        vcc(ndad) = dados(4);  
        vc=vcc';  
        iaa(ndad) = dados(5);  
        ia=iaa';  
        ibb(ndad) = dados(6);  
        ib=ibb';  
        icc(ndad) = dados(7);  
        ic=icc';  
        dados;  
        [dados,count] = fscanf(fid,'%f %f %f %f %f %f %f',n);  
    end  
    fclose(fid);  
  
% Fator de compensacao para a protecao de terra  
  
z0=34.26;  
z1=10.44;  
kc=(z0-z1)/(z1*3);
```

```

% Filtragem analogica do Sinal*****
% filtro Butherworth ordem 3, freq de corte=180 hz
numfa=[1.44663e9];
denfa1=[1 1.13097e3 1.2791e6];
denfa2=[1 1.13097e3];
denfa=conv(denfa1,denfa2);

% Simula Filtro Analogico

val=lsim(numfa,denfa,va,t);
vb1=lsim(numfa,denfa,vb,t);
vc1=lsim(numfa,denfa,vc,t);
ial=lsim(numfa,denfa,ia,t);
ib1=lsim(numfa,denfa,ib,t);
ic1=lsim(numfa,denfa,ic,t);

% Amostragem do Sinal *****

kk=round(zz);
jj=0;
for ii=1:kk:nt,
    jj=jj+1;
    va2(jj)=val(ii);
    vb2(jj)=vb1(ii);
    vc2(jj)=vc1(ii);
    ia2(jj)=ial(ii);
    ib2(jj)=ib1(ii);
    ic2(jj)=ic1(ii);
    t2(jj)=t(ii);
end

%for ii=1:kk:nt,
% jj=jj+1;
% va2(jj)=va(ii);
% vb2(jj)=vb(ii);
% vc2(jj)=vc(ii);
% ia2(jj)=ia(ii);
% ib2(jj)=ib(ii);
% ic2(jj)=ic(ii);
% t2(jj)=t(ii);
%end

nta=jj; % numero total de pomtos amostrados pelo rele

% calculo das tensoes e correntes compensadas*****

vab2=va2-vb2;
vbc2=vb2-vc2;
vca2=vc2-va2;
iab2=ia2-ib2;
ibc2=ib2-ic2;
ica2=ic2-ia2;
ian2=ia2+kc*(ia2+ib2+ic2); % corrente compensada de neutro para rele AG
ibn2=ib2+kc*(ia2+ib2+ic2); % corrente compensada de neutro para rele AG
icn2=ic2+kc*(ia2+ib2+ic2); % corrente compensada de neutro para rele AG

z=1;

deltaia2(z)=ia2(z);
deltaib2(z)=ib2(z);
deltaic2(z)=ic2(z);
deltaian2(z)=ian2(z);
deltaibn2(z)=ibn2(z);
deltaicn2(z)=icn2(z);
deltaiab2(z)=iab2(z);
deltaibc2(z)=ibc2(z);
deltaica2(z)=ica2(z);

for n=2:jj;

    z=z+1;

deltaia2(n)=ia2(n)-ia2(n-1);
deltaib2(n)=ib2(n)-ib2(n-1);
deltaic2(n)=ic2(n)-ic2(n-1);

```

```

deltaian2(n)=ian2(n)-ian2(n-1);
deltaibn2(n)=ibn2(n)-ibn2(n-1);
deltaicn2(n)=icn2(n)-icn2(n-1);
deltaiab2(n)=iab2(n)-iab2(n-1);
deltaibc2(n)=ibc2(n)-ibc2(n-1);
deltaica2(n)=ica2(n)-ica2(n-1);

end

% Plota tensoes e correntes de defeito*****

subplot(211)
plot(t,va,t,vb,t,vc)
title('Tensoes Va, Vb, Vc')
xlabel('tempo (seg.)')

subplot(212)
plot(t,ia,t,ib,t,ic)
title('Correntes Ia, Ib, Ic')
xlabel('tempo(seg.)')
pause

clf
subplot(211)
plot(t,va,t,val)
title('Tensao Va antes e apos filtro analogico')
xlabel('tempo(seg.)')

subplot(212)
plot(t,ia,t,ial)
title('Corrente Ia antes e apos filtro analogico')
xlabel('tempo(seg.)')
pause

clf
subplot(211)
plot(t2,va2,'+')
title('Tensao Va amostrada')
xlabel('tempo(seg.)')

subplot(212)
plot(t2,ia2,'+')
title('Corrente Ia amostrada')
xlabel('tempo(seg.)')
pause

% Algoritmo Digital do Rele*****

teta=2*pi/nciclo;

% Fourier Recursivo

fourier_rec

% Calculo de R e X através da equação diferencial

eq_dife

% Impedâncias

j=sqrt(-1);

% reles de Fase

ZAB=Rab+j*Xab;
ZBC=Rbc+j*Xbc;
ZCA=Rca+j*Xca;

% Rele de terra

ZAn=Ra+j*Xa;
ZBn=Rb+j*Xb;
ZCn=Rc+j*Xc;

carac_ft

```

```
% Plota Impedancias "vistas" pelo Rele*****
```

```
R11=[-4.823 13.1837 8.413 0 -5.5054 -4.823];  
X11=[17.26 17.26 -2.41 0 14.45 17.26];
```

```
R12=[-3.0963 14.911 8.413 0 -5.5054 -3.0963];  
X12=[24.379 24.379 -2.41 0 14.45 24.379];
```

```
R14=[1.392 19.3998 8.413 0 -5.5054 1.392];  
X14=[42.879 42.879 -2.41 0 14.45 42.879];
```

```
figure
```

```
clf  
subplot(221)  
plot(R11,X11,R12,X12,R14,X14,real(ZAB),imag(ZAB),'.',real(ZAB)...  
,imag(ZAB))  
title('Rele AB - R x X - Eq Dif')
```

```
subplot(222)  
plot(t2,real(ZAB),t2,imag(ZAB))  
title('Rele AB - R(t) e X(t)')  
grid
```

```
subplot(223)  
plot(R11,X11,R12,X12,R14,X14,real(ZBC),imag(ZBC),'.',real(ZBC)...  
,imag(ZBC))  
title('Rele BC - R x X - Eq Dif')
```

```
subplot(224)  
plot(t2,real(ZBC),t2,imag(ZBC))  
title('Rele BC - R(t) e X(t)')  
grid  
pause
```

