

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANALISE DE ALGORITMOS PARA A PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA
DIGITAL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ROGERIO WAGNER ASSUNÇÃO TUMA

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1990

Ao colega Heinz A. Niederheitmann Jr. pela ajuda na transferência dos dados de saída do programa EMTF para os discos flexíveis

Aos colegas Sílvio Rogério Correia de Freitas e Antônio Hamilton Trevisan pela indicação e aprovação do meu nome para a participação no curso de pós-graduação, por parte do CEFET.

As colegas Regina Maria da S. Torquato pela elaboração e montagem dos desenhos e Ester Festa R. de Oliveira pela elaboração da tabela de casos e datilografia complementar.

As funcionárias da VBIB que sempre conseguiram, com muita competência, obter os mais diversos artigos, no Brasil e no exterior, indispensáveis à realização deste trabalho.

A todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

SIMBOLOGIA

Os símbolos que não constam desta lista são explicados no próprio texto. As grandezas entre colchetes são matrizes ou vetores e as grandezas em negrito podem ser matrizes, vetores ou fasores.

a_n - coeficiente dos termos cossenoidais da série de Fourier

b_n - coeficiente dos termos senoidais da série de Fourier

Δt - intervalo de amostragem

"Big Powermod" - programa de simulação de fluxo de potência

UAT - Ultra Alta Tensão

EAT - Extra Alta Tensão

EMTP - "Electromagnetic Transient Program"

EPROM - "Erasable Programmable Read Only Memory"

f_a - frequência de amostragem

f_c - frequência de corte do filtro passa-baixas

f_0 - frequência fundamental do sistema (60 Hz)

GCOI - Grupo Coordenador para a Operação Interligada

I - corrente elétrica

I_L - corrente elétrica do sistema

I_S - corrente elétrica secundária

I/O - "Input/Output"

PECO - "Philadelphia Electric Company"

R - resistência elétrica

RAM - "Random Access Memory"

ROM - "Read Only Memory"

T - torque elétrico

τ - ângulo de máximo torque

TC - transformador de corrente

TP - transformador de potencial

V - tensão elétrica

V_L - tensão elétrica do sistema

V_S - tensão elétrica secundária

X - reatância elétrica

Z - impedância elétrica

$$\text{Função Impulso - } \left[\begin{array}{l} \delta(t-t_0) = 0 \text{ para } t \text{ diferente de } t_0 \\ \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-t_0) dt = 1 \end{array} \right.$$

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS ..	162
6.1 Conclusões	162
6.2 Sugestões para Futuros Trabalhos	165
APÊNDICE A - O Programa Desenvolvido	168
A.1 Metodologia de Cálculo do Programa	169
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	173

tecnologias alternativas de baixo custo mais flexíveis e confiáveis.

De todos os tópicos da proteção digital, tais como a proteção de transformadores, de geradores, de barra, etc, a proteção de linhas de transmissão é a que tem motivado um maior número de pesquisadores[1]. Isto porque a proteção de linhas de transmissão é computacionalmente mais complexa requerendo, portanto, um melhor desempenho dos microprocessadores. Nestas últimas duas décadas, foram propostos vários algoritmos para a proteção de linhas de transmissão e muito ainda está se pesquisando. Como exemplo, podem-se citar os algoritmos baseados nos parâmetros do sistema, no sinal de frequência fundamental e em frequências transitórias[3]. As técnicas utilizadas também são bastante diversificadas como, por exemplo, aquelas que calculam os valores de pico e o ângulo de fase de uma onda senoidal[4], algoritmos baseados na análise de Fourier[5,6], no método dos mínimos quadrados[7] e, mais recentemente, o uso do filtro de Kalman[8].

Nos diversos trabalhos que têm sido publicados, observa-se a utilização de várias ferramentas para o estudo e a obtenção dos sinais que serão processados pelos microcomputadores; podem-se citar o Transient Network Analyser[9], Continuous System Modeling Program CSMP/360[10], sinais obtidos de faltas reais e gravadas em oscilógrafos digitais ("digital fault recorders")[11] técnicas de simulação digital[12], modelos de sistemas de transmissão[13] e até a instalação em campo dos relés digitais[14] para testes em condições reais de curto-circuito. Uma ferramenta poderosa e hoje

disponível para a simulação de perturbações de qualquer tipo e natureza em Sistemas Elétricos de Potência é o programa EMTP[61].

O objetivo desta dissertação foi o de analisar dois algoritmos de Fourier, um com janela de dados de um ciclo, denominado Fourier de ciclo completo e o outro com janela de dados de meio ciclo, denominado Fourier de meio ciclo. A análise do desempenho foi feita utilizando-se o programa EMTP para simular as diversas condições de curto-circuito bifásico com modelos do sistema de potência bastante completos, permitindo a inclusão de fatores que influenciam o comportamento dos relés na prática tais como, a corrente de carga, capacitâncias em derivação nas linhas de transmissão e saturação de TCs; além disso o EMTP possui uma série de facilidades que permitem simular diferentes condições do sistema como o ângulo da tensão no início da falta, inserção de resistência de falta, obtenção do espectro de frequência do sinal gerado, etc. É importante ressaltar que a utilização de modelos mais exatos é fundamental nos estudos por simulação, principalmente durante o primeiro ciclo de falta, onde os parâmetros do sistema elétrico que causam distorções na forma de onda têm influência decisiva no desempenho do relê digital. Para viabilizar o uso de um sistema no EMTP, calculou-se um sistema equivalente, selecionado a partir do sistema da COPEL, utilizando-se o programa de curto-circuito "Netfault" da PECO. Todos os dados das simulações gerados pelo EMTP foram transferidos para discos flexíveis que possibilitaram o uso num microcomputador compatível com o IBM-PC.

Para simular os algoritmos de Fourier foram desenvolvidos programas em linguagem C; além dos dois programas

necessários à simulação dos algoritmos, foram desenvolvidos programas adicionais para calcular, por exemplo, os valores médios e os desvios-padrões para a análise dos resultados obtidos dos algoritmos. O de ciclo completo foi desenvolvido em três diferentes versões com o objetivo de melhorar o seu desempenho em termos de tempo de processamento; isto culminou na utilização de uma versão recursiva do algoritmo, que indicou a viabilidade de sua aplicação em tempo real, quando processado num microcomputador dotado do co-processador aritmético 8087.

O capítulo 2 oferece uma visão geral dos fenômenos de curto-circuito e de técnicas de proteção de Sistemas Elétricos de Potência, com ênfase nas proteções de linhas de transmissão, como relés de sobrecorrente e, mais especificamente, relés de distância. Além disso, mostra-se a evolução do relé de distância, desde os primeiros relés eletromagnéticos passando pelos estáticos até a tecnologia digital atual e suas vantagens na aplicação aos relés de proteção.

O capítulo 3 apresenta os recursos utilizados na análise dos resultados da aplicação dos algoritmos, comentando os detalhes da modelagem do sistema equivalente e dos TCs e TPs utilizados no EMTP, as variações de parâmetros e as condições do Sistema de Potência consideradas nas simulações. São apresentadas, também, as convenções utilizadas para cada simulação, visto que o número de casos processados foi muito grande e assim a convenção permite a referência dos casos ao longo do texto. É mostrada, ainda, uma tabela resumo de todos os casos em cada condição de simulação para facilitar a consulta em qualquer tempo.

O capítulo 4 apresenta a análise dos algoritmos existentes iniciando-se pelos princípios gerais e os conceitos comuns à maioria dos algoritmos; posteriormente o capítulo analisa os principais algoritmos que caracterizam o estado-da-arte detalhando as hipótese em que eles se baseiam, a sua resposta em frequência, o desempenho esperado em função desta resposta e suas potencialidades para aplicação em relés de distância digitais. Os algoritmos de Fourier foram analisados com maior profundidade.

O capítulo 5 apresenta a análise dos resultados das simulações dos algoritmos de Fourier de ciclo completo e de meio ciclo em função da variação dos parâmetros e condições gerais do sistema. As análises foram feitas utilizando-se as saídas dos programas desenvolvidos e os resultados ilustrados através das formas de onda das grandezas de curto-circuito e diagramas R-X que caracterizam a medição de impedância do sistema.

O capítulo 6 apresenta as conclusões deste trabalho e as sugestões para futuros trabalhos.

O apêndice A mostra a metodologia de cálculo utilizada nos programas desenvolvidos para a execução deste trabalho.

CAPÍTULO 2 - O RELÊ DE DISTANCIA

2.1 Introdução

O sistema de energia elétrica deve ser projetado e gerenciado para entregar a energia aos pontos de utilização com qualidade, confiabilidade e economia. Neste sentido, os sistemas de potência devem manter um alto nível de continuidade de fornecimento e, quando houver uma condição de falta, os tempos de interrupção devem ser os menores possíveis. No entanto, podem ocorrer problemas como a perda de geração, subtensões e sobretensões, devido a fenômenos naturais, acidentes, falhas em equipamentos, ligações acidentais ou "flashovers" entre fase e terra ou entre fases numa linha de transmissão. Os fenômenos naturais que podem causar curtos-circuitos (ou faltas) são as descargas atmosféricas, por meio de tensão induzida ou descarga direta, ventos fortes, gelo depositado em cabos, terremoto, contato de animais e contaminação. Os acidentes englobam faltas devidas a abalroamentos de postes, torres, etc por veículos, contato com equipamentos energizados e assim por diante. Os pesquisadores têm dispendido consideráveis esforços para minimizar a possibilidade de danos, mas a eliminação de todos os problemas é praticamente impossível.

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 de árvores. 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. As faltas normalmente, mas não sempre, resultam em alterações significativas nas grandezas do sistema tais como sobrecorrente, sobretensões, subtensões, subimpedância, subfrequência, etc. O indicador mais comum de falta é um aumento repentino e significativo no valor da corrente, de modo que a proteção de sobrecorrente se tornou uma forma bastante conveniente de detecção das faltas.

A proteção é a ciência e a arte de aplicar e ajustar relés e/ou fusíveis de forma a oferecer a máxima sensibilidade a faltas, evitando que eles operem desnecessariamente. Dentro deste contexto, existem proteções de geradores, transformadores, barras, linhas de transmissão e distribuição e outras proteções específicas do sistema de energia elétrica.

O ponto focal deste trabalho recai na proteção de linhas de transmissão e as referências [15,16,17,18] tratam deste assunto de uma forma bastante abrangente. Tradicionalmente ela tem sido feita por relés de sobrecorrente, por relés de distância, e por relés com comunicação entre terminais, chamados de teleproteção.

Apesar dos relés de sobrecorrente serem os mais simples e os de menor custo, eles são muito dependentes da configuração do sistema elétrico de potência; eles precisam, com frequência, de reajustes e até de substituição quando as alterações que ocorrem no sistema de potência resultam em variações consideráveis nos níveis de corrente de curto-circuito. Por isso, a proteção de linhas de transmissão tem sido feita, na maior

parte dos casos, por relés de distância que não são muito afetados por mudanças de configuração e/ou componentes de transformação e geração. O relé de distância, ao contrário do relé de sobrecorrente, não depende apenas do valor da corrente para atuar e sim da razão entre a tensão e a corrente de falta; esta razão é o valor da impedância da linha que é razoavelmente independente das mudanças no sistema de potência. Desta maneira, atinge-se uma seletividade permanente em sistemas nos quais a coordenação entre relés de sobrecorrente seria virtualmente impossível de se obter.

2.2 Princípios de Operação dos Relés de Distância

Como a impedância de uma linha de transmissão é proporcional ao seu comprimento, usa-se um relé capaz de medir a impedância da linha até um determinado ponto desejado. Este relé é conhecido como relé de distância e opera somente para faltas que ocorrem em determinados trechos das linhas de transmissão, isto é, ele consegue discriminar entre faltas que ocorrem dentro ou fora de uma determinada zona de alcance da proteção.

O princípio básico de funcionamento de um relé de distância, tratado em [16,18,19,20], é a comparação entre a tensão no relé e a corrente "vista" por ele, no local de sua instalação. Comparando-se estas duas grandezas, é possível obter o valor da impedância "vista" pelo relé. A figura 2.1 ilustra, esquematicamente, o funcionamento de um relé de distância.

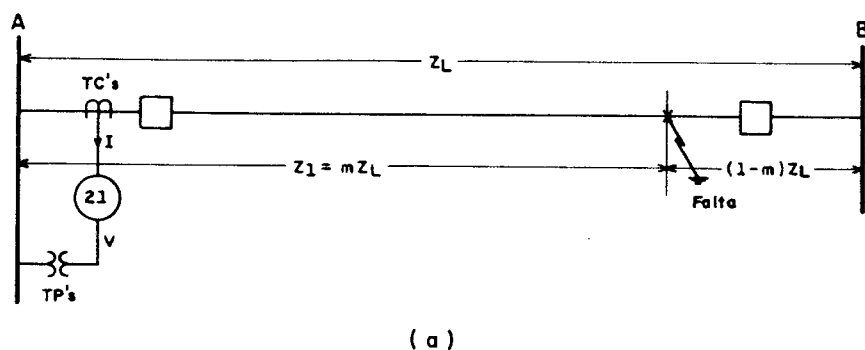
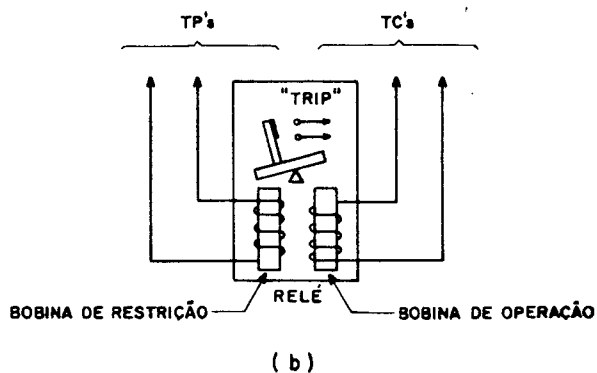


Figura 2.1 Relé de impedância. (a) aplicação do relé numa linha de transmissão (b) diagrama esquemático do relé

Se o relé for projetado de forma que seu torque de operação seja proporcional à corrente e o torque de restrição seja proporcional à tensão, então, de acordo com o número relativo de amperes-espiras de cada bobina, haverá uma relação definida na qual os torques serão iguais. Neste ponto, qualquer aumento nos amperes-espiras da bobina de corrente sem um aumento correspondente nos amperes-espiras na bobina de tensão, desequilibrará o relé de forma que, abaixo de uma determinada relação V/I , o torque de operação ficará maior que o torque de restrição e o relé fechará os seus contatos. Por outro lado, acima de uma determinada relação V/I o torque de restrição será

maior que o de operação e o relê permanecerá com seus contatos abertos.

As características de operação dos relês 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 características típicas dos relês de distância. Sempre que a relação entre a tensão e a corrente cai dentro da área definida pela característica do relê, ele atua.

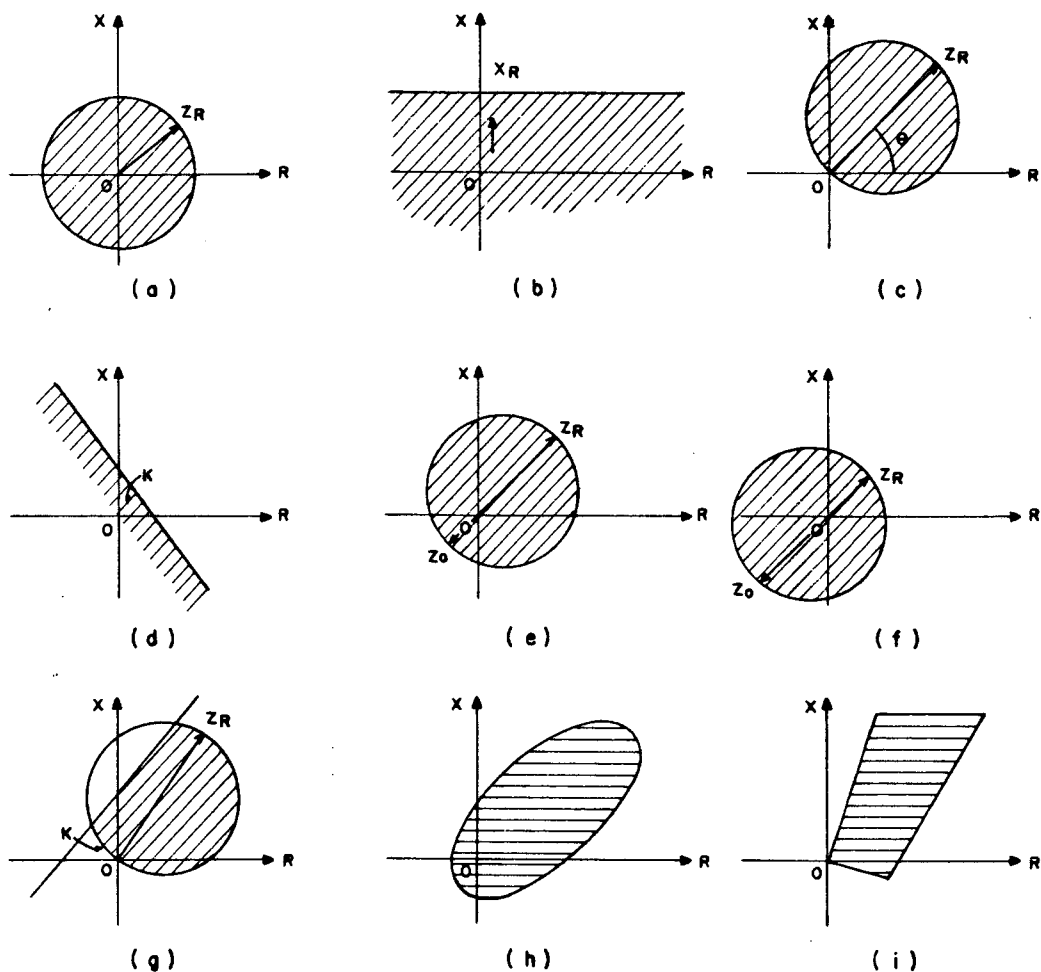


Figura 2.2 Características de operação do relê de distância: (a) impedância - (b) reatância (c) admitância - (d) reatância modificado (e) admitância deslocado (f) impedância deslocado (g) complexa (h) elíptica - (i) quadrilateral

Os relés de distância possuem, normalmente, quatro zonas de proteção, sendo três (1a., 2a. e 3a.) para frente e uma (4a.) para trás; a primeira zona é intrinsecamente instantânea, isto é, não possui temporização intencional, e as demais são temporizadas. Um dos critérios mais utilizados para o ajuste de relés de distância, ressalvadas as particularidades de alguns casos, é a seguinte: a primeira zona é tipicamente ajustada entre 85% a 90% do valor da impedância da linha protegida; a segunda zona é normalmente ajustada entre 130% a 150% do valor da impedância da linha protegida e a terceira zona ajustada em 100% do valor da impedância da linha protegida mais 130% a 150% da linha adjacente mais comprida que sai da barra oposta. A quarta zona, que é reversa, é ajustada conforme as necessidades e filosofia do sistema; um exemplo é 130% a 150% da linha mais comprida da barra onde o relé está ligado; em alguns casos a quarta zona é não direcional e serve como elemento de partida do relé (característica impedância). Considerando-se um relé de impedância eletromagnético, o torque (positivo) produzido pela corrente tem sentido oposto ao torque (negativo) produzido pela tensão. Atribuindo-se o valor $-K_3$ à constante de mola, a equação do torque fica:

$$T = K_1 I^2 - K_2 V^2 - K_3 \quad (2.1)$$

onde I e V são os valores RMS da corrente e da tensão, respectivamente. No ponto de equilíbrio, quando o relé está no limiar de atuação, o torque líquido é nulo, então

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

$$\frac{V}{I} = Z = \left[\frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 I^2} \right]^{1/2} \quad (2.3)$$

O termo referente a K_3 , no segundo membro da equação 2.3, pode ser desprezado quando se considera o instante de curto-circuito, porque o valor da corrente I é elevado, o que torna o termo $K_3(K_2 I^2)$ muito pequeno. Assim, a equação 2.3 fica:

$$Z = \left[\frac{K_1}{K_2} \right]^{1/2} = \text{constante} \quad (2.4)$$

Em outras palavras, o relê de impedância no seu limite mínimo de operação é caracterizado por uma constante representada pela relação entre a tensão e a corrente, ou seja, é uma impedância. A figura 2.3 mostra a característica de operação do relê em termos da tensão e da corrente, onde o efeito da mola de restrição é mostrado pela linha cheia, na região de valores reduzidos da corrente. Para efeitos práticos, pode-se considerar a linha pontilhada, que coincide com a linha cheia a partir de um determinado ponto e que representa uma impedância constante, como sendo a característica de operação.