```
clf  
subplot(211)  
plot(R11,X11,R12,X12,R14,X14,real(ZCA),imag(ZCA),real(ZCA)...  
,imag(ZCA))  
title('Rele CA - R x X - Eq Dif')  
subplot(212)  
plot(t2,real(ZCA),t2,imag(ZCA))  
title('Rele CA - R(t) e X(t)')  
grid  
figure
```

```
R1=[-6.58 13.20 9.3 -0.1 -6.75 -6.58];  
X1=[15.15 15.15 -2.69 -0.1 14.4 15.15];
```

```
R2=[-5.12 14.562 9.3 -0.1 -6.75 -5.12];  
X2=[21.6 21.6 -2.69 -0.1 14.4 21.6];
```

```
R4=[-1.399 18.048 9.3 -0.1 -6.75 -1.399];  
X4=[38.1 38.1 -2.69 -0.1 14.4 38.1];
```

```
subplot(211)  
plot(R1,X1,R2,X2,R4,X4,real(ZAn),imag(ZAn),real(ZAn)...  
,imag(ZAn))  
title('Rele AG - R x X - Eq Dif')
```

```
subplot(212)  
plot(t2,real(ZAn),t2,imag(ZAn))  
title('Rele AG - R(t) e X(t)')  
grid  
pause
```

```
figure
```

```
clf  
subplot(211)  
plot(R1,X1,R2,X2,R4,X4,real(ZBn),imag(ZBn),real(ZBn)...  
,imag(ZBn))  
title('Rele Bn - R x X - Eq Dif')
```

```

subplot(212)
plot(t2,real(ZBn),t2,imag(ZBn))
title('Rele Bn - R(t) e X(t)')
grid

figure

subplot(211)
plot(R1,X1,R2,X2,R4,X4,real(ZCn),imag(ZCn),real(ZCn)...
,imag(ZCn))
title('Rele Cn - R x X - Eq Dif')

subplot(212)
plot(t2,real(ZCn),t2,imag(ZCn))
title('Rele Cn - R(t) e X(t)')
grid
pause

plot(t2,abs(ZAB),t2,abs(ZBC),t2,abs(ZCA))
grid
title('Impedancia "vista" pelos reles AB BC CA"')
xlabel('t(seg)')

```

Fourier_rec – Rotina que calcula algoritmo recursivo de Fourier

```

va_r=0;
va_i=0;
vb_r=0;
vb_i=0;
vc_r=0;
vc_i=0;
ia_r=0;
ia_i=0;
ib_r=0;
ib_i=0;
ic_r=0;
ic_i=0;
ian_r=0;
ian_i=0;
ibn_r=0;
ibn_i=0;
icn_r=0;
icn_i=0;
vab_r=0;
vab_i=0;
vbc_r=0;
vbc_i=0;
vca_r=0;
vca_i=0;
iab_r=0;
iab_i=0;
ibc_r=0;
ibc_i=0;
ica_r=0;
ica_i=0;
deltaia_r=0;
deltaia_i=0;
deltaib_r=0;
deltaib_i=0;
deltaic_r=0;
deltaic_i=0;
deltaian_r=0;
deltaian_i=0;
deltaibn_r=0;
deltaibn_i=0;
deltaicn_r=0;
deltaicn_i=0;
deltaiab_r=0;
deltaiab_i=0;
deltaibc_r=0;
deltaibc_i=0;
deltaica_r=0;
deltaica_i=0;

```

for n=1:nciclo;

VAr(n)=va_r + (2/nciclo)*va2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VAi(n)=va_i + (2/nciclo)*va2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
VBr(n)=vb_r + (2/nciclo)*vb2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VBi(n)=vb_i + (2/nciclo)*vb2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
VCr(n)=vc_r + (2/nciclo)*vc2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VCi(n)=vc_i + (2/nciclo)*vc2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IAR(n)=ia_r + (2/nciclo)*ia2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IAi(n)=ia_i + (2/nciclo)*ia2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IBr(n)=ib_r + (2/nciclo)*ib2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IBi(n)=ib_i + (2/nciclo)*ib2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
ICr(n)=ic_r + (2/nciclo)*ic2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
ICi(n)=ic_i + (2/nciclo)*ic2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IANr(n)=ian_r + (2/nciclo)*ian2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IANi(n)=ian_i + (2/nciclo)*ian2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IBnr(n)=ibn_r + (2/nciclo)*ibn2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IBni(n)=ibn_i + (2/nciclo)*ibn2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
ICnr(n)=icn_r + (2/nciclo)*icn2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
ICni(n)=icn_i + (2/nciclo)*icn2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);

VABr(n)=vab_r + (2/nciclo)*vab2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VABi(n)=vab_i + (2/nciclo)*vab2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
VBCr(n)=vbc_r + (2/nciclo)*vbc2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VBCi(n)=vbc_i + (2/nciclo)*vbc2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
VCAr(n)=vca_r + (2/nciclo)*vca2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
VCAi(n)=vca_i + (2/nciclo)*vca2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IABr(n)=iab_r + (2/nciclo)*iab2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IABi(n)=iab_i + (2/nciclo)*iab2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
IBCr(n)=ibc_r + (2/nciclo)*ibc2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
IBCi(n)=ibc_i + (2/nciclo)*ibc2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
ICAr(n)=ica_r + (2/nciclo)*ica2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
ICAi(n)=ica_i + (2/nciclo)*ica2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaiar(n)=deltaia_r + (2/nciclo)*deltaia2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaiai(n)=deltaia_i + (2/nciclo)*deltaia2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaibr(n)=deltaib_r + (2/nciclo)*deltaib2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaibi(n)=deltaib_i + (2/nciclo)*deltaib2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaicr(n)=deltaic_r + (2/nciclo)*deltaic2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaici(n)=deltaic_i + (2/nciclo)*deltaic2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaianr(n)=deltaian_r + (2/nciclo)*deltaian2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaiani(n)=deltaian_i + (2/nciclo)*deltaian2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaibrn(n)=deltaibn_r + (2/nciclo)*deltaibn2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaibni(n)=deltaibn_i + (2/nciclo)*deltaibn2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaicnr(n)=deltaicn_r + (2/nciclo)*deltaicn2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaicni(n)=deltaicn_i + (2/nciclo)*deltaicn2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaiabr(n)=deltaiab_r + (2/nciclo)*deltaiab2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaiabi(n)=deltaiab_i + (2/nciclo)*deltaiab2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaibcr(n)=deltaibc_r + (2/nciclo)*deltaibc2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaibci(n)=deltaibc_i + (2/nciclo)*deltaibc2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);
Deltaicar(n)=deltaica_r + (2/nciclo)*deltaica2(n)*cos(2*pi*n/nciclo);
Deltaicai(n)=deltaica_i + (2/nciclo)*deltaica2(n)*sin(2*pi*n/nciclo);

va_r=VAr(n);
va_i=VAi(n);
vb_r=VBr(n);
vb_i=VBi(n);
vc_r=VCr(n);
vc_i=VCi(n);
ia_r=IAR(n);
ia_i=IAi(n);
ib_r=IBr(n);
ib_i=IBi(n);
ic_r=ICr(n);
ic_i=ICi(n);
ian_r=IANr(n);
ian_i=IANi(n);
ibn_r=IBnr(n);
ibn_i=IBni(n);
icn_r=ICnr(n);
icn_i=ICni(n);
vab_r=VABr(n);
vab_i=VABi(n);
vbc_r=VBCr(n);
vbc_i=VBCi(n);
vca_r=VCAr(n);
vca_i=VCAi(n);
iab_r=IABr(n);