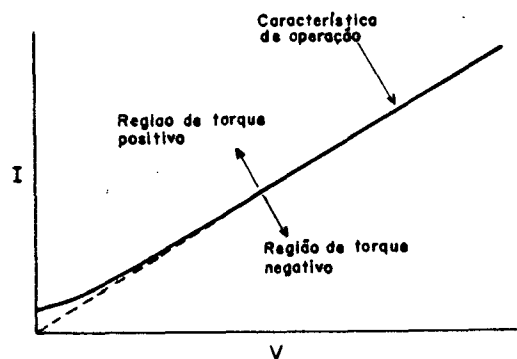


Figura 2.3 Característica de operação de um relê de impedância

Conforme se pode ver pela figura 2.2(a), o relê de impedância é intrinsecamente não direcional. Para torná-lo direcional, acrescenta-se uma unidade direcional ao circuito de "trip" do relê de impedância. Desprezando-se a constante que representa a mola de restrição, a equação da unidade direcional é dada por [18]:

$$T = K_1 V I \cos(\Theta - \tau) \quad (2.5)$$

Onde: Θ = ângulo entre V e I , e

τ = ângulo de máximo torque.

No limiar de operação, o torque é zero e portanto,

$$\cos(\Theta - \tau) = 0$$

$$\text{ou seja } \Theta - \tau = \pm 90^\circ \quad (2.6)$$

Portanto, $\Theta = \tau \pm 90^\circ$, o que significa que qualquer impedância que esteja até 90° do ângulo de máximo torque, cairá dentro da região de operação do relê. Seja, agora, um relê em que se considera o efeito da mola de restrição

$$T = K_1 V I \cos(\Theta - \tau) - K_2 \quad (2.7)$$

Para o ponto de equilíbrio,

$$K_1 V I \cos(\Theta - \tau) = K_2 \quad (2.8)$$

$$Z = \frac{K_1}{K_2} V^2 \cos(\Theta - \tau) \quad (2.9)$$

Esta equação descreve uma circunferência que define um relê tipo admitância, conforme ilustrado na figura 2.2(c). A partir da equação universal do torque [18], podem-se obter algumas

das características mostradas na figura 2.2 para os relés eletromagnéticos. Para os relés de distância estáticos, também é possível obter as várias características utilizando diferentes princípios de operação, cuja função é geralmente definida pela relação entre a tensão e a corrente, que define, também, a condição limite de operação.

Os dois princípios básicos de operação dos relés estáticos são a comparação de amplitude e a comparação de fase. Na comparação de amplitude, uma entrada é a grandeza de restrição e a outra é a grandeza de operação e o relé atua quando a relação entre estas grandezas for menor que um valor pré-determinado. Teoricamente, a comparação das amplitudes dos sinais de entrada é independente da relação entre as fases destes sinais. A representação desta função está ilustrada na figura 2.4(a). Na comparação de fase, o relé atua quando houver uma relação entre as fases que estejam dentro de limites pré-especificados. Neste caso a saída é, teoricamente, independente das amplitudes, dependendo somente da relação entre as fases das grandezas escolhidas. A representação desta função, definida pelos limites de operação, está mostrada na figura 2.4(b).

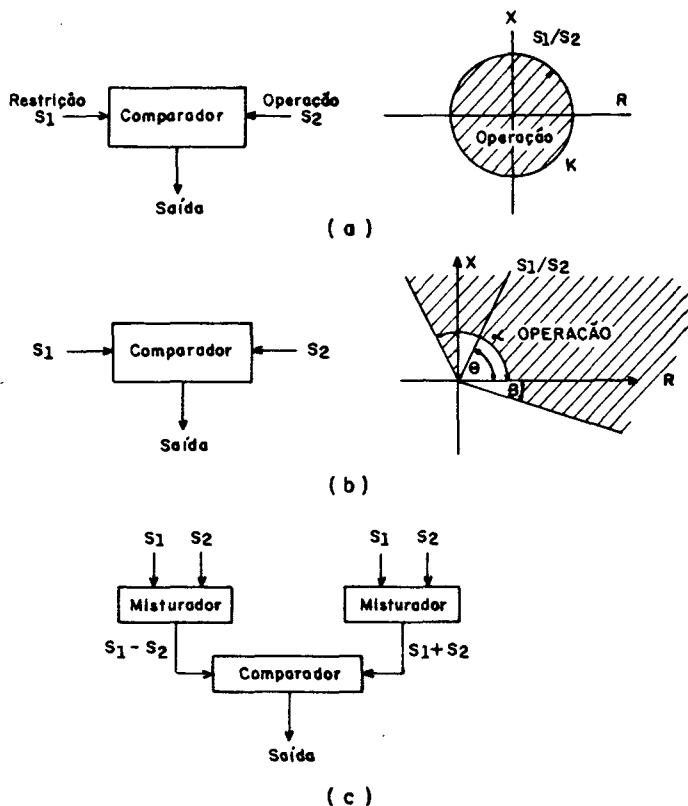


Figura 2.4 (a) Comparador de amplitude ($S_1/S_2 \leq K$)
 (b) comparador de fase ($\beta < \theta < \alpha$)
 (c) composição dos sinais de entrada

A técnica da dualidade [20] mostra que, com qualquer um dos comparadores, pode-se construir os relés de duas entradas características clássicas, fazendo-se a soma e a diferença como indicado na figura 2.4(c)

Portanto, pode-se obter qualquer característica, usando-se o princípio da comparação de amplitude ou de fase, embora considerações de ordem prática possam exigir algum esquema diferente.

Os sinais s_1 e s_2 podem ser escritos como:

$$s_1 = K_1 V_L + Z_{R1} I_L$$

$$s_2 = K_2 V_L + Z_{R2} I_L$$

(2.10)

onde K_1 e K_2 são constantes do sistema de tensões e Z_{R1} e Z_{R2} são impedâncias complexas que convertem a corrente I_L do sistema em tensões. O comparador da figura 2.5 mostra como se obtêm e como, posteriormente, se aplicam os dois sinais de entrada ao comparador

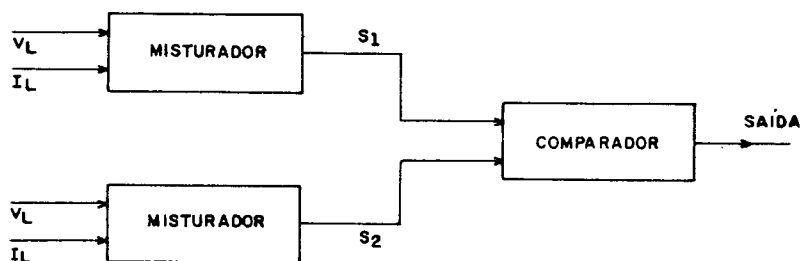


Figura 2.5 Obtenção dos sinais de entrada do comparador

Portanto, num relê estático, é essencial converter os sinais de entrada do comparador em grandezas de mesma dimensão como, por exemplo, tensões e correntes. Os valores de K_1 e K_2 são obtidos por meio de potenciômetros e os valores de Z_{R1} e Z_{R2} são impedâncias réplicas ou impedâncias de transferência, que nos casos práticos é feito pelo transactor (figura 2.6).

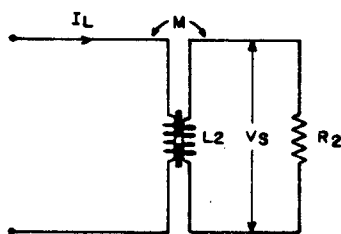


Figura 2.6 Impedância réplica.

O "transactor" oferece um isolamento completo entre os circuitos primário e secundário, isto é, entre I_L e V_S . A partir das equações 2.10 e definindo $V_L = V_L \angle \theta$, $I_L = I_L \angle -\phi_L$, $Z_L = Z_L \angle \phi_L$ (impedância vista pelo comparador), $Z_{R1} = Z_{R1} \angle \theta_1$ e $Z_{R2} = Z_{R2} \angle \theta_2$, podem-se estabelecer as equações gerais para os comparadores de fase[19]:

$$K_1 K_2 Z_L^2 + Z_L [K_1 Z_{R2} \cos(\theta_2 - \phi_L) + K_2 Z_{R1} \cos(\theta_1 - \phi_L)] + Z_{R1} Z_{R2} \cos(\theta_1 - \theta_2) \neq 0 \quad (2.11)$$

para os comparadores de amplitude fica

$$(K_1^2 - K_2^2) Z_L^2 + 2 Z_L [K_1 Z_{R1} \cos(\theta_1 - \phi_L) + K_2 Z_{R2} \cos(\theta_2 - \phi_L)] + (Z_{R1}^2 - Z_{R2}^2) \neq 0 \quad (2.12)$$

dos quais se podem obter algumas das características dos relés de distância estáticos. As tabelas 2.1 e 2.2 mostram os sinais de tensão e corrente de entrada para os vários tipos de relê de distância. É importante lembrar que, ao contrário dos relés eletromecânicos, as duas entradas de um relê estático devem ser de mesma dimensão, isto é, ambas tensões ou ambas correntes.

Tabela 2.1 Sinais de entrada para relés de distância com comparador de amplitude

CARACTERÍSTICA	OPERAÇÃO		RESTRIÇÃO	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Direcional	$(V + IZ_R)$	$(V/Z_R + I)$	V	$(V/Z_R - I)$
Impedância	IZ_R	I	V	V/Z_R
Reat. Mod.	$(2IZ_R - V)$	$(2I - V/Z_R)$	V	V/Z_R
Admitância	$IZ_R/2$	I	$(V - IZ_R/2)$	$(V/Z_R - I)$
Admitância Deslocado	$I(Z_R - Z_0)$	$2I - \frac{V}{Z_R} - \frac{V}{Z_0}$	$2V - I(Z_R - Z_0)$	$\frac{V}{Z_R} - \frac{V}{Z_0}$

Tabela 2.2 Sinais de entrada para relés de distância com comparador de fase

CARACTERÍSTICA	MEDIDAÇÃO		POLARIZAÇÃO	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Direcional	IZ_R	I	V	V/Z_R
Impedância	$(IZ_R - V)$	$(I - V/Z_R)$	$(IZ_R + V)$	$(I + V/Z_R)$
Reat. Mod.	$(IZ_R - V)$	$(I - V/Z_R)$	IZ_R	I
Admitância	$(IZ_R - V)$	$(I - V/Z_R)$	V	V/Z_R
Adm. Desl.	$(IZ_R - V)$	$(I - V/Z_R)$	$(V - IZ_0)$	$(V/Z_0 - I)$

2.3 A Evolução Tecnológica do Relê de Distância

Os primeiros relês de proteção que surgiram foram eletromagnéticos e se baseavam, fundamentalmente, em dois princípios de operação: atração eletromagnética e indução eletromagnética. Estes relês possuíam muitas deficiências, como um alto valor de carga ("burden") imposto aos transformadores de corrente, tempo de operação elevado, problema de contatos, desgaste de peças, etc. Depois vieram os relês estáticos, que não tinham estes problemas e que praticamente substituíram definitivamente os relês eletromagnéticos. Como vantagem, pode-se dizer que os relês estáticos são inerentemente compactos, têm baixos valores de carga, requerem menos manutenção e possuem uma maior velocidade de operação.

Apesar dos relês estáticos estarem hoje sendo largamente usados, eles possuem algumas limitações como, por exemplo, a inflexibilidade no que se refere à sua característica de operação, incapacidade de se adaptarem às condições e mudanças de configuração dos sistemas de potência. Por exemplo, uma vez definida a sua característica em projeto (veja figura 2.2), ela não pode ser mais modificada para atender a alguma condição específica do sistema; caso isto seja necessário, tem-se que mudar o próprio relê.

Os relês microprocessados não possuem a maioria destas desvantagens, pois os equipamentos programáveis, além de responder rapidamente a faltas, podem ser facilmente manipulados para implementar características de atuação, conforme as necessidades, com custos muito baixos. Eles também podem ter

funções de autoteste[22] e portanto necessitarão de bem menos intervenções de manutenção preventiva, resultando numa maior confiabilidade[22]. As principais vantagens do relé digital são: [23,24]

(a) Econômicas

A linha mestra de qualquer tecnologia é o seu aspecto econômico; portanto, os relés digitais devem custar menos (ou pelo menos igual) que os relés eletromagnéticos e estáticos. O custo dos relés eletromagnéticos, principalmente, e dos relés estáticos aumentou muito durante os últimos vinte anos, enquanto que o custo de equipamentos de tecnologia digital decresceu rapidamente. Por exemplo, um computador pessoal que se compra no início da década de 90 por \$5.000,00 dólares, tem um desempenho similar aos minicomputadores de \$100.000,00 dólares que eram adquiridos no início da década de setenta. Um aspecto importante desta tecnologia é que o custo do "software" é diluído pela grande quantidade de unidades do relé que o utilizam, resultando num custo unitário muito baixo.

(b) Desempenho

Os relés microprocessados funcionam, pelo menos, tão bem quanto os relés eletromagnéticos e estáticos atuais, no que diz respeito à velocidade de operação, segurança e compatibilidade. O uso de relés digitais pode facilitar certas características de operação sem necessidade de modificações substanciais no seu projeto. Por exemplo, a ação de memória é fornecida sem maiores problemas de projeto, ou se pode facilmente programar qualquer característica de operação (R-X) num relé digital.

(c) Confiabilidade

Os relés digitais processam uma rotina de autoteste, em intervalos regulares, que possui dados pré-especificados que são comparados com valores que devem ser mantidos se o relé estiver funcionando adequadamente. No caso de divergência, o microprocessador emite um sinal de alarme. Este detalhe é, talvez, uma das mais importantes características de um relé digital, pois reduzirá a um mínimo a necessidade de manutenções preventivas, principalmente. Pode-se, ainda, melhorar a confiabilidade monitorando-se os periféricos; no entanto, isto traz, em contrapartida, um aumento dos custos do "hardware" e do "software". A figura 2.7 ilustra as etapas que o relé de distância digital terá que executar a cada nova amostra que chega ao microcomputador [21], onde inclui-se uma rotina de autoteste que propiciará, aos relés digitais, uma confiabilidade muito superior aos relés convencionais.

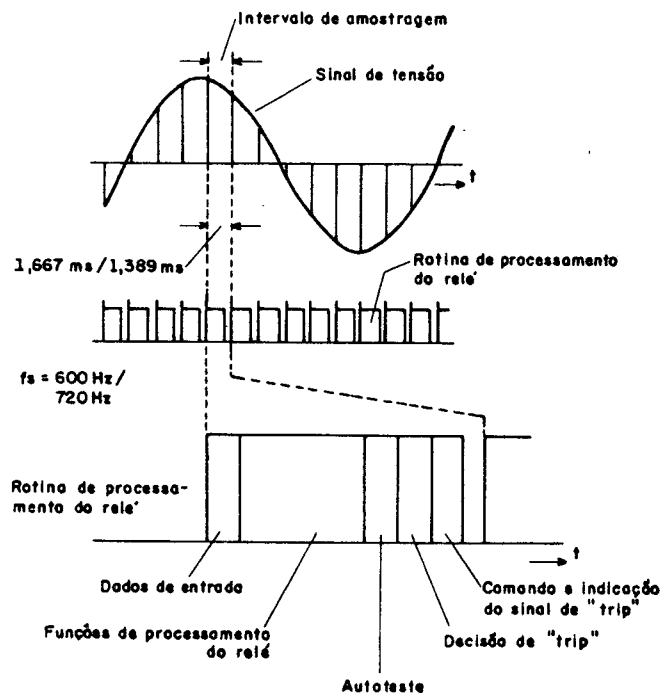


Figura 2.7 Tempo necessário ao processamento do relé digital

(d) Flexibilidade

Pode-se utilizar um "hardware" simples e de uso geral para executar funções de controle e proteção, que podem ficar armazenadas em memórias e utilizadas quando necessário alterando-se apenas a programação do relê. Além disso, podem-se fazer alterações profundas na lógica de proteção, no campo, com pouquíssima ou nenhuma substituição de "hardware".

(e) Capacidade adaptável

Um processador pode ser programado para mudar automaticamente o seu comportamento em função de condições externas que se alteram, conforme determinadas necessidades, como, por exemplo, o fluxo de potência numa determinada linha ou, ainda, uma mudança de configuração. Para determinadas aplicações, esta capacidade adaptável poderá ajudar a manter a estabilidade em casos de oscilação de potência entre áreas, por exemplo, pela alteração de suas características a partir de informações recebidas local ou remotamente pelos mais variados meios de comunicação (microondas, UHF, carrier, etc). Um caso típico destes são os relês "out-of-step-tripping" que, em algumas condições de intercâmbio entre áreas, deve se comportar como um "out-of-step-blocking" ou vice-versa.

Portanto, as novas características dos relês digitais, possibilitarão a realização de muitas outras funções sofisticadas[21] e completamente diferentes daquelas realizadas pelos relês analógicos como, por exemplo, a localização de faltas, sistema supervisor, análise pós-falta e, eventualmente,

seqüência de eventos. Além disso, pode-se estabelecer uma padronização dos equipamentos dentro de uma ampla faixa de aplicação que vai desde a proteção de sistemas em UAT até circuitos de distribuição. Tem-se, ainda, a redução no tamanho do relê e a diminuição da carga imposta aos transformadores de corrente e de potencial como consequência da utilização da tecnologia digital em relês. Como estes relês microprocessados usam dados digitalizados que podem ser recebidos através de fibras ópticas a partir de transdutores instalados em linhas de alta tensão e extra alta tensão, poderá haver uma grande economia no custo das cablagens e dos transformadores de corrente e potencial. Isto é uma motivação para o desenvolvimento futuro de sistemas unificados de transdutores e de proteção. A referência [25] fornece uma descrição geral, métodos de modulação, de instalação e testes de fibras ópticas, para aplicação em relês de proteção.

Finalmente, pode-se enfatizar os principais subprodutos e facilidades que se obtêm da utilização de relês digitais. O ajuste de um relê analógico é feito por calibrações em parafusos, utilizando ferramentas específicas e só se pode verificar o valor de ajuste executando-se ensaios no relê. No relê digital, estes valores são simples números que estão guardados em memórias que podem ser vistos a qualquer momento através de, por exemplo, um terminal de vídeo e até graficamente! Pelos mesmos motivos, a alteração dos ajustes de um relê digital é uma tarefa trivial e, exatamente por isso, o acesso a eles deve ser protegido por códigos e senhas. Uma outra possibilidade com aplicação certa é a obtenção de dados de uma determinada ocorrência; e isto pode ser

facilmente implantado porque as informações de um curto-circuito, por exemplo, podem ser armazenadas e recuperadas posteriormente por meio de programas que podem gerar relatórios, gráficos, simulações e qualquer tarefa que possa ser colocada em forma de um programa de computador digital. Por exemplo, um relatório pode informar o "status" de equipamentos como disjuntores, chaves seccionadoras, sinais de "trip" a cada nova amostra, a zona de atuação e, ainda, estimar o local da falta. Pode-se, também, utilizar estes mesmos dados para processamento posterior "off-line", utilizando algoritmos sofisticados para obter uma localização mais exata do curto-circuito, já que a velocidade de processamento não é mais uma limitação. Acrescente-se, ainda, a possibilidade de implementação de religamento automático de disjuntores e todas as vantagens da capacidade adaptável do relé digital que poderá ter suas funções como ajuste, característica R-X e qualquer outra, alteradas de acordo com fatores como a configuração do sistema, condições de carga, intercâmbio entre áreas, etc. As possibilidades de aplicação dos relés digitais são tão amplas que é lícito dizer que, se a proteção é uma ciência e uma arte, com o advento da tecnologia digital ela estará muito mais próxima da arte. Portanto, o engenheiro de proteção poderá usar toda a sua imaginação na solução dos problemas de proteção que adquirem contornos de uma complexidade cada vez maior devido ao rápido crescimento, sofisticação e otimização dos sistemas elétricos de potência.

2.4 O "Hardware" do Relé Digital

O "hardware" de um relé digital é constituído, basicamente, de um multiplexador analógico, de filtros e atenuadores, circuitos de amostragem e retenção, conversor analógico-digital e uma (ou mais) unidade(s) de processamento aritmético (microcomputador). A figura 2.8 ilustra, de forma esquemática, a constituição básica de um relé de distância digital genérico.

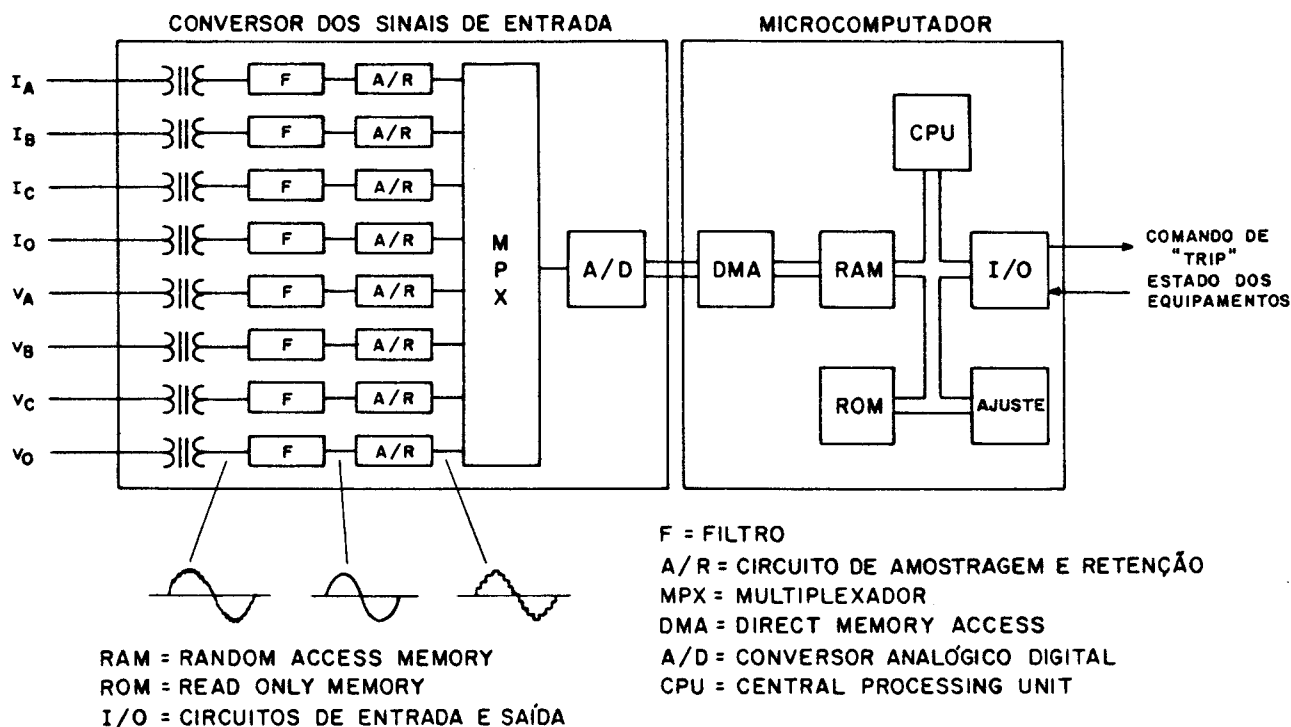
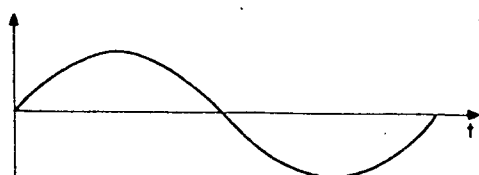


Figura 2.8 Diagrama esquemático simplificado da estrutura do "hardware" de um relé de distância digital.

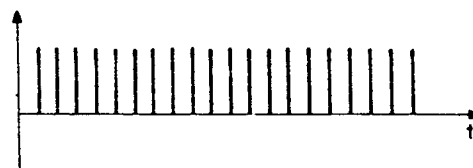
No esquema da figura 2.8, os filtros analógicos são utilizados para eliminar as componentes de alta frequência não necessárias e inconvenientes ao cálculo executado pelo relé e,

também, minimiza o erro devido ao fenômeno de "aliasing" [1]. Os filtros ativos mais utilizados são os do tipo passa-baixas e passa-faixa.

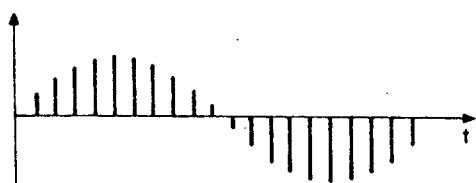
Devido à variação contínua dos valores analógicos, torna-se necessário um circuito que retenha a informação, em um determinado instante, e a mantenha durante um tempo mínimo necessário para o conversor A/D efetuar a conversão. Isto é efetuado pelos circuitos de amostragem e retenção, mostrados na figura 2.9.



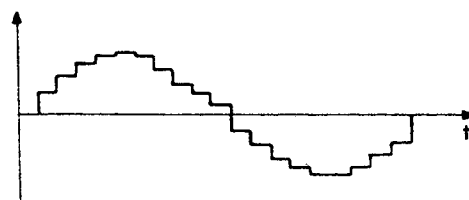
(a) sinal analógico a ser convertido para digital



(b) pulsos de amostragem



(c) sinal amostrado



(d) sinal amostrado, depois de passar pelo circuito de retenção

Figura 2.9 Processo de amostragem e retenção de um sinal senoidal.

O multiplexador analógico recebe os sinais de tensão e corrente dos transformadores de potencial e de corrente, respectivamente, e os seleciona de forma sistemática e

organizada. Atenuadores também podem ser utilizados devido às variações acentuadas nos valores das grandezas de curto-circuito, mais especificamente para a corrente. Por exemplo, a corrente pode variar de 20 a 50 vezes em relação aos valores de regime permanente; portanto, eles efetuam uma adequação, em termos de escala, para os sinais analógicos.

O conversor A/D tem como função converter o sinal amostrado (figura 2.9d) em um sinal digital. Após o sinal ter passado por todos os circuitos anteriores, ele chega ao microcomputador.

2.5 Contribuições mais Significativas no Desenvolvimento do Relé de Distância Digital

No primeiro artigo que sugeriu a idéia de se protegerem todos os equipamentos de uma subestação e suas linhas de transmissão com um computador, Rockefeller[2] analisou todos os aspectos associados ao uso de um computador digital para executar todas as funções de proteção numa subestação. Logo após a publicação deste artigo, Mann e Morrison[4] apresentaram uma técnica que estimava os fasores de tensão e corrente a partir da informação de seus valores instantâneos e das suas derivadas obtidas também a partir de amostras dessas grandezas no tempo; eles mostraram, também, os fluxogramas correspondentes aos programas desenvolvidos para utilização como proteção de linhas de transmissão.

O método sugerido pelo Dr. Morrison foi modificado e aplicado ao primeiro relé que usou um computador digital para a proteção de linhas de transmissão, desenvolvido num projeto

conjunto entre a Pacific Gas and Electric Co.[28,29] e a Westinghouse Electric Corporation. Este sistema foi instalado numa linha de transmissão da Pacific Gas and Electric Co. e usava um computador de controle de processos P-2000 da Westinghouse para executar as funções de proteção de fase e de terra.

Hope, Umamaheswaram e Malik[5,30] investigaram o uso do método da transformada de Fourier para estimar as componentes fundamentais das tensões e correntes numa linha de transmissão e os fasores estimados foram usados para determinar a impedância da linha vista pelo relê. Eles utilizaram ondas senoidais e co-senoidais e ondas retangulares pares e ímpares como funções de ponderação. Carr e Jackson também usaram um método da transformada de Fourier[31] similar àquele que utilizava as funções seno e co-seno das referências [5] e [30]. No entanto, eles tentaram projetar um relê com filtros digitais e analógicos combinados para obter uma resposta em frequência única. Este método foi testado usando-se dados de falta, obtidos a partir de oscilógrafos, que foram digitalizados posteriormente, para mostrar a sua viabilidade prática. J.W. Horton[32] usou as funções de Walsh no desenvolvimento de relês digitais. No entanto, este trabalho não passou do seu estágio inicial.

Em 1971, a American Electric Power Service Corporation iniciou um projeto de relê digital em associação com a IBM, cujo primeiro ano foi dedicado à investigação da viabilidade de um sistema computadorizado numa subestação[6], que fazia monitoração, aquisição de dados, oscilografia e executava funções de controle supervisor e proteção. Num segundo estágio deste projeto, desenvolveu-se um programa usando a teoria das

componentes simétricas[33], onde os autores desenvolveram uma equação que era válida para todos os tipos de faltas.

Sachdev e Baribeau[7,34] desenvolveram um método que utilizava a técnica dos mínimos quadrados para obter as componentes fundamentais das tensões e correntes, cuja maior vantagem era a filtragem da componente contínua exponencial, sem o conhecimento prévio da relação X/R do sistema, como acontecia no caso, por exemplo, da utilização de impedâncias réplicas. Outros pesquisadores como Ranjbar e Cory[35], McLaren e Redfern[36] e Miki et al.[37] deixaram contribuições ao desenvolvimento de relés digitais e técnicas que usavam janela de dados em torno de um ciclo da frequência fundamental.

A General Electric Company e a Philadelphia Electric Company estabeleceram um projeto conjunto em 1973 com o objetivo de investigar a viabilidade de técnicas para a proteção de linhas de transmissão. O sistema de proteção foi desenvolvido e exaustivamente testado em laboratório[13]. O esquema possuía uma filosofia de comparação direcional[38] e foi instalado numa linha de transmissão de 116km, 500kV e permaneceu em operação por um ano somente supervisionado, sem enviar sinal de "trip". Depois, realizaram-se testes para provar a adequacidade do sistema[39], onde se considerou a linha de transmissão como um circuito R-L série. Usando-se as tensões e correntes medidas nos terminais da linha, foram calculadas as resistências e indutâncias vistas pelo relé resolvendo-se as equações diferenciais de primeira ordem que representavam a linha. Este método é similar àquele sugerido anteriormente por outros como Poncelet[40] e Ranjbar e Cory[35]. Davall e Au-Yeng[41] melhoraram este método e usaram períodos de

integração variáveis para reduzir os efeitos de algumas harmônicas específicas.

Girgis e Brown[8] usaram o conceito do filtro de Kalman para obter os fasores de frequência fundamental de sinais de tensão e corrente contaminados por ruídos aplicando-os, posteriormente, num projeto de um relê de distância digital[42]; esta técnica também foi usada por Dasgupta et al.[43] e posteriormente melhorado por Sachdev, Wood e Johnson[44]. Um outro conceito que vem sendo bastante utilizado é o de ondas viajantes. Inicialmente, L.N. Walker e seus colegas sugeriram e tentaram a utilização de métodos não convencionais[45,46] e, posteriormente, Takagi et al.[47,48] usaram a teoria das ondas viajantes. Podem-se citar, ainda, os artigos de Dommel e Michels[49], Chamia e Liberman[50], Vittins[51], Engler et al.[52] e Rajendra e McLaren[53] que também empregaram esta técnica.

CAPÍTULO 3 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA PARA ANÁLISE DA PROTEÇÃO DIGITAL

3.1 Introdução

Para se determinar o desempenho de um algoritmo por meio de simulação, é necessário se obterem os sinais de tensão e corrente no relê, compatíveis com aqueles que aparecem em condições reais de curto-circuito nos sistemas de potência. Muitos trabalhos sobre relês digitais de distância têm recorrido a modelagens para sua análise, utilizando técnicas digitais de simulação de perturbações em sistemas elétricos de potência. Como exemplos, tem-se o modelo de uma linha de transmissão alimentada por um ou dois geradores[5,35,42,54,55,56], geração de sinais de frequência fundamental contaminados com diferentes porcentagens de harmônicas de forma controlada[24,57] e simulação das formas de onda utilizando a equação da onda com parâmetros distribuídos e independentes da frequência[51]. As faltas e outros tipos de perturbação produzem fenômenos transitórios que possuem componentes de diversas frequências, além da frequência nominal do sistema[58]. Os transitórios eletromagnéticos podem influenciar a operação de relês de proteção (eletromagnéticos, estáticos ou digitais). Portanto, é essencial que se utilize um método que produza resultados mais realistas possíveis para a simulação dos fenômenos transitórios, como uma ferramenta tanto no desenvolvimento como na análise do desempenho de sistemas de proteção. Até o início dos anos trinta, as simulações eram feitas à mão porque não existiam outros meios disponíveis e isto levou ao desenvolvimento de analisadores de transitórios em redes (TNA,

"Transient Network Analyser") ainda no final daquela década. Por outro lado, a sofisticação requerida em estudos de chaveamento nem sempre é necessária para os estudos de relés eletromagnéticos para os quais se desenvolveram modelos analógicos mais simples dos sistemas de potência. Os modelos mais sofisticados utilizados nos TNA ainda são bastante usados quando se necessitam de simulações sucessivas de vários casos, porque eles se tornam economicamente mais vantajosos. Além disso, existem alguns modelos dos sistemas de potência que permitem a conexão direta dos relés para o desenvolvimento de projetos e testes de produção.

Durante os anos setenta surgiu o EMTP[58] como uma ferramenta alternativa para executar simulações em computadores digitais no mesmo nível do TNA e mais especificamente nas investigações preliminares quando não se dispõe do TNA. A maioria dos programas de transitórios de uso geral como o EMTP foram aplicados, inicialmente, somente para estudos de surtos de chaveamento; atualmente o EMTP vem sendo bastante utilizado em estudos de relés de proteção, devido à sua flexibilidade e facilidade de utilização. A sua saída numérica é complementada por rotinas de saídas gráficas que permitem desenhar os sinais de tensão e corrente, principalmente, complementando a documentação dos estudos. Além disso, as linhas de transmissão podem ser modeladas com parâmetros distribuídos ou com circuitos PI, sendo que no primeiro caso o programa é capaz de identificar os fenômenos de onda viajante que podem influenciar o desempenho, principalmente, dos relés estáticos e digitais. O EMTP permite, ainda, que se simulem situações bastante diversas dentro de um

sistema de potência e oferece condições de detalhamento que resultam em modelos que retratam o sistema elétrico de forma mais real. O sistema modelado neste trabalho é bastante completo e contém um ponto fundamental no que diz respeito aos valores de tensão e corrente, principalmente, no relê, que é a representação detalhada dos transformadores de potencial e corrente que alimentam o relê digital; desta forma, consegue-se um estudo baseado no comportamento das tensões e corrente primárias refletidas aos respectivos secundários, caracterizando uma condição mais realística dos sinais que são aplicados aos relês.

O EMTF é um programa que pode resolver qualquer circuito composto por resistências, indutâncias e capacitâncias e suas composições com circuitos PI, para uma ou mais fases, linhas de transmissão modeladas com parâmetros concentrados ou distribuídos e elementos não lineares. As suas variáveis de estado são as tensões dos nós e ele incorpora, também, uma rotina de solução de regime permanente, que foi utilizada para gerar os valores das grandezas de pré-falta. Como exemplo, podem-se citar as seguintes opções gerais de simulação pelo EMTF: elementos concentrados lineares desacoplados, linhas de transmissão aéreas, cabos subterrâneos, transformadores, incluindo os efeitos de saturação, histerese e correntes de Foucault, fontes de tensão e de corrente, máquinas síncronas trifásicas, e vários tipos de chaveamento. Portanto, um aspecto relevante deste trabalho é a simulação dos algoritmos de Fourier utilizando os sinais de tensão e corrente gerados pelo EMTF que é muito pouco utilizado com este objetivo específico. Além disso, as alterações realizadas no sistema de potência e nos seus parâmetros são

diferentes daquelas realizadas em diversos trabalhos pesquisados. O que se observa é que há uma tendência de utilização do EMTP para estudos gerais de proteção e não somente nas simulações de algoritmos. Deve-se salientar que o desenvolvimento de relés prevê sempre um estágio de testes de campo, visando uma análise mais realista do protótipo.

3.2 O Sistema Simulado no EMTP

Um curto-circuito num sistema de potência deve ser eliminado rápida e seletivamente de modo a manter a integridade dos equipamentos e do próprio sistema. O principal problema que se depara quando se tenta diminuir o tempo de resposta ou melhorar o desempenho dos relés utilizados na proteção de linhas de transmissão, é a distorção causada pelo fenômeno das ondas viajantes e por ressonâncias no sistema[59] que aparecem em forma de ruídos, imediatamente após a ocorrência de um curto-circuito. Na realidade existem dois tipos distintos de fenômenos transitórios[51]; 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 e é 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, principalmente, 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. A medida que os níveis de tensão e o comprimento das linhas de transmissão aumentam, as oscilações de altas frequências, na faixa de 150Hz a 1000Hz, vão assumindo valores relativos cada vez mais altos. Por isso, foram consideradas nas simulações as variações de parâmetros que evidenciam a ocorrência desses fenômenos transitórios de forma a verificar a influência no desempenho dos algoritmos.

Para se obter um sistema adequado para a simulação no EMTP, escolheu-se a região noroeste do sistema elétrico da Copel, configuração de 1990, a partir da qual foi obtido um subsistema equivalente de 22 barras de tensão de 138 kV. Este subsistema foi obtido a partir do programa Networkfault(NFA) da Philadelphia Electric Company(PECO) que é um programa de cálculo de curto-circuito que utiliza a matriz Z_{barra} para o cálculo das tensões dos nós e corrente nos ramos. A metodologia de cálculo dos equivalentes foi desenvolvida pelo Grupo de Trabalho de Estudos Especiais(GTEE) do GCOI e se baseia na obtenção de uma matriz admitância a partir da inversão de uma submatriz, escolhida adequadamente da matriz Z_{barra} de todo o sistema, fornecida pelo programa NFA. Este sistema de 22 barras foi utilizado para que as impedâncias equivalentes ficassem a uma distância elétrica conveniente dos pontos onde se simularam os curtos-circuitos. Recomenda-se[60] a utilização de uma representação detalhada das linhas de transmissão, do nível de tensão em análise, até duas barras antes da barra onde está havendo o chaveamento. 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 do desempenho dos relés digitais. Simulou-se, em seguida, um caso de fluxo de potência no programa "Big Powermod" para obter a solução de regime permanente. A figura 3.1 mostra o sistema equivalente. Os curtos-circuitos foram simulados na linha de transmissão Umuarama-Cidade Gaucha 138 KV (UMU-GAU 138 KV).

3.3 A Modelagem dos TCs e dos TPs

O primeiro passo para se proteger um sistema de potência é assegurar que as informações provenientes da linha de transmissão, fornecidas pelos transformadores de potencial e de corrente, cheguem fielmente ao relé. O objetivo destes transformadores é reproduzir, da melhor forma possível, no secundário, o sinal existente no primário. Para que as simulações no EMTP produzissem resultados mais próximos do comportamento real dos sinais de corrente e tensão que alimentariam, na prática, um relé digital, os dados das características dos transformadores de potencial e de corrente foram acrescentados ao subsistema equivalentado. A figura 3.2 mostra as ligações utilizadas na alimentação do relé digital.