```

iab_i=IABi(n);
ibc_r=IBCr(n);
ibc_i=IBCi(n);
ica_r=ICAr(n);
ica_i=ICAi(n);
deltaia_r=Deltaiar(n);
deltaia_i=Deltaiai(n);
deltaib_r=Deltaibr(n);
deltaib_i=Deltaibi(n);
deltaic_r=Deltaicr(n);
deltaic_i=Deltaici(n);
deltaian_r=Deltaianr(n);
deltaian_i=Deltaiani(n);
deltaibn_r=Deltaibnr(n);
deltaibn_i=Deltaibni(n);
deltaicn_r=Deltaicnr(n);
deltaicn_i=Deltaicni(n);
deltaiab_r=Deltaiabr(n);
deltaiab_i=Deltaiabi(n);
deltaabc_r=Deltaabcr(n);
deltaabc_i=Deltaabci(n);
deltaica_r=Deltaicar(n);
deltaica_i=Deltaicai(n);

end

for m=1:(nt/natp)-1;
    k=m*nciclo;
    for L=1:nciclo;
        p=k+L;
        q=p-nciclo;

VAR(p)=va_r + (2/nciclo)*(va2(p)-va2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
VAi(p)=va_i + (2/nciclo)*(va2(p)-va2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
VBr(p)=vb_r + (2/nciclo)*(vb2(p)-vb2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
VBi(p)=vb_i + (2/nciclo)*(vb2(p)-vb2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
VCr(p)=vc_r + (2/nciclo)*(vc2(p)-vc2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Vci(p)=vc_i + (2/nciclo)*(vc2(p)-vc2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IAR(p)=ia_r + (2/nciclo)*(ia2(p)-ia2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IAi(p)=ia_i + (2/nciclo)*(ia2(p)-ia2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IBr(p)=ib_r + (2/nciclo)*(ib2(p)-ib2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IBi(p)=ib_i + (2/nciclo)*(ib2(p)-ib2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
ICr(p)=ic_r + (2/nciclo)*(ic2(p)-ic2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
ICi(p)=ic_i + (2/nciclo)*(ic2(p)-ic2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IANr(p)=ian_r + (2/nciclo)*(ian2(p)-ian2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IANi(p)=ian_i + (2/nciclo)*(ian2(p)-ian2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IBnr(p)=ibn_r + (2/nciclo)*(ibn2(p)-ibn2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IBni(p)=ibn_i + (2/nciclo)*(ibn2(p)-ibn2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
ICnr(p)=icn_r + (2/nciclo)*(icn2(p)-icn2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
ICni(p)=icn_i + (2/nciclo)*(icn2(p)-icn2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
VABr(p)=vab_r + (2/nciclo)*(vab2(p)-vab2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
VABi(p)=vab_i + (2/nciclo)*(vab2(p)-vab2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
VBCr(p)=vbc_r + (2/nciclo)*(vbc2(p)-vbc2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
VBCi(p)=vbc_i + (2/nciclo)*(vbc2(p)-vbc2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
VCAr(p)=vca_r + (2/nciclo)*(vca2(p)-vca2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
VCAi(p)=vca_i + (2/nciclo)*(vca2(p)-vca2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IABr(p)=iab_r + (2/nciclo)*(iab2(p)-iab2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IABi(p)=iab_i + (2/nciclo)*(iab2(p)-iab2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
IBCr(p)=ibc_r + (2/nciclo)*(ibc2(p)-ibc2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
IBCi(p)=ibc_i + (2/nciclo)*(ibc2(p)-ibc2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
ICAr(p)=ica_r + (2/nciclo)*(ica2(p)-ica2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
ICAi(p)=ica_i + (2/nciclo)*(ica2(p)-ica2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaiar(p)=deltaia_r + (2/nciclo)*(deltaia2(p)-deltaia2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaiai(p)=deltaia_i + (2/nciclo)*(deltaia2(p)-deltaia2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaibr(p)=deltaib_r + (2/nciclo)*(deltaib2(p)-deltaib2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaibi(p)=deltaib_i + (2/nciclo)*(deltaib2(p)-deltaib2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaicr(p)=deltaic_r + (2/nciclo)*(deltaic2(p)-deltaic2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaici(p)=deltaic_i + (2/nciclo)*(deltaic2(p)-deltaic2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaianr(p)=deltaian_r + (2/nciclo)*(deltaian2(p)-deltaian2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaiani(p)=deltaian_i + (2/nciclo)*(deltaian2(p)-deltaian2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaibnr(p)=deltaibn_r + (2/nciclo)*(deltaibn2(p)-deltaibn2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaibni(p)=deltaibn_i + (2/nciclo)*(deltaibn2(p)-deltaibn2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaicnr(p)=deltaicn_r + (2/nciclo)*(deltaicn2(p)-deltaicn2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaicni(p)=deltaicn_i + (2/nciclo)*(deltaicn2(p)-deltaicn2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaiabr(p)=deltaiab_r + (2/nciclo)*(deltaiab2(p)-deltaiab2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaiabi(p)=deltaiab_i + (2/nciclo)*(deltaiab2(p)-deltaiab2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaabcr(p)=deltaabc_r + (2/nciclo)*(deltaabc2(p)-deltaabc2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);

```

```

Deltaibci(p)=deltaabc_i + (2/nciclo)*(deltaabc2(p)-deltaabc2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);
Deltaicar(p)=deltaaica_r + (2/nciclo)*(deltaaica2(p)-deltaaica2(q))*cos(2*pi*L/nciclo);
Deltaicai(p)=deltaaica_i + (2/nciclo)*(deltaaica2(p)-deltaaica2(q))*sin(2*pi*L/nciclo);

```

```

va_r=VAr(p);
va_i=VAi(p);
vb_r=VBr(p);
vb_i=VBi(p);
vc_r=VCr(p);
vc_i=VCi(p);
ia_r=IAr(p);
ia_i=IAi(p);
ib_r=IBr(p);
ib_i=IBi(p);
ic_r=ICr(p);
ic_i=ICi(p);
ian_r=IANr(p);
ian_i=IANi(p);
ibn_r=IBnr(p);
ibn_i=IBni(p);
icn_r=ICnr(p);
icn_i=ICni(p);
vab_r=VABr(p);
vab_i=VABi(p);
vbc_r=VBCr(p);
vbc_i=VBCi(p);
vca_r=VCAr(p);
vca_i=VCAi(p);
iab_r=IABr(p);
iab_i=IABi(p);
ibc_r=IBCr(p);
ibc_i=IBCi(p);
ica_r=ICAr(p);
ica_i=ICAi(p);
deltaia_r=Deltaiar(p);
deltaia_i=Deltaiai(p);
deltaib_r=Deltaibr(p);
deltaib_i=Deltaibi(p);
deltaic_r=Deltaicr(p);
deltaic_i=Deltaici(p);
deltaian_r=Deltaianr(p);
deltaian_i=Deltaiani(p);
deltaibn_r=Deltaibnr(p);
deltaibn_i=Deltaibni(p);
deltaicn_r=Deltaicnr(p);
deltaicn_i=Deltaicni(p);
deltaiab_r=Deltaiabr(p);
deltaiab_i=Deltaiabi(p);
deltaabc_r=Deltaabcr(p);
deltaabc_i=Deltaabci(p);
deltaaica_r=Deltaaicar(p);
deltaaica_i=Deltaaicai(p);
VAr(L)=VAr(nciclo+1);
VAi(L)=VAi(nciclo+1);
VBr(L)=VBr(nciclo+1);
VBi(L)=VBi(nciclo+1);
VCr(L)=VCr(nciclo+1);
VCi(L)=VCi(nciclo+1);
VABr(L)=VABr(nciclo+1);
VABi(L)=VABi(nciclo+1);
VBCr(L)=VBCr(nciclo+1);
VBCi(L)=VBCi(nciclo+1);
VCAr(L)=VCAr(nciclo+1);
VCAi(L)=VCAi(nciclo+1);
IAr(L)=IAr(nciclo+1);
IAi(L)=IAi(nciclo+1);
IBr(L)=IBr(nciclo+1);
IBi(L)=IBi(nciclo+1);
ICr(L)=ICr(nciclo+1);
ICi(L)=ICi(nciclo+1);
IANr(L)=IANr(nciclo+1);
IANi(L)=IANi(nciclo+1);
IBnr(L)=IBnr(nciclo+1);
IBni(L)=IBni(nciclo+1);
ICnr(L)=ICnr(nciclo+1);
ICni(L)=ICni(nciclo+1);
IABr(L)=IABr(nciclo+1);

```

```

IABi(L)=IABi(nciclo+1);
IBCr(L)=IBCr(nciclo+1);
IBCi(L)=IBCi(nciclo+1);
ICAr(L)=ICAr(nciclo+1);
ICAI(L)=ICAI(nciclo+1);
Deltaiar(L)=Deltaiar(nciclo+1);
Deltaiai(L)=Deltaiai(nciclo+1);
Deltaibr(L)=Deltaibr(nciclo+1);
Deltaibi(L)=Deltaibi(nciclo+1);
Deltaicr(L)=Deltaicr(nciclo+1);
Deltaici(L)=Deltaici(nciclo+1);
Deltaianr(L)=Deltaianr(nciclo+1);
Deltaiani(L)=Deltaiani(nciclo+1);
Deltaibnr(L)=Deltaibnr(nciclo+1);
Deltaibni(L)=Deltaibni(nciclo+1);
Deltaicnr(L)=Deltaicnr(nciclo+1);
Deltaicni(L)=Deltaicni(nciclo+1);
Deltaiabr(L)=Deltaiabr(nciclo+1);
Deltaiabi(L)=Deltaiabi(nciclo+1);
Deltaibcr(L)=Deltaibcr(nciclo+1);
Deltaibci(L)=Deltaibci(nciclo+1);
Deltaicar(L)=Deltaicar(nciclo+1);
Deltaicai(L)=Deltaicai(nciclo+1);
end
end

```

eq_dife – Rotina que calcula a impedância através do algoritmo da equação diferencial

```

% Calculo da impedância vista pelo relé *****
for n=nciclo+1:z
    for L=1:nciclo;
f=50;

Ra(n)=(VAi(n)*Deltaianr(n)-VAr(n)*Deltaiani(n))/(IAni(n)*Deltaianr(n)-IANr(n)*Deltaiani(n));

Xa(n)=((2*pi/nciclo))*(VAr(n)*IAni(n)-(VAi(n)*IANr(n)))/(IAni(n)*Deltaianr(n)-IANr(n)*Deltaiani(n));

Rb(n)=(VBi(n)*Deltaibr(n)-VBr(n)*Deltaibi(n))/(IBi(n)*Deltaibr(n)-IBr(n)*Deltaibi(n));

Xb(n)=((2*pi/nciclo))*(VBr(n)*IBi(n)-(VBi(n)*IBr(n)))/(IBi(n)*Deltaibr(n)-IBr(n)*Deltaibi(n));

Rc(n)=(Vci(n)*Deltaicr(n)-Vcr(n)*Deltaici(n))/(Ici(n)*Deltaicr(n)-ICr(n)*Deltaici(n));

Xc(n)=((2*pi/nciclo))*(Vcr(n)*Ici(n)-(Vci(n)*ICr(n)))/(Ici(n)*Deltaicr(n)-ICr(n)*Deltaici(n));

Rab(n)=(VABi(n)*Deltaiabr(n)-VABr(n)*Deltaiabi(n))/(IABi(n)*Deltaiabr(n)-IABr(n)*Deltaiabi(n));