Foram escolhidas as ligações clássicas em delta para a alimentação de potencial (veja figura 3.1) e para a alimentação de corrente (veja figura 3.2) para três relés monofásicos (proteção contra faltas entre fases). Ressalte-se que, na prática, os transformadores de corrente e de potencial são ligados em estrela, e os valores delta são obtidos pelo programa,

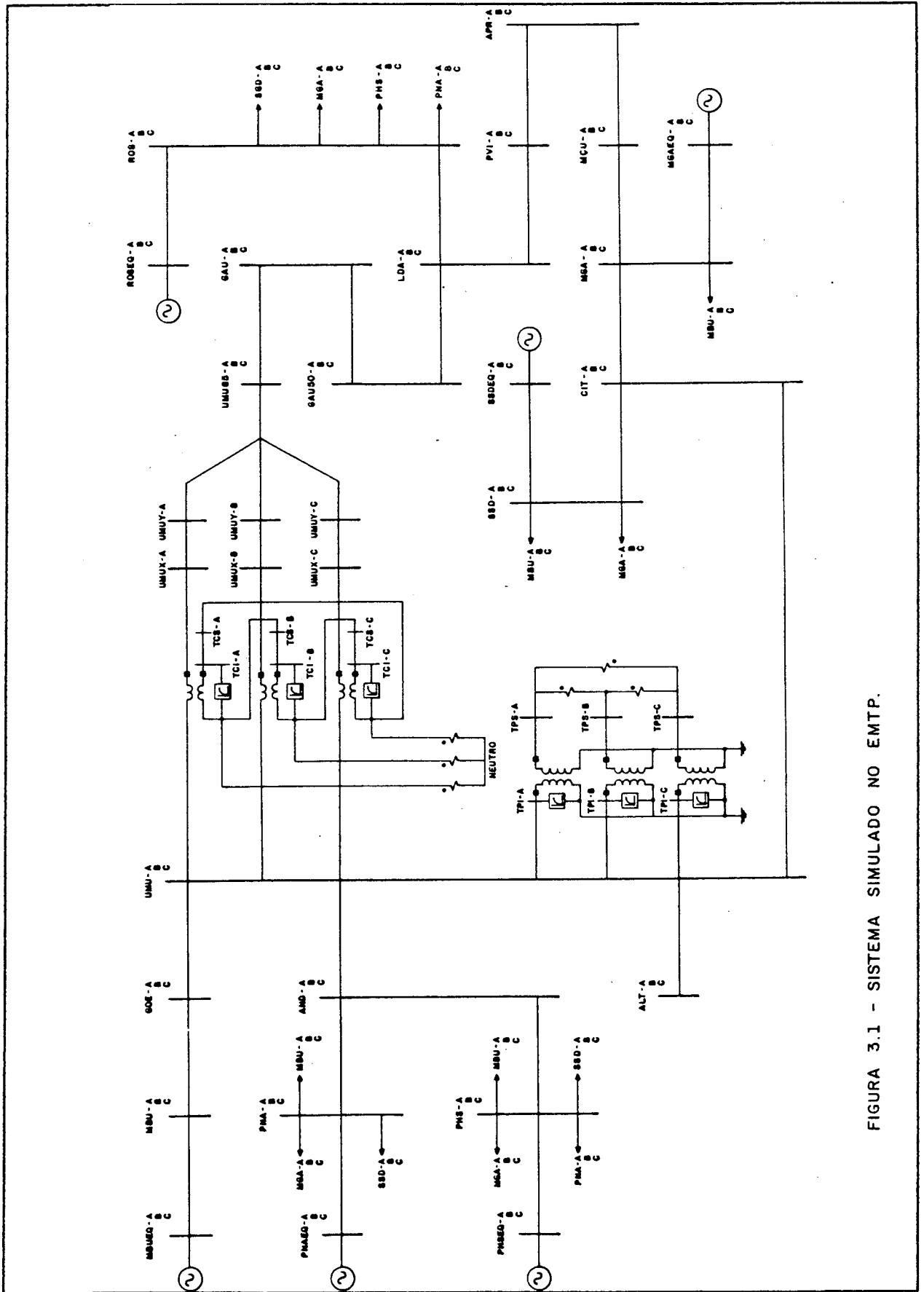


FIGURA 3.1 - SISTEMA SIMULADO NO EMTP.

dentro do relê digital. Neste tipo de ligação um dos relês sempre vê o valor correto da impedância de falta (veja apêndice A) para quaisquer tipos de defeitos entre fases, ou seja, trifásicos, bifásicos e bifásicos à terra. As características dos transformadores de corrente foram obtidas de valores reais dadas pelo fabricante, inclusive a curva de magnetização.

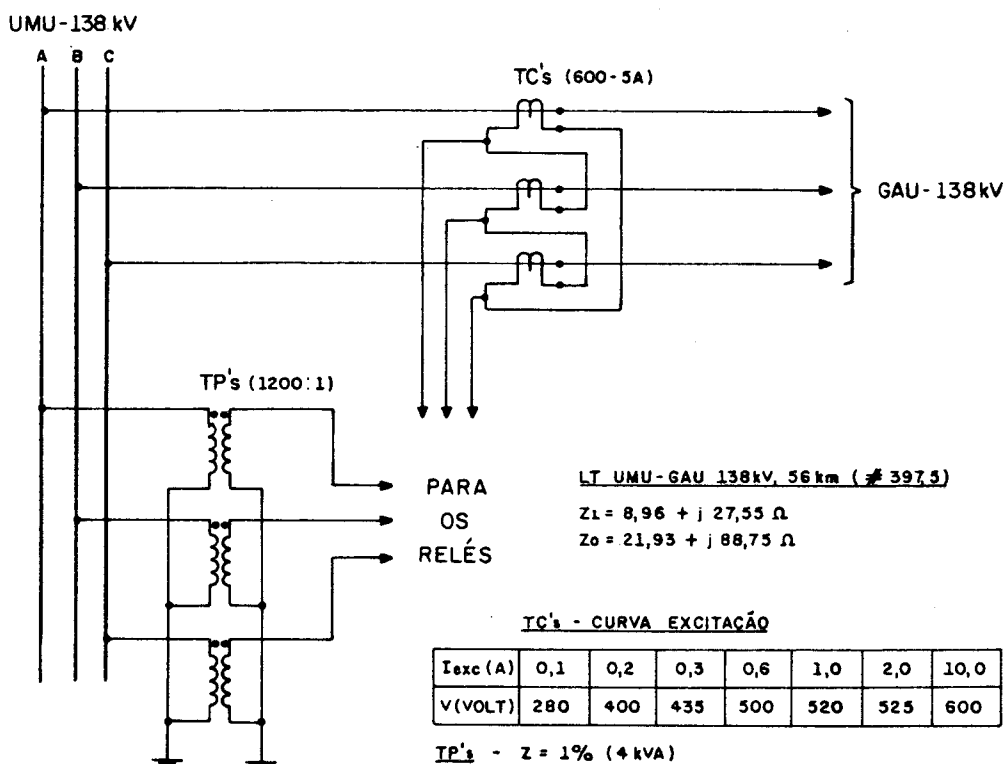


Figura 3.2 Ligação dos TPs e dos TCs na linha UMU-GAU 138 kV

As modelagens dos transformadores de potencial e de corrente foram feitas de acordo com o modelo de transformador saturável, permitido pelo EMTF[61], conforme mostrado na figura 3.3.

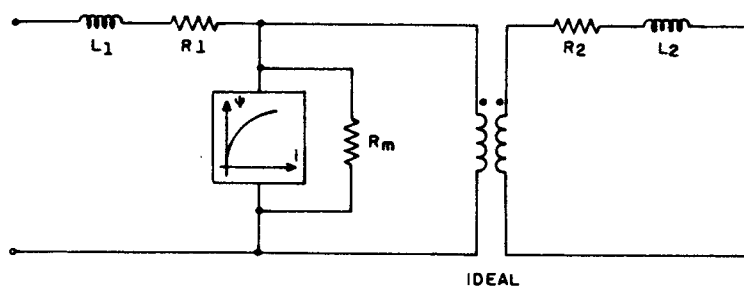


Figura 3.3 Circuito equivalente dos TP e dos TCs.

Para os transformadores de corrente os valores de L_1 e R_1 são desprezados, R_m é considerado infinito, L_2 e R_2 foram obtidos do relatório de ensaio e os valores para a curva $\phi \times i$ foram obtidos da curva de magnetização, também fornecida pelo fabricante. Os valores de N_1 e N_2 são definidos pela relação do TC utilizado. Para os transformadores de potencial, L_1 e R_1 são desprezados, R_m é considerado infinito e L_2 e R_2 obtidos do fabricante. Considerou-se a curva $\phi \times i$ com sendo linear, já que não se trabalhou, em momento algum, com sobretensão; os valores de N_1 e N_2 foram definidos pelo nível de tensão do sistema. Estas foram as aproximações feitas e estão de acordo com a natureza e condições do sistema a ser estudado.

3.4 Os Casos Simulados

Foram simulados casos de curtos-circuitos na linha UMU-GAU 138KV em várias condições, tais como diferentes comprimentos de linha, considerações de saturação dos transformadores de corrente e resistência de arco. A tabela 3.1 mostra, com detalhes, todos os casos simulados.

IDENTIFICACAO DO CASO	TITULO	BARIA EN CUNTO	INICIO DA FALTA (graus/min)			IMPEDANCIA RES. PERM. (R)	CORRENTE DE CARBA (A)	RESISTENCIA DE ARCO (R)	PARAMETROS DA LT	GRANHAO (Mts./CICLO)		
			19 PONTO	24 PONTO	30 PONTO					12	24	48
CASO 1-A-B-C	regime permanente	-	-	-	-	-	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 2-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (sem saturacao)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	71,90 /21,92	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 3-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (com saturacao) (R1C = 50-5)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	71,90 /21,92	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 4-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (com saturacao) (R1C = 30-5)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	71,90 /21,92	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 5-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (R1C = 10-5)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	71,90 /21,92	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	24,64	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 6-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (L = 11,9/2,10 ka)	UNU 05 A	32,60/1,507/18,174	86,40/4,00/20,667	6,16	222,9 /166,20	476,2 /152,20	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	122,40/5,667/22,334	71,90 /21,92	222,9 /166,20	476,2 /152,20	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	32,60/1,507/18,174	86,40/4,00/20,667	6,16	222,9 /166,20	476,2 /152,20	-	distribuidos	200	100	50
CASO 7-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (Linha longa) (L = 170/20 ka)	UNU 05 A	23,50/1,099/17,757	86,40/4,00/20,667	88,4	487,9 /312,18	154,1 /158,18	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	117,50/5,430/22,195	71,90 /21,92	487,9 /312,18	154,1 /158,18	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	23,50/1,099/17,757	86,40/4,00/20,667	88,4	487,9 /312,18	154,1 /158,18	-	distribuidos	200	100	50
CASO 8-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. na frente do rele	UNU Y A	35,40/1,646/18,313	86,40/4,00/20,667	0,00	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU Y B	86,40/4,00/20,667	125,40/5,806/22,473	0,00 /0,00	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU Y C	35,40/1,646/18,313	86,40/4,00/20,667	0,00	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 9-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 2a zona	UNU 5A	26,40/1,222/17,889	86,40/4,00/20,667	43,5	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 5B	86,40/4,00/20,667	116,40/5,389/22,656	71,90 /21,92	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
		UNU 5C	26,40/1,222/17,889	86,40/4,00/20,667	43,5	281,7 /162,48	266,2 /152,48	-	distribuidos	200	100	50
CASO 10-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (c/resist.de arco)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	32,24	281,7 /162,48	266,2 /152,48	15 R	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	46,588 /26,588	281,7 /162,48	266,2 /152,48	15 R	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	32,24	281,7 /162,48	266,2 /152,48	15 R	distribuidos	200	100	50
CASO 11-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona (c/resist.de arco)	UNU 05 A	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	43,59	281,7 /162,48	266,2 /152,48	30 R	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	120,50/5,577/22,437	32,570 /22,570	281,7 /162,48	266,2 /152,48	30 R	distribuidos	200	100	50
		UNU 05 C	30,50/1,410/18,077	86,40/4,00/20,667	43,59	281,7 /162,48	266,2 /152,48	30 R	distribuidos	200	100	50
CASO 12-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a zona	UNU 05 A	29,50/1,500/18,836	86,40/4,00/20,667	24,64	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50
		UNU 05 B	86,40/4,00/20,667	119,70/5,542/22,210	71,90 /21,92	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50
		UNU 05 C	29,50/1,500/18,836	86,40/4,00/20,667	24,64	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50
CASO 13-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. na frente do rele	UNU Y A	35,40/1,611/18,279	86,40/4,00/20,667	0,00	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50
		UNU Y B	86,40/4,00/20,667	124,80/5,770/22,446	0,00 /0,00	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50
		UNU Y C	35,40/1,611/18,279	86,40/4,00/20,667	0,00	279,52 /165,20	264,2 /160,00	-	concentrados	200	100	50

TABELA 3.1 - CASOS SIMULADOS (continua...)

IDENTIFICAÇÃO DO CASO	TÍTULO	BARRA EN CURTO	INÍCIO DA FALTA (graus/ms/ms)			IMPEDÂNCIA CURTO (Ω)	IMPEDÂNCIA REB. FERR. (Ω)	CORRENTE DE CHUVA (A)	RESISTÊNCIA DE ARCO (Ω)	PARÂMETROS DA LT	GRANHAÇÃO (mm./CICLO)		
			1º PONTO	2º PONTO	3º PONTO						12	24	48
CASO 14-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 2a. zona	GAI 50 A GAI 50 B	25,40/1,174/17,856	84,40/4,00/20,667	43,50	273,5	264,2	-	concentrados	200	100	50	
			84,40/4,00/20,667	115,50/5,340/22,016	71,90	1465,10	169,00	200		100	50		
			115,50/5,340/22,016					200		100	50		
CASO 15-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a. zona	UNI 05 A UNI 05 B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	24,64	-	-	-	distribuídos	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	71,90	721,90	-	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		
CASO 16-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. na frente do rele	UNI-Y A UNI-Y B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	0,00	-	-	-	distribuídos	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	0,00	18,00	-	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		
CASO 17-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 2a. zona	GAI 50 A GAI 50 B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	43,50	-	-	-	distribuídos	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	71,90	721,90	-	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		
CASO 18-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 1a. zona	UNI 05 A UNI 05 B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	24,64	-	-	-	concentrados	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	71,90	721,90	-	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		
CASO 19-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. na frente do rele	UNI-Y A UNI-Y B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	0,00	-	-	-	concentrados	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	0,00	18,00	-	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		
CASO 20-A-B-C D-E-F G-H-I	c.c. dentro do alcance da 2a. zona	GAI 50 A GAI 50 B	60/0/16,667	45,00/2,063/18,751	43,50	273,5	264,2	-	concentrados	200	100	50	
			45,00/2,063/18,751	90,00/4,167/20,822	71,90	1465,10	169,00	200		100	50		
			90,00/4,167/20,822					200		100	50		

TABELA 3.1 - CASOS SIMULADOS (continuação)

Os valores de cada ponto são dados em graus e em milisegundos, sendo estes correspondentes aos valores em graus um ciclo mais tarde. Desta forma, obtêm-se as várias condições de deslocamento causadas pela componente contínua, ou seja, um deslocamento máximo, um intermediário e um deslocamento mínimo da onda de corrente, que é um dos fatores de erro na medição da impedância pelo relê de distância, além das condições que evidenciam a presença de altas frequências nos sinais de tensão e de corrente.

A coluna "Impedância de Curto" mostra o valor da impedância do trecho de linha compreendido entre o ponto de instalação do relê ("bay" da linha na subestação) e o ponto de curto-circuito. A coluna "Impedância Reg. Perm." indica o valor da impedância de carga, em função dos valores de tensão e corrente em regime permanente. A coluna "Corrente de Carga" mostra o valor da corrente de regime permanente para cada caso. A coluna "Resistência de Arco" mostra o valor da resistência de arco nos casos em que se simulou esta condição (modelo linear). A coluna "Parâmetros da LT" indica os tipos de parâmetros das linhas que foram considerados na simulação pelo EMTP, que podem ser distribuídos ou concentrados. A coluna "Gravação (Am./Ciclo)" indica o intervalo, em número de amostras, da gravação, em discos flexíveis, obtida a partir da simulação no EMTP. Como o intervalo de solução do EMTP, que é o período de tempo no qual o programa efetua os cálculos das grandezas num determinado circuito, foi de 6,944 nanosegundos, obtiveram-se 2400 pontos (amostras) por ciclo, na sua saída.

Na coluna "Identificação do Caso" consta o nome do caso processado, sendo que as três letras A,B, e C referem-se, respectivamente, a 12, 24 e 48 amostras por ciclo. A cada conjunto de letras ABC, DEF e GHI corresponde um ponto de início de falta cujo valor está especificado na coluna "Início da Falta". As identificações "CasoABC, DEF e GHI" aparecerão na maioria dos gráficos e tabelas para identificar a simulação à qual se está referindo. A coluna "Título" resume em que condições o curto-circuito foi simulado. A coluna "Barra em Curto" indica, referindo-se à figura 3.1, qual a barra em que se simulou o curto-circuito. A coluna "Início da Falta" indica, conforme ilustrado na figura 3.4, os pontos da onda de tensão na barra em curto-circuito correspondentes aos valores máximo, intermediário e mínimo (próximo de zero) para o início da simulação do curto-circuito

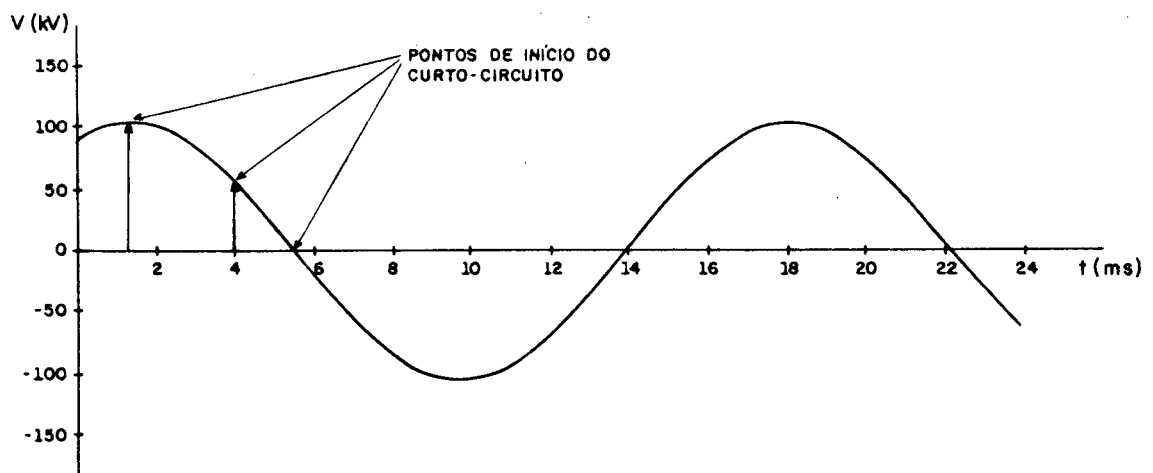


Figura 3.4 Pontos escolhidos para o início dos curtos-circuitos.

CAPÍTULO 4 - OS ALGORITMOS PARA A PROTEÇÃO DIGITAL

4.1 - Introdução

Os algoritmos para a proteção digital usam amostras de tensão e de corrente para a estimação dos fasores de tensão e de corrente. O conceito de estimação é importante porque é necessário encontrar um modelo para o sistema ou para as formas de onda de modo a permitir o desenvolvimento de um algoritmo. Como o sistema ou as formas de onda não se ajustam exatamente a um determinado modelo proposto, introduzem-se erros que levam a valores incorretos dos parâmetros calculados. A resposta a esses sinais não modelados é importante na seleção de um determinado algoritmo. A maioria dos algoritmos propostos para uso em proteção digital pode ser agrupada em duas categorias[23]. A primeira categoria é baseada num modelo da forma de onda em si, isto é, da tensão e da corrente propriamente ditas. O parâmetro de interesse está contido na descrição da forma de onda, tais como os valores de pico de tensão e corrente senoidais[4] e os fasores de tensão e corrente de frequência fundamental. O segundo tipo usa um modelo do sistema, por exemplo, um circuito R-L como um circuito equivalente de uma linha de transmissão, onde as tensões e as correntes devem satisfazer uma equação diferencial linear de primeira ordem, de cuja solução resultam os valores de R e L da linha.

4.2 - Conceitos Gerais

Este item objetiva fornecer os princípios e conceitos comuns à maioria dos algoritmos de proteção digital e serão ilustrados por um algoritmo simples, cujo raciocínio pode ser extrapolado para os demais. Seja um algoritmo baseado no modelo da forma de onda onde o sinal seja representado pela seguinte função[23]:

$$y(t) = Y_s \text{sen}\omega_0 t + Y_c \text{cos}\omega_0 t \quad (4.1)$$

Suponha, agora, amostras de $y(t)$ obtidas em $-\Delta t, 0$ e Δt , onde Δt representa o período de amostragem.

$$\begin{aligned} y_{-1} &= y(-\Delta t) \\ y_0 &= y(0) \\ y_1 &= y(\Delta t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Os valores de Y_s e Y_c podem ser relacionados aos valores das amostras pela relação:

$$\begin{vmatrix} y_{-1} \\ y_0 \\ y_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\text{sen}\theta & \text{cos}\theta \\ 0 & 1 \\ \text{sen}\theta & \text{cos}\theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} Y_s \\ Y_c \end{vmatrix} \quad (4.3)$$

onde $\theta = \omega_0 \Delta t$ é o espaçamento angular entre as amostras. Pode-se mostrar[23] que a solução geral para as equações (4.3) pode ser representada como:

$$Y_s = \frac{[y_1 - y_{-1}]}{2\text{sen}\theta} + c_1 [y_1 - 2y_0 \text{cos}\theta + y_{-1}] \quad (4.4)$$

$$Y_c = \frac{[y_1 \cos \theta + y_0 + y_{-1} \cos \theta]}{2 \operatorname{sen} \theta} + c_2 [y_1 - 2y_0 \cos \theta + y_{-1}] \quad (4.5)$$

onde c_1 e c_2 são constantes arbitrárias.