Xab(n)=((2*pi/nciclo))*(VABr(n)*IABi(n)-(VABi(n)*IABr(n)))/(IABi(n)*Deltaiabr(n)-IABr(n)*Deltaiabi(n));

Rbc(n)=(VBCi(n)*Deltaibcr(n)-VBCr(n)*Deltaibci(n))/(IBCi(n)*Deltaibcr(n)-IBCr(n)*Deltaibci(n));

Xbc(n)=((2*pi/nciclo))*(VBCr(n)*IBCi(n)-(VBCi(n)*IBCr(n)))/(IBCi(n)*Deltaibcr(n)-IBCr(n)*Deltaibci(n));

Rca(n)=(VCAi(n)*Deltaicar(n)-VCAr(n)*Deltaicai(n))/(ICAI(n)*Deltaicar(n)-ICAr(n)*Deltaicai(n));

Xca(n)=((2*pi/nciclo))*(VCAr(n)*ICAI(n)-(VCAi(n)*ICAr(n)))/(ICAI(n)*Deltaicar(n)-ICAr(n)*Deltaicai(n));

Ra(L) = Ra(nciclo+1);
Xa(L) = Xa(nciclo+1);
Rb(L) = Rb(nciclo+1);
Xb(L) = Xb(nciclo+1);
Rc(L) = Rc(nciclo+1);
Xc(L) = Xc(nciclo+1);
Rab(L) = Rab(nciclo+1);
Xab(L) = Xab(nciclo+1);
Rbc(L) = Rbc(nciclo+1);
Xbc(L) = Xbc(nciclo+1);
Rca(L) = Rca(nciclo+1);
Xca(L) = Xca(nciclo+1);
End

```

Carac_ft – Rotina que verifica se a impedância calculada se encontra no interior da característica ajustada no relé.

% Característica do relé para falhas monofásicas

```
cont1=0;
cont2=0;
cont3=0;
cont4=0;
cont5=0;
```

%Numero de pontos dentro da característica para a atuação do relé
npa=4

%Característica da primeira zona

```
for n=1:p
    %inicio curva 1
    if and(Ra(n)>9.3,Ra(n)<13.27)
        if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<15.15)
            xx1=4.734*Ra(n)-47.34;
            if (Xa(n)>xx1)
                Ra(n);
                Xa(n);
                cont1=cont1+1 ;
            else cont1=0;
            end
        else cont1=0;
        end
    else cont1=0;
    end
    % inicio curva 2
    if and(Ra(n)>-0.1,Ra(n)<=9.3)
        if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<15.15)
            xx2=-0.2755*Ra(n)-0.1275;
            if (Xa(n)>xx2)
                Ra(n);
                Xa(n);
                cont2=cont2+1 ;
            else cont2=0;
            end
        else cont2=0;
        end
    else cont2=0;
    end
    % inicio curva 3
    if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-0.1)
        if and(Xa(n)>-0.1,Xa(n)<14.37)
            xx3=-2.18*Ra(n)-0,318;
            if (Xa(n)>xx3)
                Ra(n);
                Xa(n);
                cont3=cont3+1 ;
            else cont3=0;
            end
        else cont3=0;
        end
    else cont3=0;
    end
    % inicio curva 4
    if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-6.58)
        if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<15.15)
            xx4=4.43*Ra(n)+ 44.3;
            if (Xa(n)>xx4)
                Ra(n);
                Xa(n);
                cont4=cont4+1 ;
            else cont4=0;
            end
        else cont4=0;
        end
    else cont4=0;
    end
    % inicio curva 5
    if and(Ra(n)>-6.58,Ra(n)<0)
        if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<15.15)
```

```

        Ra(n);
        Xa(n);
        cont5=cont5+1 ;
    else cont5=0;
    end
else cont5=0;
end

if cont1 == npa
disp ('Atuação do relé - primeira Zona - curva1')
n
break
end

if cont2 == npa
disp ('Atuação do relé - primeira Zona - curva2')
n
break
end
if cont3 == npa
disp ('Atuação do relé - primeira Zona - curva3')
n
break
end
if cont4 == npa
disp ('Atuação do relé - primeira Zona - curva4')
n
break
end
if cont5 == npa
disp ('Atuação do relé - primeira Zona - curva5')
n
break
end
end

%Caracteristica da segunda zona

cont1=0;
cont2=0;
cont3=0;
cont4=0;
cont5=0;
%vcontz2=tzona2*natp/t2(z)

for n=1:p

%inicio curva 1
if and(Ra(n)>9.3,Ra(n)<14.56)
    if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<21.6)
        xx1=4.734*Ra(n)-47.34;
        if (Xa(n)>xx1)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont1=cont1+1;
        else cont1=0;
        end
    else cont1=0;
    end
else cont1=0;
end

% inicio curva 2
if and(Ra(n)>-0.1,Ra(n)<=9.3)
    if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<21.6)
        xx2=-0.2755*Ra(n)-0.1275;
        if (Xa(n)>xx2)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont2=cont2+1;
        else cont2=0;
        end
    else cont2=0;
    end
else cont2=0;
end
end
end
end

```

```

% inicio curva 3
  if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-0.1)
    if and(Xa(n)>-0.1,Xa(n)<14.37)
      xx3=-2.18*Ra(n)-0.318
      if (Xa(n)>xx3)
        Ra(n)
        Xa(n)
        cont3=cont3+1;
      else cont3=0;
      end
    else cont3=0;
    end
  else cont3=0;
  end
% inicio curva 4
  if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-5.124)
    if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<21.6)
      xx4=4.43*Ra(n)+ 44.3;
      if (Xa(n)<xx4)
        Ra(n);
        Xa(n);
        cont4=cont4+1;
      else cont4=0;
      end
    else cont4=0;
    end
  else cont4=0;
  end
% inicio curva 5
  if and(Ra(n)>-5.124,Ra(n)<0)
    if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<21.6)
      Ra(n);
      Xa(n);
      cont5=cont5+1 ;
    else cont5=0;
    end
  else cont5=0;
  end
end

if cont1 >= npa
disp ('Atuação do relé - segunda Zona - curval')
n
break
end
if cont2 >= npa
disp ('Atuação do relé - segunda Zona - curva2')
n
break
end
if cont3 >= npa
disp ('Atuação do relé - segunda Zona - curva3')
n
break
end
if cont4 >= npa
disp ('Atuação do relé - segunda Zona - curva4')
n
break
end
if cont5 >= npa
disp ('Atuação do relé - segunda Zona - curva5')
n
break
end