Supondo-se, por simplicidade, que c_1 e c_2 sejam nulos, podem-se generalizar as equações (4.4) e (4.5) adaptando-as para amostras y_{k-1} , y_k e y_{k+1}

$$Y_s^k = \frac{[y_{k+1} - y_{k-1}]}{2 \operatorname{sen} \theta} \quad (4.6)$$

$$Y_c^k = \frac{[y_{k+1} \cos \theta + y_k + y_{k-1} \cos \theta]}{1 + 2 \cos \theta} \quad (4.7)$$

onde k define que o valor central é a k -ésima amostra.

Considerando-se três amostras equação (4.1), tem-se:

$$y_{k-1} = Y_s \operatorname{sen}[\theta(k-1)] + Y_c \cos[\theta(k-1)]$$

$$y_k = Y_s \operatorname{sen} k\theta + Y_c \cos k\theta$$

$$y_{k+1} = Y_s \operatorname{sen}[\theta(k+1)] + Y_c \cos[\theta(k+1)]$$

Levando-se estas equações em (4.6), tem-se

$$Y_s^k = \frac{Y_s \operatorname{sen}(k\theta + \theta) + Y_c \cos(k\theta + \theta)}{2 \operatorname{sen} \theta}$$

$$- \frac{Y_S \text{sen}(k\theta - \theta) + Y_C \text{cos}(k\theta - \theta)}{2 \text{sen}\theta}$$

ou ainda,

$$Y_S^k = \frac{Y_S [\text{sen}(k\theta + \theta) - \text{sen}(k\theta - \theta)]}{2 \text{sen}\theta} + \frac{Y_C [\text{cos}(k\theta + \theta) - \text{cos}(k\theta - \theta)]}{2 \text{sen}\theta}$$

Utilizando-se as identidades trigonométricas

$$\text{sen}(a+b) = \text{sena} \cdot \text{cosb} + \text{cosa} \cdot \text{senb}$$

$$\text{cos}(a+b) = \text{cosa} \cdot \text{cosb} - \text{sena} \cdot \text{senb}$$

$$Y_S^k = \frac{2Y_S \text{cos}(k\theta) \text{sen}\theta - 2Y_C \text{sen}(k\theta) \text{sen}\theta}{2 \text{sen}(\theta)}$$

ou seja,

$$Y_S^k = Y_S \text{cos}(k\theta) - Y_C \text{sen}(k\theta)$$

Analogamente, levando-se o conjunto de equações, discretizadas para três amostras, em (4.7), obtêm-se

$$Y_C^k = Y_S \text{sen}(k\theta) + Y_C \text{cos}(k\theta)$$

Portanto,

$$Y_S^k = Y_S \text{cos}k\theta - Y_C \text{sen}k\theta \quad (4.8)$$

$$Y_C^k = Y_S \text{sen}k\theta + Y_C \text{cos}k\theta \quad (4.9)$$

As equações (4.8) e (4.9) são válidas para quaisquer valores dos parâmetros c_1 e c_2 nas equações (4.4) e (4.5) considerando-se $y(t)$ descrita por (4.1). Na forma polar,

$$|Y^k| = [(Y_s^k)^2 + (Y_c^k)^2]^{1/2} = [Y_s^2 + Y_c^2]^{1/2} \quad (4.10)$$

$$\phi^k = \arctan Y_s^k / Y_c^k = \arctan(Y_s / Y_c) - k\theta \quad (4.11)$$

Pode-se ver que as equações (4.10) e (4.11) determinam um fasor de módulo correto que gira, isto é, o ângulo decresce de θ a cada nova amostra. Dependendo da aplicação pode não ser necessária a correção da rotação como, por exemplo, no caso do cálculo da impedância, onde a relação entre a tensão e a corrente não se altera pela rotação do numerador e do denominador, simultaneamente. O algoritmo definido pelas equações (4.6) e (4.7) tem uma janela de dados de três amostras. À medida que se dispõe de uma nova amostra, descarta-se a mais antiga e se repete o cálculo. Note-se que o microprocessador deve executar todos os cálculos das equações (4.6), (4.7), (4.10) e (4.11) antes da aquisição de uma nova amostra. A figura (4.1) mostra uma janela de dados movendo-se numa forma de onda de tensão amostrada com uma taxa de 12 amostras por ciclo, que resulta em $\Delta t = 1.3889\text{ms}$ para um sistema de 60Hz. Os algoritmos existentes utilizam taxas de 4 a 64 amostras por ciclo, correspondendo a um Δt de 4.1667ms a 260 μs . A vantagem de se utilizar uma

taxa menor é que se dispõe de mais tempo entre as amostras. Algumas das desvantagens serão discutidas posteriormente.

A figura 4.1 mostra, também, o efeito do movimento da janela de dados através do ponto de início da falta. A janela A contém as três últimas amostras antes da falta, enquanto que as janelas B e C contêm dados pré e pós-falta simultaneamente e a janela D contém três amostras da tensão pós-falta. Para a forma de onda ideal mostrada, os resultados das equações 4.6 e 4.7 serão corretas para as janelas A e D, mas serão incorretas para as janelas B e C porque a forma de onda mostrada não é descrita pela equação 4.1. O resultado é essencialmente o mesmo para todos os algoritmos, porque se obtêm resultados confiáveis apenas quando a janela contém dados somente de pré ou pós-falta e existe um certo grau de imprevisibilidade quando a janela passa sobre o ponto de início da falta. A resposta do algoritmo nesta transição é uma função dos parâmetros c_1 e c_2 das equações 4.4 e 4.5.

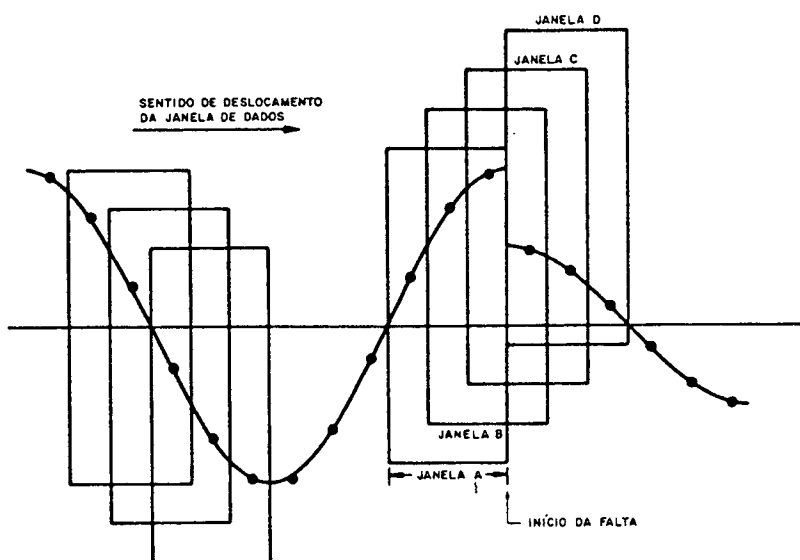


Figura 4.1 - Janela de dados

Este exemplo simples indica alguns aspectos que devem ser considerados na seleção dos algoritmos, tais como, o tamanho da janela de dados, a taxa de amostragem e o comportamento do cálculo durante a transição entre os valores de pré e pós-falta. Para entender estes aspectos é importante se ter em mente que a forma do sinal na equação 4.1 e a forma de onda mostrada na figura 4.1 são ideais e que, na prática, existem outros sinais que são fontes de erro no cálculo dos parâmetros desejados.

4.3 Alguns Algoritmos Básicos

Após o trabalho de Rockefeller [2], surgiram muitos artigos sugerindo algoritmos para a proteção digital de distância para linhas de transmissão, que se tornaram ponto de partida para vários estudos, muitos dos quais vem sendo utilizados até hoje. Por outro lado, alguns deles, por não apresentarem resultados satisfatórios, foram abandonados. No entanto, todos tiveram o mérito de lançarem idéias que contribuíram para o estágio atual do conhecimento de algoritmos computacionais aplicados à proteção e, mais especificamente, aos relés de distância, que são objeto deste trabalho. Este item apresenta as idéias básicas de alguns dos algoritmos mais importantes apresentados na literatura internacional, analisando os seus princípios teóricos e o desempenho esperado de acordo com a sua resposta em frequência.

4.3.1 Algoritmo Proposto por Mann e Morrison

A premissa de aplicação deste algoritmo é a existência de uma corrente de curto-circuito perfeitamente senoidal o que, evidentemente, não ocorre na prática. O que se faz, basicamente, é calcular os valores de pico da corrente e da tensão a partir da equação original e da sua derivada primeira, em relação ao tempo, para obter a impedância correspondente a esses valores. Seja

$$v = V \text{sen} \omega t \quad (4.12)$$

uma tensão senoidal em que se queira obter o valor de V a partir dos valores instantâneos amostrados. Fazendo-se a derivada de 4.12, tem-se

$$v' / \omega = V \text{cos} \omega t \quad (4.13)$$

Elevando-se as equações 4.12 e 4.13 ao quadrado e somando-as, obtêm-se

$$\begin{aligned} (v)^2 + (v' / \omega)^2 &= V^2 \text{sen}^2 \omega t + V^2 \text{cos}^2 \omega t \\ V^2 &= (v)^2 + (v' / \omega)^2 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Dividindo-se, agora, as equações 4.12 por 4.13, tem-se

$$\frac{\omega v}{v'} = \frac{V \text{sen} \omega t}{V \text{cos} \omega t} \quad \text{ou } \omega t = \arctan(\omega v / v') \quad (4.15)$$

Considerando-se uma corrente

$$i = I \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (4.16)$$

pode-se obter, de forma análoga

$$\omega t + \phi = \arctan(\omega i / i') \quad (4.17)$$

Portanto, o ângulo de fase será

$$\phi = \arctan(\omega i / i') - \arctan(\omega v / v') \quad (4.18)$$

O módulo da impedância pode ser dado por

$$Z = V / I \quad (4.19)$$

As derivadas necessárias ao cálculo dos fasores tensão e corrente, são obtidas pelas fórmulas de diferenças finitas[4]

$$y'_k = 1 / [2h(y_{k+1} - y_{k-1})] \quad (4.20)$$

Utilizando-se a transformada z, sugerida em [1], obtêm-se a resposta em frequência do algoritmo, conforme mostra a figura 4.2

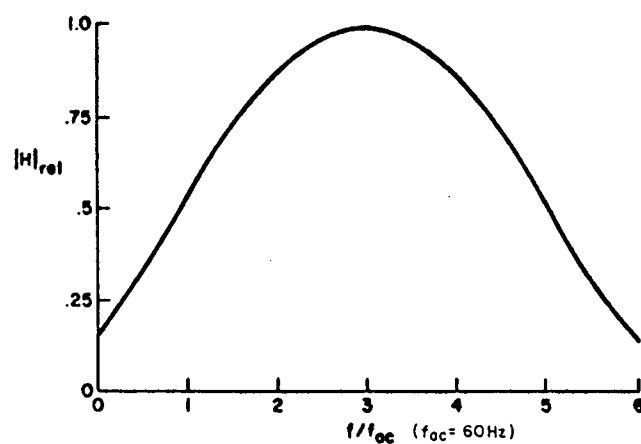


Figura 4.2 Magnitude da resposta em frequência do algoritmo de Mann-Morrison

Para se entender o significado desta figura, considere os espectros dos sinais mostrados na figura 4.3.

A figura 4.3(a) mostra um impulso em 60 Hz, representando uma corrente senoidal antes da falta. Pode-se observar que a multiplicação deste valor pela resposta do algoritmo produz uma saída proporcional à resposta em 60 Hz. A figura 4.3(b) mostra um exemplo de um sinal de falta com uma componente de 60 Hz de valor elevado, algumas harmônicas e uma componente de alta frequência, devida a ondas viajantes, e uma componente contínua decrescente exponencialmente. Considerando-se a presença de um filtro anti-"aliasing", apenas a alta frequência é eliminada e o restante da distorção não é eliminado pelo algoritmo, afetando o seu resultado. A multiplicação do espectro de pós-falta pela resposta em frequência do algoritmo resulta num gráfico que mostra a influência de todas as componentes na saída do algoritmo. A resposta em frequência representa o comportamento médio do algoritmo sobre todo o conjunto de possíveis relações entre as componentes de uma frequência específica e a janela de dados. Pode-se observar pela figura 4.3 que o algoritmo é mais sensível a algumas harmônicas, especificamente à terceira, do que à frequência fundamental, como seria desejável.

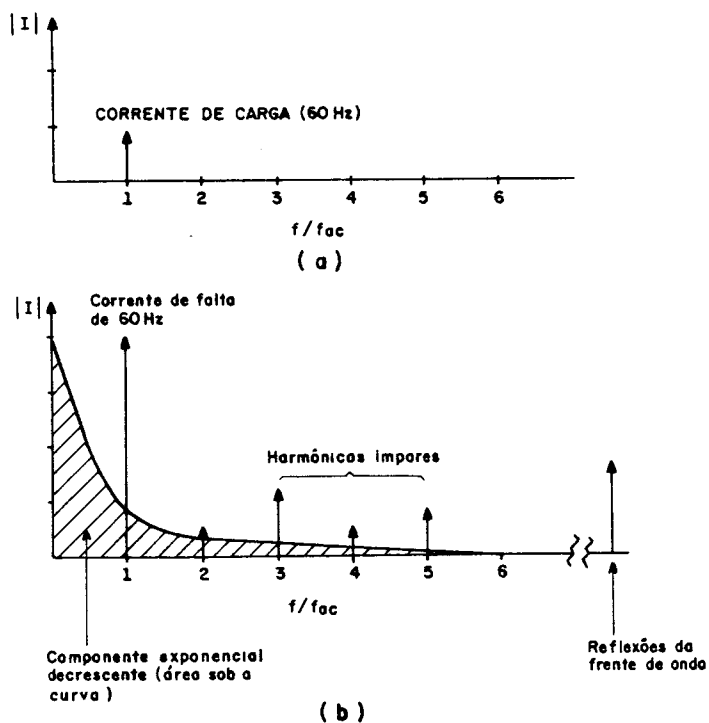


Figura 4.3 Exemplo de espectro do sinal de pré e pós-falta

A resposta em frequência do algoritmo fornece uma indicação da qualidade da aproximação discreta em relação à função analógica de cada algoritmo. Note que a resposta no tempo é uma segunda forma de se medir o desempenho de um algoritmo, e esta resposta pode ser definida como o intervalo de tempo entre a ocorrência da falta e o instante em que uma estimativa "exata" da impedância (R, X) pode ser feita. Definida desta maneira, a resposta no tempo de um algoritmo é difícil, se não impossível [62], de se determinar analiticamente. Isto deve ser feito pelo máximo de simulações possível.

É interessante notar que a resposta em frequência é útil para se avaliar o desempenho de um algoritmo se os sinais

diferentes de 60Hz forem conhecidos. Utilizando-se uma janela de dados maior, é possível projetar um algoritmo que rejeite certas harmônicas conhecidas. No entanto, existe sempre uma parcela de sinais diferentes de 60 Hz que aparecem durante uma falta que não são previsíveis, e a análise do algoritmo passa a ser feita num contexto onde se admite esta incerteza[23].

Portanto, a resposta em frequência deste algoritmo, especificamente, ilustra o perigo potencial das suposições nas quais ele se baseia. Para atenuar os problemas decorrentes das suas deficiências Mann e Morrison propuseram[4] a utilização de um filtro digital para atenuar as componentes indesejáveis e, para evitar os problemas decorrentes da componente contínua, propuseram a utilização de impedâncias rēplicas, que consistem num circuito R-L sērie, cuja constante de tempo é a mesma do circuito protegido. Naturalmente, este circuito rēplica contribuirá para retardar o tempo total de atuação do relē. Phadke et al.[63] estimaram em 1/12 de um ciclo, para uma taxa de 12 amostras por ciclo, o valor esperado do atraso devido à impedância rēplica.

Sejam a corrente e a tensão dadas pelas expressões

$$i_1 = I_1 [\text{sen}(wt + \alpha - \phi_1) - e^{-Rt/L_1} \text{sen}(\alpha - \phi_1)] \quad (4.21)$$

$$v_1 = V_1 \left[\text{sen}(wt + \alpha - \phi_1 + \phi_L) - \frac{\text{sen}(\alpha - \phi_1) \text{sen}(\phi_1 - \phi_2) e^{-Rt/L_1}}{\text{sen}\phi_1} \right] \quad (4.22)$$

Nestas equações, α é o ângulo de início da falta e o subscrito 1 refere-se às grandezas do primário e o subscrito L

às grandezas de linha. Considerando-se um TC ideal com uma carga de relação X/R igual à do circuito primário, então a tensão sobre a carga será puramente senoidal. A tensão num circuito secundário de impedância R_2 e L_2 , é

$$v = -(N_2/N_1) [i_1 R_2 + L_2 (di_1/dt)] \quad (4.23)$$

Levando-se 4.21 em 4.23, tem-se

$$v = -(N_2/N_1) I_1 Z_2 \{ \text{sen}(\omega t + \alpha - \phi_1 + \phi_L) + \frac{X_2}{Z_2} \left[\frac{R_1}{X_1} - \frac{R_2}{X_2} \right] \text{sen}(\alpha - \phi_1) e^{-R_1 t/L_1} \} \quad (4.24)$$

onde o subscrito 2 refere-se ao circuito secundário do TC. Pode-se observar, a partir de 4.24, que a tensão secundária é perfeitamente senoidal quando as relações X/R são iguais, pois o termo que possui a exponencial é anulado. Naturalmente não é possível eliminar completamente a componente contínua para todas as faltas, já que o valor X/R primário é aquele da linha mais a fonte e, em geral, eles são diferentes. O que se pode fazer para evitar este problema é efetuar casamento das relações X/R , fazendo-as iguais para a impedância da fonte mais, por exemplo, 90 por cento da impedância da linha; isto porque é para faltas mais próximas ao limite de ajuste do relê que se necessita de um cálculo mais próximo ao valor da impedância da linha, e para estas faltas a componente contínua será completamente eliminada. Para faltas mais próximas a componente contínua será bastante reduzida, mas não eliminada completamente.

Apesar de todas deficiências apresentadas pelo algoritmo de Mann-Morrison, recentemente Islam et al. publicaram

um artigo[22] no qual se utiliza exatamente este algoritmo num relê de distância de terra para proteção de linhas de transmissão EAT/UAT. A solução dada para os problemas decorrentes da componente contínua e das componentes de alta frequência foi a utilização de um filtro analógico ativo passa-faixa, cuja faixa de passagem é limitada entre 48 e 52Hz, causando um atraso de apenas 4ms. É interessante notar que Kumar[64] indica um valor de atraso de 10 a 12ms para os melhores filtros passa-faixa. Por exemplo, para um filtro passa-faixa de faixa de 30 a 150Hz o atraso resultante fica entre 16 e 24ms. O esquema obtido com este relê é imune à oscilação de potência, é direcional, pode ter qualquer desenho de característica de atuação (foram utilizadas a mho e a quadrilateral) com o mesmo "hardware", possui um alto grau de sensibilidade e confiabilidade e opera rapidamente (menos de um ciclo em 50Hz) e executa rotinas de autoteste; portanto, ele executa muitas daquelas tarefas preconizadas para um relê digital no capítulo 2.

Um ponto interessante neste projeto de Islam et al. foi a utilização de um microprocessador 8085 da Intel de 8 bits, ao contrário da tendência atual de utilização de processadores de 16 e 32 bits. De qualquer forma os autores sugerem a utilização de um microprocessador mais rápido como o 8086 ou 68000 para melhorar o tempo de solução e a exatidão do algoritmo do relê.