%Característica da quarta zona

cont1=0;
cont2=0;
cont3=0;
cont4=0;
cont5=0;
%vcontz4=tzona4*natp/t2(z)

```

```

for n=1:p
%inicio curva 1
if and(Ra(n)>9.3,Ra(n)<18.048)
    if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<38.1)
        xx1=4.734*Ra(n)-47.34;
        if (Xa(n)>xx1)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont1=cont1+1;
        else cont1=0;
        end
    else cont1=0;
    end
else cont1=0;
end
% inicio curva 2
if and(Ra(n)>-0.1,Ra(n)<=9.3)
    if and(Xa(n)>-2.69,Xa(n)<38.1)
        xx2=-0.2755*Ra(n)-0.1275;
        if (Xa(n)>xx2)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont2=cont2+1;
        else cont2=0;
        end
    else cont2=0;
    end
else cont2=0;
end
% inicio curva 3
if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-0.1)
    if and(Xa(n)>-0.1,Xa(n)<14.37)
        xx3=-2.18*Ra(n)-0.318;
        if (Xa(n)>xx3)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont3=cont3+1;
        else cont3=0;
        end
    else cont3=0;
    end
else cont3=0;
end
% inicio curva 4
if and(Ra(n)>-6.75,Ra(n)<-1.399)
    if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<38.1)
        xx4=4.43*Ra(n)+ 44.3;
        if (Xa(n)<xx4)
            Ra(n);
            Xa(n);
            cont4=cont4+1;
        else cont4=0;
        end
    else cont4=0;
    end
else cont4=0;
end
% inicio curva 5
if and(Ra(n)>-1.399,Ra(n)<0)
    if and(Xa(n)>14.37,Xa(n)<38.1)
        Ra(n);
        Xa(n);
        cont5=cont5+1;
    else cont5=0;
    end
else cont5=0;
end
if cont1 >= npa
    disp ('Atuação do relé - quarta Zona - curva1')
    n
    break
end
if cont2 >= npa
    disp ('Atuação do relé - quarta Zona - curva2')
    n
    break
end
end

```