4.3.2 O Algoritmo do Prodar 70

Gilcrest et al. [28,29] aproveitaram a idéia de Mann e Morrison e propuseram um relê com um algoritmo que também

calculava os valores de pico das tensões e correntes. No entanto, eles utilizaram a primeira e a segunda derivadas, ao invés da própria equação e da sua primeira derivada, com o objetivo de eliminar a componente contínua, já que esta desaparece de todas as expressões de diferença. Apesar de haver, ainda, um erro para a componente contínua exponencial (de constante de tempo maior que 2,6ms), este erro é mínimo, não havendo necessidade de se utilizar uma impedância réplica para eliminá-la. Além disso, a derivada segunda minimiza os erros de frequência abaixo da fundamental associados a capacitores série[28] e todos aqueles decorrentes de componentes de frequência abaixo da fundamental[1]. Considerando-se as equações 4.12 e 4.13, pode-se obter a derivada segunda.

$$v'' = -\omega^2 V \cos \omega t$$

$$v''/\omega^2 = -V \cos \omega t \quad (4.25)$$

Das equações 4.13 e 4.25, pode-se escrever

$$(v'/\omega)^2 + (v''/\omega^2)^2 = V^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t)$$

$$V = [(v'/\omega)^2 + (v''/\omega^2)^2]^{1/2} \quad (4.26)$$

Dividindo a equação 4.13 por 4.25, tem-se

$$\omega t = -\arctan(\omega v'/v'') \quad (4.27)$$

Considerando-se, agora, a corrente dada por 4.16

$$\phi = \arctan(\omega v'/v'') - \arctan(\omega i'/i'') \quad (4.28)$$

O módulo da impedância será dado por 4.19. O valor da derivada segunda pode ser obtido a partir de 4.20

$$y'' = \frac{1}{2h} \left[\frac{1}{2h} (y_{k+2} - y_k) - \frac{1}{2h} (y_k - y_{k-2}) \right] \quad (4.29)$$

$$y'' = \frac{1}{4h^2} (y_{k+2} - 2y_k - y_{k-2}) \quad (4.30)$$

que também pode ser aproximada por

$$y'' = \frac{1}{h^2} (y_{k+1} - 2y_k - y_{k-1}) \quad (4.31)$$

A figura 4.4 mostra a resposta em frequência do algoritmo do Prodar 70.

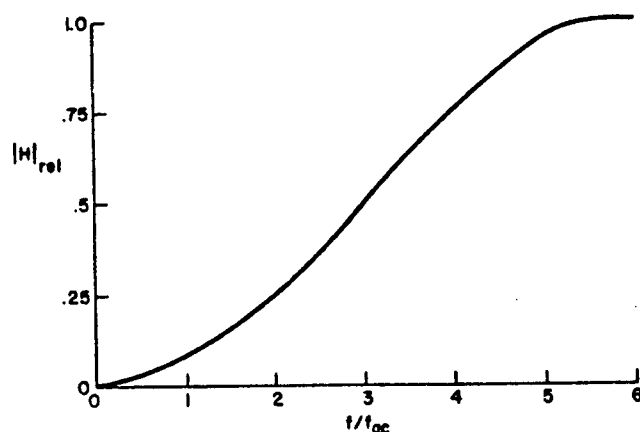


Figura 4.4 Magnitude da resposta em frequência do Algoritmo do Prodar 70

Pela figura observa-se a eliminação da componente contínua constante e a atenuação das sub-harmônicas e, também, como o algoritmo acentua os erros de distorções harmônicas e não harmônicas de alta frequência resultando em ganhos cada vez

maiores à medida que a frequência aumenta. Gilcrest et al. utilizaram filtros analógicos ("hardware"), a integração e repetição do cálculo da impedância ("software") para reduzir os efeitos da diferenciação adicional existente neste algoritmo, quando comparado ao algoritmo de Mann-Morrison. Naturalmente, se nada for feito, os resultados podem ficar completamente invalidados pelas componentes de frequência diferente de 60Hz existentes no sinal.

Tanto o algoritmo de Mann-Morrison como o Prodar 70 podem ser dados pelas equações 4.4 e 4.5 para os casos em que c_1 e c_2 assumem valores particulares[23]. Por exemplo, fazendo $c_1=0$ e

$$c_2 = \cos\theta / (1 + 2\cos\theta) \quad (4.32)$$

as equações 4.4 e 4.5 correspondem ao algoritmo de Mann-Morrison, para $\cos\theta \neq 1$ e $\sin\theta \neq 0$. Nestas mesmas condições, o algoritmo do Prodar 70 corresponde a 4.4 e 4.5 com $c_1=0$ e

$$c_2 = 1/(\sin^2\theta) - \cos\theta / (1 + 2\cos^2\theta) \quad (4.33)$$

4.3.3 Algoritmos que Utilizam a Equação Diferencial

McInnes e Morrison[65] foram os primeiros a utilizar um circuito R-L como um modelo da linha de transmissão e resolver a equação diferencial correspondente.

$$v(t) = Ri(t) + Ldi(t)/dt \quad (4.34)$$

Integrando-se a equação 4.34 sobre dois períodos de tempo sucessivos, tem-se

$$\int_{t_0}^{t_1} v(t) dt = R \int_{t_0}^{t_1} i(t) dt + L[i(t_1) - i(t_0)] \quad (4.35)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} v(t) dt = R \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt + L[i(t_2) - i(t_1)] \quad (4.36)$$

Resolvendo-se numericamente estas integrais pelo método trapezoidal, podem-se obter várias expressões que dependerão do número de amostras (janela de dados) utilizado nos dois intervalos. Para o número mínimo de três amostras, tem-se

$$L = \frac{\Delta t}{2} \left[\frac{(i_k + i_{k-1})(v_{k-1} + v_{k-2}) - (i_{k-1} + i_{k-2})(v_k + v_{k-1})}{(i_k + i_{k-1})(i_{k-1} - i_{k-2}) - (i_{k-1} + i_{k-2})(i_k - i_{k-1})} \right] \quad (4.37)$$

$$R = \frac{(v_k + v_{k-1})(i_{k-1} - i_{k-2}) - (v_{k-1} + v_{k-2})(i_k - i_{k-1})}{(i_k + i_{k-1})(i_{k-1} - i_{k-2}) - (i_{k-1} + i_{k-2})(i_k + i_{k-1})} \quad (4.38)$$

Uma vantagem deste método é que a componente contínua não é um sinal de erro porque ela faz parte da solução da equação e não precisa ser eliminada por outros meios; além disso, não é necessário se efetuar uma divisão complexa, necessária em outros algoritmos, como no de Fourier. Por outro lado, este algoritmo é válido para linhas curtas, ou seja, apenas onde se podem desprezar as capacitâncias distribuídas; além disso, ele é de janela de dados curta e, portanto, não é tão seletivo como

aqueles de maior janela. Breingan et al.[13] utilizaram um contador que controlava a ordem de "trip"; quando os valores calculados de R e L estavam dentro da característica do relê, o contador era aumentado e quando atingia um valor pré-determinado, o sinal de "trip" era liberado. Este valor foi fixado em quatro e, como são necessárias três amostras para o cálculo de R e L, o tempo mínimo de atuação do relê ficava em seis amostras, ou seja, a janela de dados do algoritmo era, na realidade, de seis amostras de "comprimento". A figura 4.5 mostra a resposta em frequência deste algoritmo para uma taxa de 12 amostras por ciclo.

Conforme se afirmou anteriormente, a boa resposta em relação à componente contínua não significa que ele possui um desempenho inadequado e sim que esta componente é consistente com o modelo da linha. Para tentar melhorar o desempenho em relação às componentes de frequências superiores a 60Hz, Ranjbar e Cory[35] propuseram um outro algoritmo de janela maior, no qual se escolheram intervalos $[t_0, t_1]$ e $[t_1, t_2]$ de forma a eliminarem determinadas harmônicas.

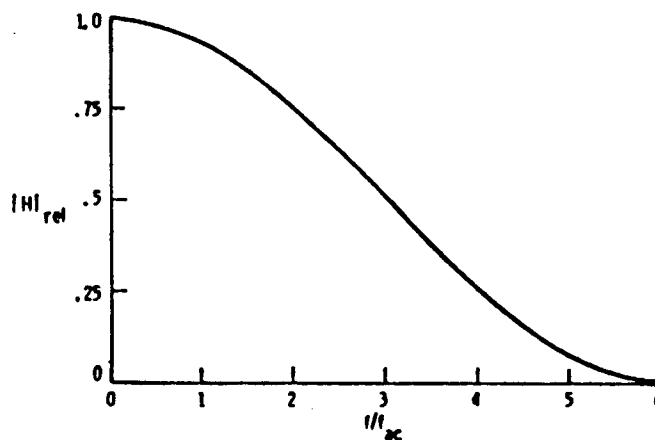


Figura 4.5 Magnitude da resposta em frequência do algoritmo da equação diferencial.

A idéia básica do algoritmo de Ranjbar e Cory é a solução da equação 4.34, selecionando-se os limites de integração para eliminar harmônicas específicas bem como quaisquer de seus múltiplos; por exemplo, para eliminar as harmônicas k , m e n , a integral fica

$$L\left[\Sigma\left[di_y\right]\right] + R\left[\Sigma\left[i_x dt\right]\right] = \Sigma\left[v dt\right] \quad (4.39)$$

onde,

$$\Sigma\left[v dt\right] = \int_0^{2\pi/k} v dt + \int_{\pi/m}^{2\pi/k+\pi/m} v dt + \int_{\pi/n}^{2\pi/k+\pi/m} v dt + \int_{\pi/m+\pi/n}^{2\pi/k+\pi/m+\pi/n} v dt \quad (4.40)$$

e os valores de $\Sigma\left[di_y\right]$ e $\Sigma\left[i_x dt\right]$ são obtidos

de forma análoga. Para que uma determinada harmônica seja eliminada, a taxa de amostragem deve ser um múltiplo dela.

A figura 4.6 mostra a resposta em frequência deste algoritmo, com uma taxa de 12 amostras por ciclo, onde se pode observar o efeito da seleção dos limites de integração, com a eliminação de várias harmônicas e a atenuação das não harmônicas

O que se observa é que a resposta em frequência possui uma característica de filtragem bem superior àquela do algoritmo original, dada pela figura 4.5.

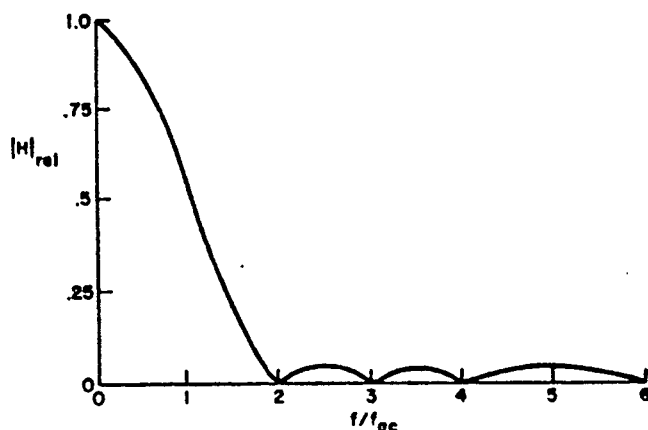


Figura 4.6 Magnitude da resposta em freqüência do algoritmo da equação diferencial modificado.

Numa tentativa de aplicar este método para linhas mais longas, Smolinski[66] apresentou um algoritmo baseado no equivalente PI de uma linha de transmissão, que levava em consideração tanto a componente contínua como as componentes de altas freqüências associadas ao modelo PI, sem necessidade de filtragens adicionais. Naturalmente, a contrapartida da utilização de um modelo mais completo é o aumento do esforço computacional, que ficou excessivo.

4.3.4 Algoritmos que Utilizam Funções de Aproximação

Luckett et al.[67] investigaram uma solução utilizando o método dos mínimos quadrados levando em consideração uma componente contínua exponencial de constante de tempo conhecida e algumas componentes harmônicas. Sachdev e Baribeau[7]

consideraram a constante de tempo da componente contínua como um parâmetro a ser estimado.

A formulação de Lucket et al. [67] propunha a aproximação pelos mínimos quadrados de um sinal composto de harmônicas e uma exponencial, que pode ser definida pela expressão.

$$K_1 e^{-\lambda t} + \sum (K_{2m} \text{sen} m\omega t + K_{2m+1} \text{cos} m\omega t) \quad (4.41)$$

onde $K_1, K_2, \dots, K_{2N+1}$ são parâmetros a serem determinados, N é o número de harmônicas considerado, λ a constante de tempo e ω é a velocidade angular. Os valores de K são determinados fazendo-se a minimização do erro entre o modelo da forma de onda e a forma de onda real pelo método dos mínimos quadrados, ou seja:

$$E = \int_0^T \{ I - K_1 e^{-\lambda t} - \sum [K_{2m} \text{sen} m\omega t + K_{2m+1} \text{cos} m\omega t] \}^2 dt \quad (4.42)$$

$$e \quad dE/dK_r = 0 \quad \text{para } r = 1, 2, \dots, 2N + 1$$

onde I é a forma de onda real a ser analisada e T é o período de amostragem. As soluções obtidas da equação 4.420 são os parâmetros $K_r, r = 1, 2, \dots, 2N+1$; a equação 4.41 pode ser resolvida para qualquer número de harmônicas e várias formas de componente contínua. Luckett et al. [67] utilizaram uma exponencial e duas harmônicas como um modelo da equação 4.41. Sachdev e Baribeau usaram uma outra variação desta expressão expandindo-se o termo exponencial em série de Taylor [7],

utilizando os três primeiros termos, para obter os valores dos parâmetros K . Brooks Jr utilizou uma forma aproximada da equação 4.41[68] substituindo o termo exponencial por um valor constante e usando apenas a componente de frequência fundamental.

Portanto, o que se observa, é que há muitas soluções possíveis de minimização por este método, incluindo a solução pela transformada de Fourier que, também, pode-se mostrar[24], é uma aproximação pelo método dos mínimos quadrados.

A figura 4.7 mostra a resposta em frequência para uma janela de dados de 10 amostras com uma taxa de 12 amostras por ciclo.

Nota-se que o máximo ganho ocorre num ponto próximo à frequência fundamental e não exatamente sobre ela. Este método possibilita a eliminação de frequências harmônicas, bastando incluir-se os termos correspondentes às harmônicas desejadas na equação 4.41 o que, naturalmente, exige um maior esforço computacional.

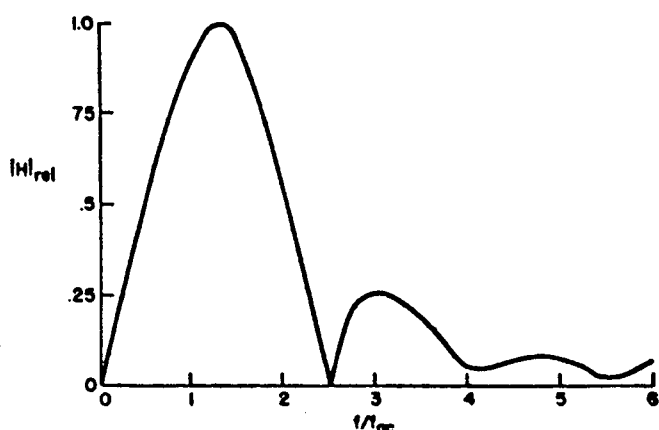


Figura 4.7 Magnitude da resposta em frequência do método de aproximação pelos mínimos quadrados.

O algoritmo de Sachdev e Baribeau[7] utiliza o método dos mínimos quadrados para obter, a partir das amostras de tensão (e corrente), sete parâmetros correspondentes à componente fundamental, uma componente contínua exponencial de constante de tempo desconhecida e uma componente de terceira harmônica. Com sete amostras, as equações podem ser escritas, na forma matricial, como

$$[A][x] = [v] \quad (4.43)$$

onde $[x]$ é o vetor de parâmetros desejados, $[v]$ é o vetor de amostras e $[A]$ é uma matriz quadrada de constantes. Multiplicando-se ambos os membros de 4.43 por $[A]^{-1}$, resolve-se o sistema para $[x]$. Deste vetor, há interesse em se determinar somente dois elementos x_2 e x_3 que são as componentes real e imaginária do fasor tensão de frequência fundamental e que são os únicos necessários para a determinação da impedância pelo relê.

Pode-se melhorar a exatidão deste algoritmo, aumentando-se a janela de dados com conseqüente aumento do vetor $[v]$. No entanto, isto faz com que a matriz $[A]$ passe a ser retangular, para a qual não se define a inversa; para se resolver este problema, usa-se o conceito de pseudo-inversa. Repetindo-se a equação 4.43 de forma mais genérica, tem-se

$$\begin{matrix} [A] \cdot [x] = [v] \\ m \times n & n \times 1 & m \times 1 \end{matrix}, \quad m > n \quad (4.44)$$

Pré-multiplicando-se ambos os membros de 4.44 por $[A]^T$, tem-se

$$\begin{matrix} [A]^T[A] \cdot [x] = [A]^T[y] \\ n \times m & m \times n & n \times 1 & & n \times m & m \times 1 \end{matrix} \quad (4.45)$$

onde $([A]^T[A])$ é uma matriz $n \times n$. Pré-multiplicando-se 4.45 por $([A]^T[A])^{-1}$, obtém-se o vetor das incógnitas

$$[x] = ([A]^T[A])^{-1} [A]^T [y] \quad (4.46)$$

onde $([A]^T[A])^{-1} [A]^T$ é a pseudo-inversa de $[A]$.

A forma expandida de 4.45 é

$$\begin{bmatrix} \sum a_{i1} a_{i1} & \sum a_{i1} a_{i2} & \dots & \sum a_{i1} a_{in} \\ \sum a_{i2} a_{i1} & \sum a_{i2} a_{i2} & \dots & \sum a_{i2} a_{in} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum a_{in} a_{i1} & \sum a_{in} a_{i2} & \dots & \sum a_{in} a_{in} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum a_{i1} y_i \\ \sum a_{i2} y_i \\ \vdots \\ \sum a_{in} y_i \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

onde o valor de i varia de 1 a m nos somatórios que compõem as equações do método dos mínimos quadrados.

Bornard e Bastide[69] implementaram um algoritmo utilizando o método dos mínimos quadrados, partindo da equação

$$v(t) + e(t) = Ri(t) + L[i(t) - i(t-T)]/T$$

onde T é o período de amostragem e $e(t)$ representa a diferença entre o modelo da linha e o fenômeno real (ruído, capacitância em derivação e erros de medida). Esta equação também pode ser escrita genericamente como

$$v(t) + e(t) = a_1 i(t) + a_2 i(t-T) \quad (4.48)$$

$$\text{com } R = a_1 + a_2 \quad \text{e} \quad L = -a_2 T \quad (4.49)$$

Escrevendo-se a equação 4.48 para m amostras sucessivas, obtêm-se

$$[M] \cdot [a] = [v] + [e] \quad (4.50)$$

onde

$$[M] = \begin{bmatrix} i(t_0) & i(t_0) \\ \vdots & \vdots \\ i(t_m) & i(t_m) \end{bmatrix} ; [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$[v] = \begin{bmatrix} v(t_0) \\ \vdots \\ v(t_m) \end{bmatrix} ; [e] = \begin{bmatrix} e(t_0) \\ \vdots \\ e(t_m) \end{bmatrix}$$

Definindo

$$F(a) = [e]^T [e] = \sum_{j=1}^m e^2(t_j)$$

$$F(a) = [a]^T M^T M [a] - 2 [a]^T M^T [v] + [v]^T [v]$$

Definindo $[a^*]$ como o valor de $[a]$ que minimiza $F(a)$,

então

$$\partial F(a^*) / \partial a = 0$$

o que resulta

$$[M]^T [M] [a^*] = [M]^T [v] \quad (4.52)$$

O algoritmo de Bornard e Bastide resolve a equação 4.52.