```

if cont3 >= npa
    disp ('Atuação do relé - quarta Zona - curva3')
    n
    break
end
if cont4 >= npa
    disp ('Atuação do relé - quarta Zona - curva4')
    n
    break
end
if cont5 >= npa
    disp ('Atuação do relé - quarta Zona - curva5')
    n
    break
end
end

```

[1994] ALFUJAD, A. S. & EL-SAYED, M. A. "A Recursive Least-Squares Data Relaying Algorithm". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, n° 4, October 1994.

[2000] IEP - ITAIPU BINACIONAL. "Procedimiento de Llamada de 220KV - Parte 201 - Programa de Circuitos y Datos". Subestación Mangón Grande - Parte 201.1 - Celda 13, Panel de Protección, Fusibles y Atenuación 201.1. 2000.

[2001] IEP - ITAIPU BINACIONAL. "Reglas de Emisión de Transformador de Potencia - Certificado de Emisión de Potencia". Mayo 2001.

[2002] DR NECTOR JORGE ALFARO FERRER. "Una Teoría - Introducción a las Matemáticas y Sistemas Digitales de Potencia". Ministerio de Energía, México, México, Noviembre, 1993.

[2003] DR NECTOR JORGE ALFARO FERRER. "Curso - Principios Digitales de Sistemas Eléctricos". IEP Binacional - INEP de Remolón, Puerto Iguazú - PR, 24 a 25 de Abril, 1995.

[2004] Araya, J. & Pérez, M. P. "Case Study: Data & Information in IEP's Control Operations". Request for Proposal - The World Bank, 1994.

[2007] ALTERNATIVE TRANSFER OF FUNCTIONS - IEP Binacional. "Transferencia de Funciones". IEP Binacional, 2007.

Referências bibliográficas

- [ABB95] ABB RELAYS AB "User's Guide – REL511 – Line Distance Protection Terminal", Version 1.1, March 1995.
- [Ada96] ADAMIAK, M. G., ALEXANDER, G. E. & PREMERLANI, W "Advancements in Adaptive Algorithms for Secure High Speed Distance Protection" , GE Power Management, 1996
- [AE99] ALFUHAID, A S. & EL-SAYED, M. A " A Recursive Least-Squares Digital Relaying Algorithm" , IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 14, n° 4, October 1999
- [AIB98] ABB - ITAIPU BINACIONAL "Protección de Linea de 220kV – Panel 3D1 – Diagrama de Circuitos y Bornes" , Subestación Margen Derecha – Patio 220kV – Celda L3, Panel de Protección Primaria y Alternativa 3D1, 1998.
- [AIB90] ABB – ITAIPU BINACIONAL "Relatório de Ensaio do Transformador de Corrente – Certificados dos Ensaio de Rotina" , Março 1990.
- [Alt93] DR HECTOR JORGE ALTUVE FERRER "Curso Tutorial : Introduccion a Los Relevadores Y Sistemas Digitales de Proteccion" , Monterrey, Nuevo León, México, Noviembre, 1993.
- [Alt95] DR HECTOR JORGE ALTUVE FERRER "Curso : Proteção Digital de Sistemas Elétricos" , Itaipu Binacional – INEPAR S/A Eletroeletrônica, Foz do Iguaçu – PR, 24 a 28 de Abril, 1995.
- [AP94] Amon , J. & Pereira, M. P. "Curso Básico Sobre a Utilização do ATP", Cognitor Consultoria, Pesquisa Tecnológica e Treinamento Ltda, 1994.
- [ATP87] ALTERNATIVE TRANSIENTS PROGRAM – Rule Book , Bonneville Power Administration, Last Revision, July 1987.

- [AVM96] ALTUVE, HECTOR J. F., VERDUSCO, ISMAEL D. & MARTINEZ, ERNESTO V. "Fourier and Walsh Digital Filtering Algorithms for Distance Protection" IEEE Transaction on Power Systems, Vol 11, n° 1, February 1996.
- [BB82] BORNARD, P. & BASTIDE, J. C. " A Prototype of Multiprocessor Based Distance Relay " , IEEE T.P.A.S., Vol PAS-101, n° 2, Febr 1982.
- [Bel98] BELLANGER, M. " Digital Processing of Signals", John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, England, 1998.
- [Bla87] BLACKBURN, J. L. " Protective Relaying : Principles and Applications", Marcel Dekker, Inc, New York, 1987
- [Bri96] HÉLIO GLAUCO FERREIRA DE BRITO "Técnicas de Filtragem Digital Aplicadas a Proteção de Sistemas Elétricos de Potência" , Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, Escola de engenharia de São Carlos, São Carlos, SP, 1996.
- [CBG79] CHEN, M. M. , BREINGAN, W. D. & GALLEN, T. F. "Field Experience With a Digital System for Transmission Line Protection" IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-98, pp 1796-1804, September/October 1979.
- [CJ98] COURY, D. V. & JORGE, D. C. , "Artificial Neural Network Approach to Distance Protection of transmission Lines", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 13, n° 1, January 1998 .
- [DF89] D 'AMORE, D & FERRERO A. "A Simplified Algorithm for Digital Distance Protection Based on Fourier Techniques " , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 4, n° 1, January 1989 .
- [DFKS96] DALSTEIN, T., FRIEDRICH, T., KULICKE, B. & SOBAJIC, D. " Multi Neural Network Based Fault Area Estimation for High Speed Protective Relaying " , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 11, n° 2, April 1996.

- [DK95] DALSTEIN, B. & KULICKE, B. , "Neural Network Approach to Fault Classification for High Speed Protective Relaying", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 10, n° 2, April 1995 .
- [DPMS97] DASH, P. K. ; PANDA, S. K. ; MISHRA, B. & SWAIN, D. P. , "Fast Estimation of Voltage and Current Phasors in Power Networks Using an Adaptive Neural Network", IEEE Transaction on Power Systems, Vol 12, n° 4, November 1997.
- [EL91] EICHHORN, F. & LOBOS, T. "Recursive Real-Time Calculation of Basic Waveforms of Signals" , IEE Proceedings -C, Vol 138, n° 6, pp 469-470, November 1991.
- [Ele86] ELECTRICITY COUNCIL " Power System Protection ", Volume 1 : Principles and Components, Peter Peregrinus Ltd. , 1986.
- [FE88] FIKRI, M. & EL-SAYED, M. A. H. "New Algorithm for Distance Protection of High Voltage Transmission Lines" , IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. C, n° 5, September 1988.
- [FNV01] FERNANDES JR, D., NEVES, W. L. A. & VASCONCELOS, J. C. A. "Identification of Parameters for Coupling Capacitor Voltage Transformers", IPST'2001, International Conference on Power Systems Transients, Rio de Janeiro , Brazil, June 2001.
- [GB81] GIRGIS, A. A. & BROWN, R. G. "Application of Kalman Filtering in Computer Relaying" IEEE T.P.A.S., Vol PAS-100, n° 7, pp 3387-3397, July 1981.
- [GE98] GE MULTILIN "Advanced Line Protection System ALPS -Technical Description" , April 1998.
- [GRU71a] GILCREST, G. B., ROCKEFELLER, G. D. & UDREN, E. A. " High – Speed Distance Relaying Using a Digital Computer I - System Description ", IEEE PES. Summer Meeting, Portland , July 1971 .
- [GRU71b] GILCREST, G. B., ROCKEFELLER, G. D. & UDREN, E. A. " High – Speed Distance Relaying Using a Digital Computer II - Test Results ", IEEE PES. Summer Meeting, Portland , July 1971 .

- [GS75] GILBERT, J. G. & SLOVLIN, R. J. " High Speed Transmission Line Fault Impedance Calculation Using a Dedicated Minicomputer ", IEEE T.P.A.S., Vol PAS-94, n° 3, May/June 1975 .
- [HM75] HOPE, G. S. & MALIK, O P. "Sampling Rates For Computer Transmission Line Protection" , IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, Califórnia, July 1975.
- [Hor75] HORTON, J. W. "The use of Walsh Functions for High-Speed Digital Relaying" , IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, Califórnia, July 1975.
- [HP95] HOROWITZ, S. H. E PHADKE, A. G. " Power System Relaying ", Second Edition, Research Studies Press Ltd 1995.
- [IBS87] ISLAM, K. K., BOSE, S. K. & SINGH, L. P. " On Line Microprocessor Based Relaying Scheme for EHV/UHV Transmission Line : An Existing 400kV Line " , Electric Machines and Power System, 12: 313-324, 1987.
- [IM90] ITAIPU BINACIONAL - MARTE ENGENHARIA "Análise de Desempenho de Sistemas de Proteção com a Utilização do Programa EMTP", Itaipu Binacional 1990.
- [JS95] JOHNS, A. T. & SALMAN, S. K. " Digital Protection for Power Systems ", IEE Power Series, Peter Peregrinus LTd. 1995
- [Koj94] KOJOVIC, LJ. et al. "A New Method for the CCVT Performance Analysis Using Field Measurements, Signal Processing and EMTP Modeling" , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 9, n° 4, October 1994.
- [KA93] KENNEDY, J. M. & ALEXANDER G.E. "Variable Digital Filter Response Time in a Digital Distance Relay" , Twentieth Annual Western Protective Relaying Conference, October, 1993. (Disponível como Publicação GE – GER-3798)
- [Kez94] KEZUNOVIC, M. et al. "Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformers Models for Protective Relay Transient Study" , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 9, n° 1, January 1994.

- [Luc75] LUCKETT, R. G. et al. "A Substation Based Computer for Control and Protection" Conference on Modern Developments in Protection, IEE, Londres, 1975, Conference Publication n° 125, pp 252-260.
- [MA98] MAGNAGO, F. H. & ABUR, A. "Fault Location Using Wavelets" , IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 13, n° 4, October 1998.
- [Man56] MASON, C. R. " The art and Science of protective Relaying ", John Wiley & Sons, 1956.
- [Mar97] MARTE ENGENHARIA "Curso de Treinamento em Sistemas Avançados de Proteção" , Foz do Iguaçu - PR, 1997.
- [Mat92] MATLAB "High Performance Numeric Computation and Visualization Software" , Reference Guide- the MathWorks Inc, 1992.
- [McM71] MCINNES, A. D. & MORRISON, I. F. " Real Time Calculation of Resistance and Reactance for Transmission Line Protection by Digital Computer " , Electrical Engineering Transaction, I. E. Austrália, Vol EE7, n° 1, 1971.
- [McR75] McLAREN, M.A & REDFERN, M. A "Fourier –series Techniques Applied to Distance Protection" , Proc. IEE, Vol. 122, n° 11, November 1975.
- [MM71] MANN, B. J. & MORRISON, I. F. " Digital Calculation of Impedance for transmission Line Protection " , IEEE T.P.A.S., Vol PAS-90, n° 1, Jan/Febr 1971.
- [Moh98] CARLOS ALBERTO MOHALLEM GUIMARÃES "Tecnologia Digital de Proteção de Sistemas Elétricos" , FUPAI, Itajubá-MG, 1998.
- [Mot95] JOSÉ BENEDITO MOTA JÚNIOR, "Filtros Analógicos, Curso Básico", Nível Técnico, Itaipu Binacional, Agosto, 1995.
- [MR75] MACLAREN, P G. & REDFERN, M. A. " Fourier Series Techniques applied to Distance Protection " , IEE Proceedings , Vol 122, pp 1301-1305, 1975.

- [MS01] MOHALLEM, Carlos A . G. & Silveira, Paulo M. "Proteção Elétrica com Relés Numéricos" , FUPAI, Foz do Iguaçu-Pr, Dez/2001.
- [OCA01] OLESKOVICZ, M. ; COURY, D. V. & AGGARWAL, R. K. , " Um Esquema Completo para Detecção, Classificação e Localização de Falhas em Linhas Utilizando Redes Neurais ", XVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica – XVI SNTPEE- , GPC/023, 21 a 23 de outubro de 2001, Campinas, São Paulo.
- [OS75] OPPENHEIM, A. V. & SCHAFER, R. W. " Digital Signal Processing ", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975 & Sons, Ltd, Chichester, England, 1998.
- [Pai88] PAITHANKARI, Y. G. "Fast (1-Shift) Orthogonal Functions for Extraction of the Fundamental Frequency Component for Computer Relaying ", Electric Power System Research 14(1988), pp 233-236.
- [PC98] PEREIRA, CLEVER & COURA E CRUZ, FELIPE "Análise do Desempenho de Quatro Filtros Digitais de Fourier para Proteção de Distância de Linhas de Transmissão" , VI Seminário Técnico de Proteção e Controle, Natal – RN, 1998.
- [PHI76] PHADKE, A. G., HLIBKA, T. & IBRAHIM, M. " A Digital Computer System for EHV Substations : Analysis and Field Tests " , IEEE T.P.A.S., Vol 95, n° 95, Jan/Febr 1976 .
- [PT88] PHADKE, A. G. & THORP, J. S. " Computer Relaying for Power Systems", Research Studies Press Ltd, Taunton, Somerset, England, 1988.
- [PTA83] PHADKE, A. G., THORP, J. S. & ADAMIAK, M. G. "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency" , IEEE T.P.A.S., Vol PAS-102, n° 5, May 1983.
- [RC75] RANJBAR, M. & CORY, B. J. "An Improved Method for the Digital Protection of High Voltage Transmission Lines" , IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-94, n° 2, March/April 1975.

- [Res97] RESTIVO, Francisco J. O . "Processamento de Sinal" , Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Ano letivo 1997.
- [Roc69] ROCKEFELLER, G. D. " Fault Protection with a Digital Computer ", IEEE T.P.A.S., Vol PAS-88, pp 438-462, April 1969 .
- [Roc88] ROCKEFELLER, G. D, WAGNER, C. L., LINDERS, J. R, HICKS, K. L. & RIZY, D. T." Adaptive transmission Relaying Concepts for Improved Performance ", IEEE Transaction on .Power Delivery., Vol 3, n°4, October 1988 .
- [SB79] SACHDEV, M. S. & BARIBEAU, M A. "A New Algorithm For Digital Impedance Relays" IEEE T.P.A.S., Vol PAS-98, n° 6, pp 2232-2240, Nov/Dec 1979.
- [SH95] SCHWEITZER, E. O. & HOU, DAQING "Filtering for Protective Relays" , V Seminário Técnico de Proteção e Controle, Curitiba – PR, 1995.
- [Sin94] SINGH, L. P. " Digital Protection – Protective Relaying from Electromechanical to Microprocessor ", John Wiley & Sons, 1994.
- [Smo79] SMOLINSKI, W. J. " An Algorithm for Digital Impedance Calculation ", IEEE T.P.A.S., Vol PAS-98, n° 5, Sept/Oct 1979 .
- [SS98] SENGER, E. C. & SANTANA, NEWMAN NOBRE "Pré Filtragem da Componente Aperiódica Exponencial para os Algoritmos Utilizados em Relés de Distância", VI Seminário Técnico de Proteção e Controle, Natal – RN, 1998.
- [SSZ99] SiILVEIRA, P. M.; SEARA, R.; ZURN, H. H. "Fault Type Identificatiuon Using Wavelet Transform", The International Conference on Intelligent Systems Application to Power Systems – ISAP 99 Proceedings. Rio de Janeiro, 1999, pp 267-272.
- [SSZ01] SiILVEIRA, P. M.; SEARA, R.; ZURN, H. H. "Análise por decomposição Wavelet – Um Método Robusto para Classificação e Localização de Faltas" IX Encontro Regional Latino Americano do Cigré – IX ERLAC – Comitê de estudos 34 - .Foz do Iguaçu – Maio 2001

- [SWJ85] SACHDEV, M. S., WOOD, H. C. & JOHNSON, N. G. "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying" , IEEE T.P.A.S., Vol PAS-104, n° 12, pp 3565-3572, December 1985.
- [Ver95] VERDUSCO, I. D. et al. "Evaluación de filtros digitales de Fourier, Seno y Coseno para Protección de Distancia" Seminário Técnico de Proteção e Controle, Curitiba, PR, Inepar, 1995.
- [Vit78] VITINS, M. "A Correlation Method for Transmission Line Protection", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-97, n° 5, Sep/Oct 1978.
- [Zig99] ZIEGLER, G. " Numerical Distance Protection ", Siemens A G., Berlin and Munich, 1999.
- [Wan99] WANG, L. "Frequency Responses of Phasor-based Microprocessor Relaying Algorithms", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 14, n° 1, January 1999.
- [War77] WARRINGTON, A. R. VAN C. " Protective Relays : Their Teory and Praticce ", Volume Two, Third Edition, Chapman and Hall , 1977.
- [You92] YOUSSEF, OMAR A S. "A Fundamental Digital Approach to Impedance Relays" , IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 7, n° 4, October 1992.