Definindo $[M]^T[M] = (P_{ij})$,

$$(P_{ij}) = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{m-1} i^2 (t-jT) & \sum_{j=0}^{m-1} i (t-jT) i [t - (j+1)T] \\ \sum_{j=0}^{m-1} i (t-jT) i [t - (j+1)T] & \sum_{j=0}^m i^2 (t-jT) \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

e $[M]^T[v] = (b_{ij})$

$$(P_{ij}) = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{m-1} i (t-jT) v(t-jT) \\ \sum_{j=0}^{m-1} i [t - (j+1)T] v(t-jT) \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

então $[a^*]$ é dada por

$$a^*_1 = (P_{22}b_1 - P_{12}b_2) / (P_{11}P_{22} - P_{12}^2)$$

$$a^*_2 = (P_{11}b_2 - P_{12}b_1) / (P_{11}P_{22} - P_{12}^2)$$

e os valores de R e L são obtidos pelas equações 4.49

Com um outro enfoque, Gilbert e Shovlin[70] propuseram o ajuste dos sinais de entrada a uma função senoidal de frequência fundamental, utilizando três amostras consecutivas. Sejam três amostras de tensão e corrente, conforme mostrado na figura 4.8.

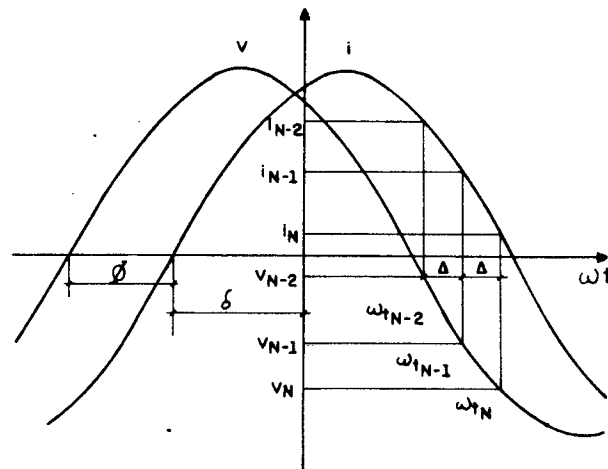


Figura 4.8 Relações de ângulo entre as amostras de tensão e de corrente

$$v_{N-2} = V \text{sen}(\omega t_n + \phi + \delta - 2\Delta)$$

$$v_{N-1} = V \text{sen}(\omega t_n + \phi + \delta - \Delta) \quad (4.55)$$

$$v_N = V \text{sen}(\omega t_n + \phi + \delta)$$

$$i_{N-2} = I \text{sen}(\omega t_n + \delta - 2\Delta)$$

$$i_{N-1} = I \text{sen}(\omega t_n + \delta - \Delta) \quad (4.56)$$

$$i_N = I \text{sen}(\omega t_n + \delta)$$

Considerando-se a impedância dada por

$$Z_f = (V/I) \underline{\angle \phi} = (V/I) \cos \phi + j(V/I) \text{sen} \phi \quad (4.57)$$

portanto,

$$r_f = (V/I) \cos \phi \quad (4.58)$$

$$x_f = (V/I) \text{sen} \phi$$

A partir das relações 4.55 e 4.56, pode-se obter

$$i_{N-1}^2 - i_{N-2} i_N = I^2 \text{sen}^2 \Delta \quad (4.59)$$

$$v_{N-1} i_N - v_N i_{N-1} = V I \text{sen} \phi \text{sen} \Delta \quad (4.60)$$

$$2v_{n-1}i_{n-1} - v_n i_{n-2} - v_{n-2} i_n = 2V \cos \phi \text{sen}^2 \Delta \quad (4.61)$$

Dividindo a equação 4.60 por 4.59 e multiplicando-a por $\text{sen} \Delta$, obtêm-se

$$\frac{v_{n-1} i_n - v_n i_{n-1}}{i_{n-1}^2 - i_{n-2} i_n} \text{sen} \Delta = \frac{V}{I} \text{sen} \phi \quad (4.62)$$

Portanto, de 4.58, tem-se

$$x_f = \frac{v_{n-1} i_n - v_n i_{n-1}}{i_{n-1}^2 - i_{n-2} i_n} \text{sen} \Delta \quad (4.63)$$

Dividindo-se, agora, a equação 4.61 por 4.59 e multiplicando-a por 1/2, obtêm-se

$$\frac{2v_{n-1} i_{n-1} - v_{n-2} i_n - v_n i_{n-2}}{2(i_{n-1}^2 - i_{n-2} i_n)} = \frac{V}{I} \cos \phi \quad (4.64)$$

portanto, de 4.58, tem-se

$$r_f = \frac{2v_{n-1} i_{n-1} - v_{n-2} i_n - v_n i_{n-2}}{2(i_{n-1}^2 - i_{n-2} i_n)} \quad (4.65)$$

A resposta em frequência deste algoritmo é dada na figura 4.9, onde se observa que o algoritmo é altamente suscetível aos transitórios de alta frequência e também é particularmente sensível à terceira harmônica.

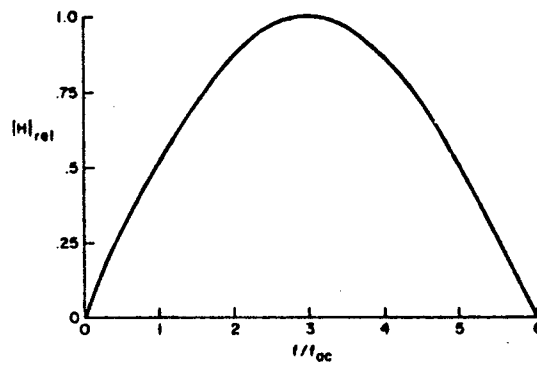


Figura 4.9 Magnitude da resposta em frequência do algoritmo de ajuste a uma função senoidal.

Esta figura foi gerada para uma taxa de 12 amostras por ciclo.

Makino e Miki[71] propuseram um método de janela de dados curta, onde a tensão e a corrente eram consideradas senóides puras e se utilizavam apenas duas amostras para calcular os valores de pico bem como o fluxo de potência, com as seguintes equações.

$$|V|^2 = \frac{v_1^2 + v_2^2 - 2v_1v_2\cos\omega t}{\text{sen}^2\omega t} \quad (4.66)$$

$$|I|^2 = \frac{i_1^2 + i_2^2 - 2i_1i_2\cos\omega t}{\text{sen}^2\omega t} \quad (4.67)$$

$$V\cos\theta = \frac{v_1i_1 + v_2i_2 - v_2i_1 + v_1i_2\cos\omega t}{\text{sen}^2\omega t} \quad (4.68)$$

Estas equações apresentam erros proporcionalmente aos erros individuais das amostras devido à janela de apenas duas amostras. A figura 4.10 mostra a resposta em frequência deste

algoritmo, onde se pode observar um ganho maior nas altas frequências.

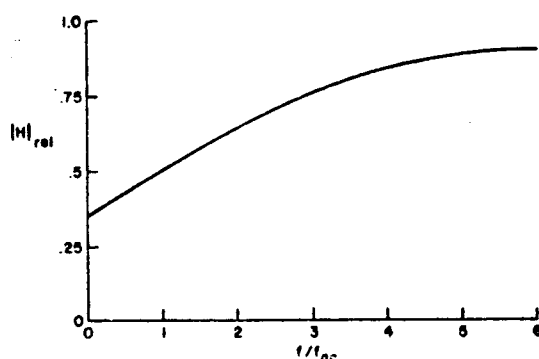


Figura 4.10 Magnitude da resposta em frequência do algoritmo de Makino e Miki.

Para melhorar a resposta global do relê, Makino e Miki[71] propuseram a utilização de três filtros digitais (um diferencial, um integral e um passa-faixa) para o pré-processamento dos dados com o objetivo de atenuar a componente contínua e harmônicas de terceira ordem em diante. A figura 4.11 mostra a resposta com o filtro, onde se constata uma redução acentuada na componente contínua e nas componentes de frequência diferente da fundamental.

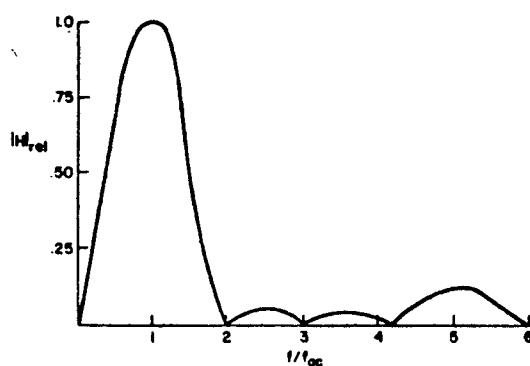


Figura 4.11 Magnitude da resposta em frequência do algoritmo de Makino e Miki com pré-filtragem digital.

Naturalmente estas rotinas de filtragem podem ser aplicadas a qualquer algoritmo com um considerável aumento no esforço computacional.

4.4 O Algoritmo de Fourier

Na análise de Fourier, de janela de dados de um ciclo, efetua-se a correlação dos valores das amostras com os valores de seno e cosseno da onda de frequência fundamental, que ficam armazenados na memória do computador, para se obter o valor da componente fundamental na forma retangular; é exatamente o que faz o programa criado, neste trabalho, com o objetivo de testar este algoritmo. Uma das formas de se apresentar o algoritmo de Fourier é aplicar as equações da série de Fourier a uma forma de onda periódica de período T[36].

$$f(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \phi_n) \quad (4.69)$$

onde

$$c_n = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad (4.70)$$

$$\phi = \arctan(b_n/a_n)$$

e

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (4.71)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

para $\omega = 2\pi/T$

Este processo separa as componentes contínua, fundamental e harmônicas de $f(t)$. As integrais contínuas mostradas nas equações 4.71 não são adequadas para o processamento em computadores digitais. Os sinais $f(t)$ devem ser amostrados antes de entrarem no computador, com uma taxa de N amostras por ciclo, para que as integrais sejam calculadas num período completo do sistema. Portanto, as componentes fundamentais dos sinais de entrada (tensão e corrente) são calculadas pelas equações 4.71, modificadas da seguinte forma

$$A_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(t' - k\tau) \cos(\omega k\tau)$$

$$B_1 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(t' - k\tau) \sin(\omega k\tau)$$
(4.72)

onde $\tau = T/N$, ou seja, é o intervalo de amostragem e t' é o tempo no qual a última amostra foi obtida. Note que, para a componente fundamental, quando $N \rightarrow \infty$, $A_1 \rightarrow a_1$ e $B_1 \rightarrow b_1$ e as equações 4.72 tendem às equações 4.71.

A figura 4.12 ilustra o processo pelo qual se utiliza a análise de Fourier para calcular a impedância de um relé digital de distância.

Neste caso, o módulo e o ângulo de fase das componentes fundamentais dos sinais de entrada podem ser calculados utilizando $\cos(\omega k\tau)$ e $\sin(\omega k\tau)$ como referência

$$C_1 = \left[A_1^2 + B_1^2 \right]^{1/2}$$
(4.73)

$$\phi_1 = \arctan(B_1/A_1)$$

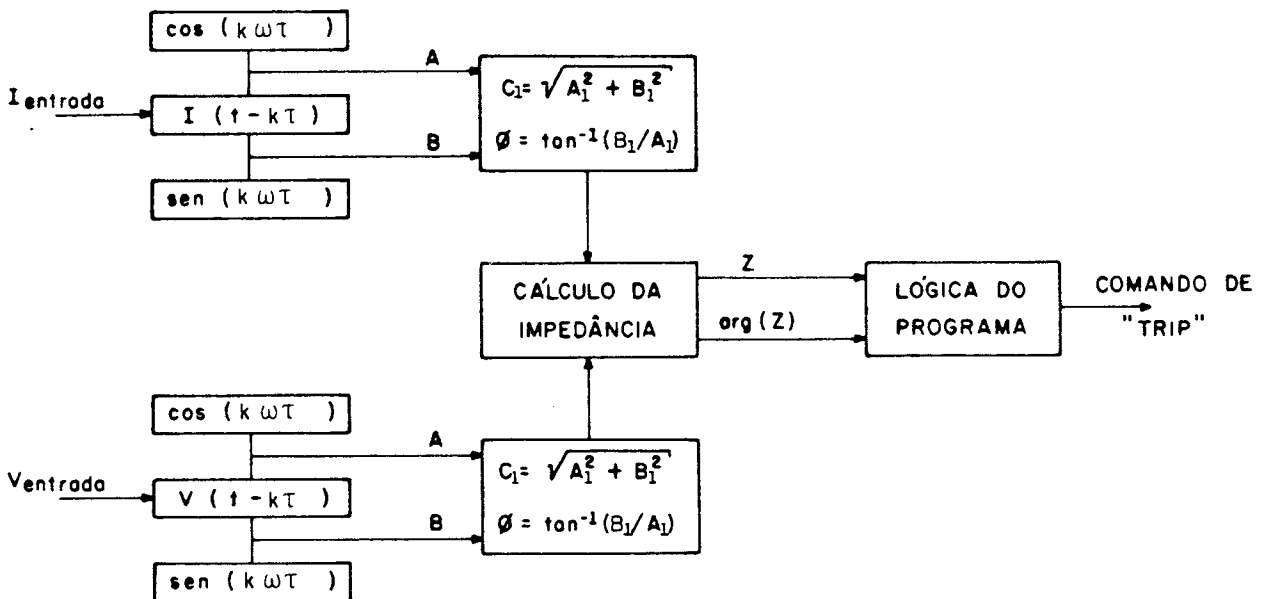


Figura 4.12 Processador do algoritmo de Fourier

Portanto, a impedância da linha pode ser determinada a partir de valores das amostras da tensão e da corrente $V(t'-kT)$ e $I(t'-kT)$, pelas relações

$$\begin{aligned} \text{Mod}(Z) &= C_{1V}/C_{1I} \\ \arg(Z) &= \phi_{1V} - \phi_{1I} \end{aligned} \tag{4.74}$$

Ramamoorthy[72] foi o primeiro a utilizar a análise de Fourier, onde se calculava a componente fundamental de um sinal de entrada que possuía uma componente contínua de valor constante, uma fundamental e suas frequências harmônicas. No entanto, os sinais provenientes de faltas num sistema de potência

possuem componentes contínuas decrescentes exponencialmente, sinais harmônicos e não harmônicos[36].

O sinal exponencial pode causar erros significativos no processamento do algoritmo porque ele considera esta componente aperiódica como se fosse um sinal periódico[62], conforme ilustrado a seguir. Seja um sinal pós-falta dado por:

$$f(t) = Ae^{-\alpha t} + B\text{sen}\omega_0 t \quad (4.75)$$

o algoritmo aproxima a função $f(t)$ dentro do intervalo $[t_0-T, t_0]$ pela série dada por 4.69, que também pode ser dada por

$$f(t) \approx a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{sen}(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{cos}(n\omega_0 t) \quad (4.76)$$

Calculando a_1 e b_1 usando 4.71, obtém-se[73]

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{AB}{\pi(1+\beta^2)}(1 - e^{-2\pi\beta}) + B \\ b_1 &= \frac{A}{\pi(1+\beta^2)}(1 - e^{-2\pi\beta}) \end{aligned} \quad (4.77)$$

onde $\beta = \alpha/\omega_0$.

Portanto, para que a_1 e b_1 satisfizessem 4.75, a_1 deveria ser igual a B e b_1 igual a zero. Por exemplo, quando $\beta=0,38$ e $A=B$, que são valores representativos de um caso real[62], o erro no cálculo de a_1 é aproximadamente de 25%. Isto significa que é de se esperar um grande valor de erro na estimação dos parâmetros R e X , se eles forem calculados logo

após o início da falta. Uma forma de se reduzir este erro foi sugerida por D'Amore e Ferrero[73] utilizando um filtro passa-faixa analógico no sinal de entrada de forma a eliminar a componente exponencial; uma outra razão típica para estes erros, também citada em [73], são as possíveis flutuações do sinal fundamental em torno do seu valor nominal.

Uma outra forma de se tentar eliminar a componente exponencial é a utilização da diferenciação numérica[54,74], principalmente na equação da corrente que é o sinal que efetivamente sofre os efeitos desta componente. Isto pode ser feito da seguinte forma

$$i(t) = i_0 e^{-t/\tau} + \sum_{n=1}^{\infty} i_k \text{sen}(k\omega t + \phi_k) \quad (4.78)$$

Fazendo-se a diferença entre duas amostras consecutivas, tem-se

$$i(t_n) - i(t_{n-1}) = i_0 e^{-t_n/\tau} (1 - e^{\Delta t/\tau}) + \sum_{n=1}^{\infty} i_k [\text{sen}(k\omega t_n + \phi_k) - \text{sen}(k\omega t_{n-1} + \phi_k)] \quad (4.79)$$

$$\text{onde } t_n = t_{n-1} + \Delta t \text{ e } T = N\Delta t$$

Quando N é grande, 12 amostras por ciclo, por exemplo, pode-se fazer a seguinte aproximação

$$(1 - e^{\Delta t/\tau}) \approx (1 - e^{T/NT}) \approx 0 \quad (4.80)$$

$$\begin{aligned} \Delta i(t_n) &= i(t_n) - i(t_{n-1}) \\ &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} i_k [\cos(k\omega t_n + \phi_k - k\omega \Delta t/2) \text{sen}(k\omega \Delta t/2)] \end{aligned}$$

$$\Delta i(t_n) = \sum_{k=1}^{\infty} i_k [\text{sen}(k\omega\Delta t/2) \text{sen}k(\omega t_n + \phi_k + \pi/2 - k\omega\Delta t/2)] \quad (4.81)$$

Portanto, pode-se observar que o termo exponencial desapareceu de 4.81, eliminando-se, praticamente, o seu efeito. Por outro lado, não se deve esquecer que esta técnica acentua as componentes de alta frequência [75]. A resposta em frequência para o algoritmo de Fourier de ciclo completo pode ser dada, utilizando-se o seguinte raciocínio. Seja um sinal $y(t)$ do qual se pretende tirar a média de N amostras, conforme mostra a figura 4.13

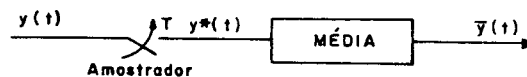


Figura 4.13 Representação esquemática da média de uma função.

O sinal $y(t)$ é

$$y^*(t) = y(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \delta(t - nT) \quad (4.82)$$

O valor médio de N amostras é:

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y^*(t - kT)$$

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \delta[t - (k+n)T]$$

$$\bar{y}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \sum_{k=0}^{N-1} \delta[t - (k+n)T] \quad (4.83)$$

Tomando a transformada de Laplace de (4.83), tem-se:

$$Y(s) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{y}(t) e^{-st} dt$$

$$Y(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \delta[t - (k+n)T] e^{-st} dt$$

$$Y(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} \delta[t - (k+n)T] e^{-st} dt$$

$$Y(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \sum_{k=0}^{N-1} e^{-s(k+n)T}$$

$$Y(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) e^{-snT} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-skT} \quad (4.84)$$

Fazendo a troca de variáveis, onde $z=e^{sT}$ [76], em 4.84, tem-se:

$$Y(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) z^{-n} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} = \frac{1}{N} Y(z) \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}}$$

Como a função de transferência é $H(z) = Y(z)/Y(z)$,

$$H(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (4.85)$$

A resposta em frequência da equação (4.85) é dada por

$$H(j\omega) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-jN\omega T}}{1 - e^{-j\omega T}}$$

Substituindo $e^{-jN\omega T}$ por $\cos(N\omega T) + j\sin(N\omega T)$ e calculando-se o módulo, tem-se:

$$|H(j\omega)| = \frac{\sin(N\omega T/2)}{N\sin(\omega T/2)}$$

Para uma janela de dados de 12 amostras por ciclo, tem-se

$$|H(j\omega)| = \frac{\sin(12\omega T/2)}{12\sin(\omega T/2)} \quad (4.86)$$

Variando-se ω de zero até infinito, na equação 4.86, obtêm-se a resposta em frequência que se repete após cada múltiplo inteiro da frequência de amostragem e é simétrico em

relação à metade da frequência de amostragem[1]. Esta simetria representa o fenômeno de "aliasing" ou "dobramento", conforme previsto pelo Teorema da Amostragem[77]. A figura 4.14 mostra a resposta em frequência da média para uma janela de dados de 12 amostras, supondo-se que o sinal passe por um filtro analógico que atenua suficientemente todas as frequências maiores do que a metade da frequência de amostragem, de forma que a figura mostra a resposta somente para valores abaixo deste limite ($6 \times f_0 = 360\text{Hz}$).

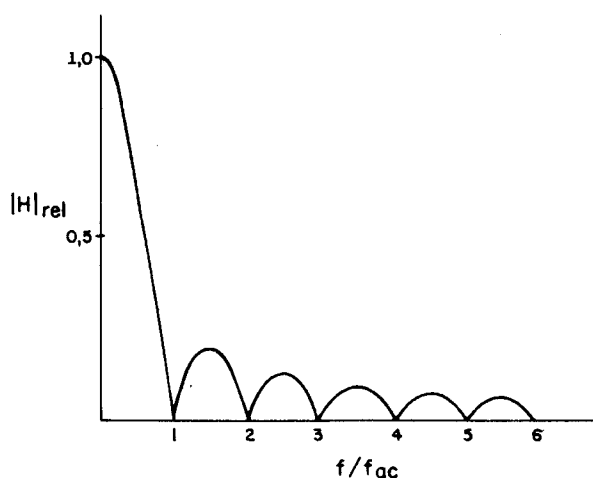


Figura 4.14 Magnitude da resposta em frequência da média de uma janela de 12 amostras.

No algoritmo de Fourier de ciclo completo, o sinal $\bar{y}(t)$ é multiplicado pelas funções seno e cosseno para obter as componentes em quadratura da frequência fundamental da grandeza em questão, conforme ilustrado na figura 4.15.

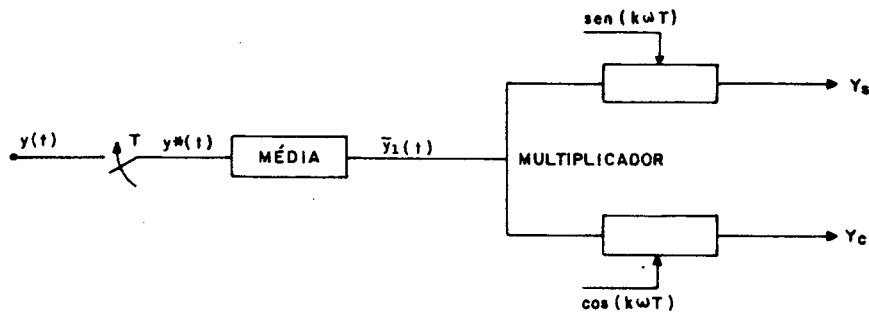


Figura 4.15 Representação esquemática do algoritmo de Fourier de ciclo completo

Isto é equivalente a ponderar a equação 4.83 com a função $e^{j\omega t}$ que, na forma discreta com N amostras por ciclo, é $e^{j(2\pi/N)kT}$; então

$$\bar{y}_1(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - (k+n)T) e^{j(2\pi/N)kT} \quad (4.87)$$

Tomando a transformada de Laplace, tem-se

$$\bar{Y}_1(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) e^{j(2\pi/N)kT} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \delta[t - (k+n)T] e^{-st} dt \quad (4.88)$$

$$\bar{Y}_1(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) e^{j(2\pi/N)kT} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-s(k+n)T}$$

$$\bar{Y}_1(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) e^{-snT} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-skT} e^{j(2\pi/N)kT}$$

Fazendo a troca de variáveis, onde $z=e^{sT}$, tem-se:

$$\bar{Y}_1(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(nT) z^{-n} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} e^{j(2\pi/N)kT}$$

$$\bar{Y}_1(z) = \frac{1}{N} Y(z) \frac{1 - z^{-N} [e^{j(2\pi/N)T}]}{1 - z^{-1} [e^{j(2\pi/N)T}]} \quad (4.89)$$

De (4.89), tem-se a função de transferência:

$$H(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N} [e^{j(2\pi/N)T}]}{1 - z^{-1} [e^{j(2\pi/N)T}]} \quad (4.90)$$

A resposta em frequência da equação (4.90) é dada por:

$$H(j\omega) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-jN\omega T} [e^{j(2\pi/N)T}]}{1 - e^{-j\omega T} [e^{j(2\pi/N)T}]}$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-j[N\omega T - (2\pi/N)T]}}{1 - e^{-j[\omega T - (2\pi/N)T]}}$$

Substituindo $e^{-jN\omega T}$ por $\cos(N\omega T) + j\text{sen}(N\omega T)$

e calculando-se o módulo, tem-se:

$$|H(j\omega)| = \frac{\text{sen}[(N\omega - 2\pi/N)T/2]}{N\text{sen}[(N\omega - 2\pi/N)T/2]} \quad (4.91)$$

Para uma janela de dados de 12 amostras por ciclo, tem-se

$$|H(j\omega)| = \frac{\text{sen}[(12\omega - 2\pi/12)T/2]}{N\text{sen}[(12\omega - 2\pi/12)T/2]} \quad (4.92)$$

Multiplicar a função média pelas funções seno e cosseno, no domínio do tempo é equivalente a efetuar a convolução, no domínio da frequência, da resposta da figura 4.20 com o espectro do seno e cosseno[55]. O principal efeito desta convolução é o deslocamento do ponto de amplitude máxima para a frequência fundamental f_0 do sistema, resultando numa amplitude nula para a componente contínua. A figura gerada por esta convolução representa a resposta em frequência do algoritmo de Fourier de ciclo completo que está mostrada na figura 4.16.

Esta resposta em frequência mostra que a componente contínua constante e todas as harmônicas são eliminadas, pois o algoritmo se comporta como um filtro corta-faixa ("notch")[1,31] e as componentes não harmônicas são apenas atenuadas. O algoritmo de Fourier possui a melhor característica de filtragem (resposta em frequência) entre todos aqueles até aqui discutidos ou qualquer um que utilize uma janela de dados de um ciclo[1].

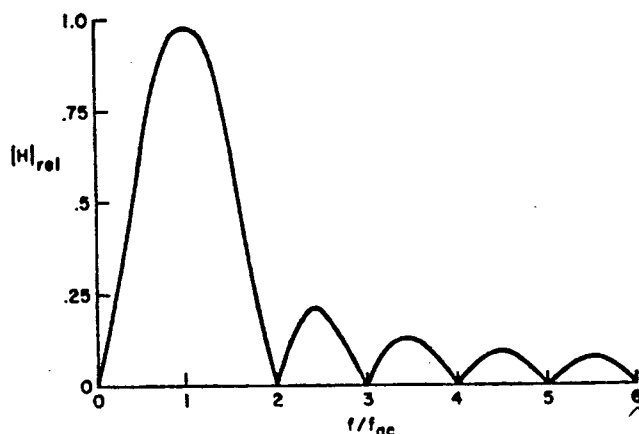


Figura 4.16 Magnitude da resposta em frequência para o algoritmo de Fourier de ciclo completo.

A utilização do algoritmo de Fourier de ciclo completo como foi apresentado neste capítulo exige a execução de muitas operações aritméticas que inviabilizam, atualmente, a sua implantação em tempo real. St-Jacques e Santerre[74] e Zhen-Li e Zhi-Jing[54] propuseram a utilização da forma recursiva deste algoritmo para diminuir o esforço computacional. Quando se utilizou, neste trabalho, esta forma recursiva, obteve-se um ganho de sete para um no tempo exigido para o processamento do algoritmo para uma janela de dados de 12 amostras. A idéia básica da forma recursiva do algoritmo de Fourier de ciclo completo é a seguinte. Escrevendo as equações 4.72, modificada para implementação num algoritmo de relê de distância, para a amostra L , tem-se

$$Y(L) = \sum_{k=L-K+1}^L y_k e^{-j(k+K-L)\Theta} \quad (4.93)$$

Multiplicando-se ambos os membros por $e^{j(K-L)\Theta}$, tem-se

$$\tilde{Y}(L) = Y(L) \cdot e^{j(K-L)\Theta} = \sum_{k=L-K+1}^L y_k e^{-jk\Theta} \quad (4.94)$$

para a amostra imediatamente anterior,

$$\tilde{Y}(L-1) = \sum_{k=L-K}^{L-1} y_k e^{-jk\Theta} \quad (4.95)$$

A diferença entre 4.97 e 4.95 é o último termo de 4.94 e o primeiro termo de 4.95.

$$\tilde{Y}(L) = \tilde{Y}(L-1) + [y_L e^{-jL\Theta} - y_{L-K} e^{-j(L-K)\Theta}]$$

$$\tilde{Y}(L) = \tilde{Y}(L-1) + [y_L - y_{L-K} \cdot e^{jK\Theta}] e^{-jL\Theta} \quad (4.96)$$

Pode-se, portanto, para uma janela de ciclo completo ($K\Theta=2\pi$), escrever as duas componentes ortogonais de forma genérica.

$$\hat{Y}_C(\text{novo}) = \hat{Y}_C(\text{velho}) + [y_{\text{novo}} - y_{\text{velho}}] \cos(L\Theta) \quad (4.97)$$

$$\hat{Y}_S(\text{novo}) = \hat{Y}_S(\text{velho}) + [y_{\text{novo}} - y_{\text{velho}}] \sin(L\Theta)$$

4.4.1 Algoritmos de Fourier de Janela Curta

Numa janela de dados inferior a um ciclo, haverá um menor número de sinais disponível para processar o algoritmo. Phadke et al.[6] foram os primeiros a sugerir o uso de uma janela de meio ciclo para o algoritmo de Fourier. A figura 4.17 mostra a magnitude da resposta em frequência para um algoritmo com janela de dados de meio ciclo.

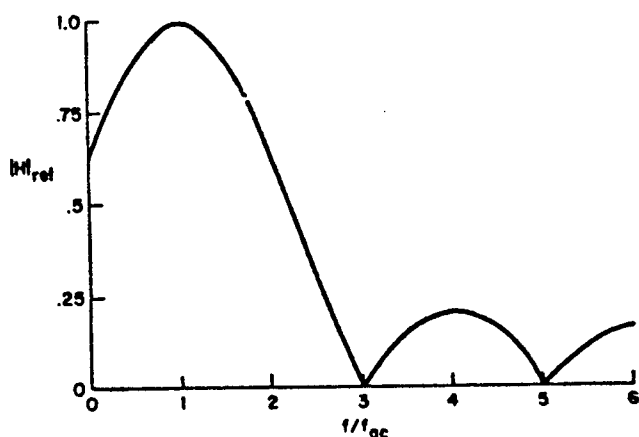


Figura 4.17 Resposta em frequência para o algoritmo de Fourier de meio ciclo.

Pode-se observar que este algoritmo responde de uma forma menos eficiente às componentes diferentes da fundamental e, particularmente, em relação à componente contínua. Phadke et al.[6] sugeriram o uso de uma impedância réplica para eliminar a componente contínua antes do processamento pelo algoritmo. Wiszniewski[78] apresentou uma técnica que também pretende diminuir a influência da componente contínua. O algoritmo proposto por Wiszniewski divide o sinal em duas partes defasadas entre si e efetua a correlação destas partes somente com a função

senoidal, sem utilizar o cosseno. Isto evita a necessidade de se utilizar a técnica da diferenciação que reduz consideravelmente a componente contínua, mas aumenta a influência das componentes de alta frequência, podendo resultar em erros relativamente altos na estimativa da fundamental[75]. Observa-se, também, que as harmônicas pares não são eliminadas como ocorria no algoritmo de ciclo completo. O algoritmo de meio ciclo também pode ser escrito na forma recursiva, de forma a deixar o processamento mais rápido. Da equação 4.96 para uma janela de meio ciclo ($K\theta=\pi$), tem-se:

$$\hat{Y}_C(\text{novo}) = \hat{Y}_C(\text{velho}) + [Y_{\text{novo}} + Y_{\text{velho}}]\cos(L\theta)$$

$$\hat{Y}_S(\text{novo}) = \hat{Y}_S(\text{velho}) + [Y_{\text{novo}} + Y_{\text{velho}}]\sin(L\theta)$$

Da mesma forma que se obteve um algoritmo de Fourier de janela de meio ciclo, é possível escrever as equações para criar uma família de algoritmos para qualquer número de amostras[23].

As figuras 4.18, 4.19 e 4.20 mostram as respostas em frequência de alguns algoritmos, para uma taxa de 12 amostras por ciclo, onde se vê claramente o efeito da alteração da janela de dados. Note que a resposta em frequência se torna mais seletiva à medida que se aumenta a janela de dados.

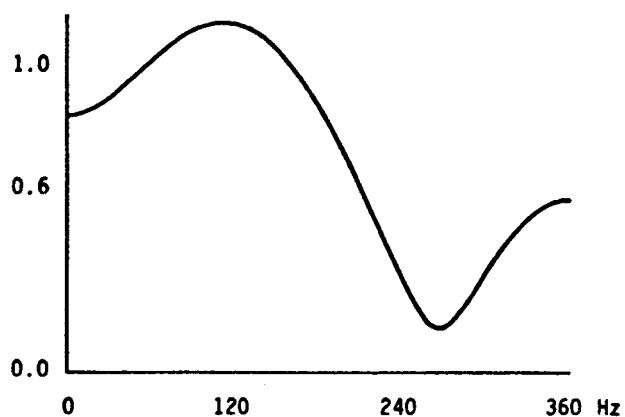


Figura 4.18 Magnitude da resposta em frequência para o algoritmo de Fourier com janela de 1/3 de ciclo.

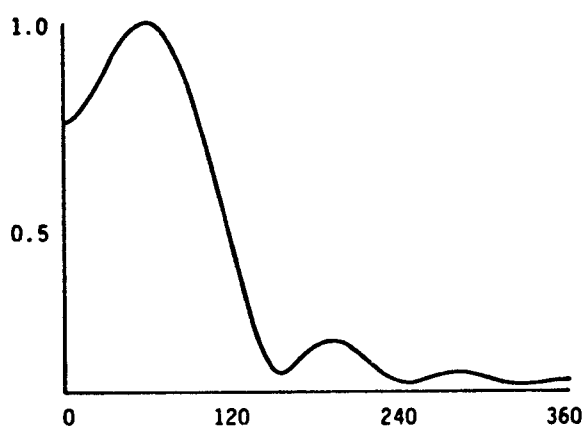


Figura 4.19 Magnitude da resposta em frequência para o algoritmo de Fourier com janela de 2/3 de ciclo.

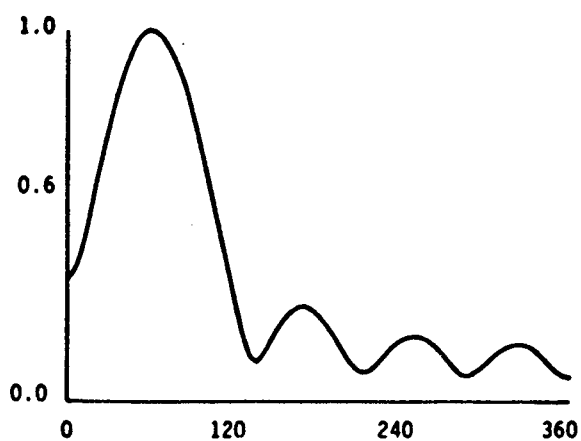


Figura 4.20 Magnitude da resposta em frequência para o algoritmo de Fourier com janela de 5/6 de ciclo.

4.4.2 O Algoritmo de Walsh

É interessante observar como os cálculos das equações 4.72 podem ser bastante simplificados, escolhendo-se determinadas taxas de amostragens. Por exemplo, para uma taxa de 4 amostras por ciclo, os valores de seno e cosseno na série de Fourier ficam reduzidos a ± 1 ou zero; no entanto, esta taxa de amostragem é muito baixa para a maioria das aplicações. Aumentando-a para 8 amostras num ciclo, aparecerão valores $\pm\sqrt{2}/2$ e 12 amostras por ciclo introduz os valores $\pm 1/2$, $\pm\sqrt{3}/2$ além de ± 1 e zero. Os números irracionais podem ser aproximados na aritmética de inteiros com vários deslocamentos, adições ou mesmo feito externamente por um divisor de tensão antes da amostragem. Horton[32] reconheceu a vantagem do uso das funções de Walsh para o cálculo da componente de frequência fundamental. As funções de Walsh são um conjunto de funções quadradas ortogonais, como mostrado na figura 4.21.

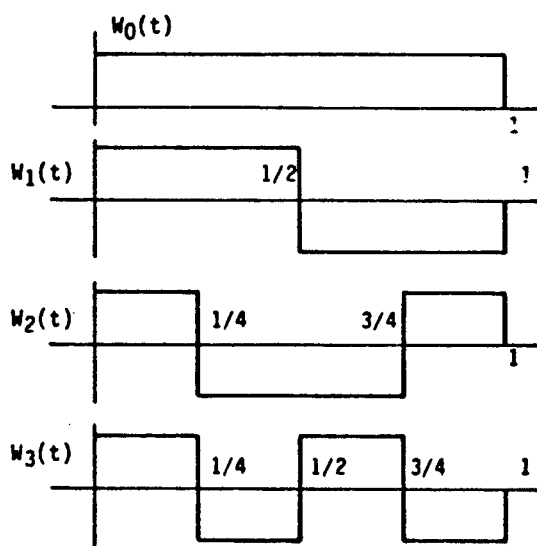


Figura 4.21 As primeiras quatro funções de Walsh

Mais recentemente, têm-se publicado alguns artigos relatando a aplicação das funções de Haar e Hartley[79], funções ortogonais rápidas[80] e outras[81,82,83,84], cujos métodos podem ser considerados uma variação do algoritmo de Fourier para se melhorar o desempenho em tempo real e/ou simplificar a estrutura de cálculo para aplicação na proteção de distância digital.

Finalmente, pode-se afirmar que o estado-da-arte dos algoritmos inclui praticamente todos os algoritmos mostrados neste capítulo; pode-se dizer, também, que não tem ocorrido avanços consideráveis, em termos de desempenho, de qualquer um em relação aos demais. Portanto, todos continuam disponíveis para aplicação em tempo real, cada um com as suas vantagens e limitações. O filtro de Kalman, que será estudado a seguir pode, também, ser considerado sob o mesmo prisma dos anteriores.

4.5 O Filtro de Kalman

A aplicação do filtro de Kalman à proteção de distância foi proposta pela primeira vez por Girgis e Brown[8], onde eles modelaram os sinais de frequência diferente de 60Hz e a componente contínua como um processo aleatório, argumentando que a variância do sinal de erro vai diminuindo após o início da falta. A partir de simulações em computador digital de um sistema composto de uma linha de transmissão[12], eles concluíram que os sinais de erro devem ser considerados independentes amostra a amostra, com uma variância para o erro de tensão dado por

$$\sigma_v^2 = K_v e^{-k\Delta t/T} \quad (4.98)$$

onde T_1 vale, aproximadamente, metade da constante de tempo da linha protegida. Mais recentemente, Sachdev et al. [44] também utilizaram o filtro de Kalman para a aplicação em proteção de distância digital.

Para modelar o problema de forma que o filtro de Kalman possa ser aplicado, é necessário que se defina uma equação de transição de estado para os parâmetros e para os valores das amostras. Esta técnica fornece um método que filtra o máximo de ruído e responde otimamente às mudanças nos estados do sistema.

4.5.1 O Modelo do Espaço de Estados

A técnica do filtro de Kalman é aplicada a um modelo de espaço de estado do sistema, que inclui as equações de saída e de transição de estado. As equações de transição de estado para a estimativa de um fasor de tensão no tempo $(n+1)\Delta T$ em função do fasor no tempo nT é [44]:

$$[V_s(n+1)] = [P][V(n)] + [Q][\Delta V(n)] \quad (4.99)$$

Existe uma relação entre os valores amostrados e o fasor tensão que é chamada equação de saída.

$$[V_s(n)] = [C][V(n)] + [b(n)] \quad (4.100)$$

onde

$[V(n)]$ = vetor de estado, composto pelas componentes real e imaginária do fasor tensão no instante $n\Delta T$ (ΔT é o intervalo de amostragem)

$[V_s(n)]$ = valor da tensão amostrada no instante $n\Delta T$

$[\Delta V(n)]$ = variação do fasor tensão de $(n-1)\Delta T$ para $n\Delta T$.

$[P]$ = matriz de transição de estado, que adianta o fasor de uma amostra.

$[Q]$ = matriz que adianta as variações $[\Delta V(n)]$ de uma amostra.

$[C]$ = define a relação entre a tensão amostrada instantânea e sua representação fasorial.

b_n = é o ruído no tempo $n\Delta T$

4.8.2 Os Ganhos do Filtro de Kalman

O projeto de um filtro de Kalman[44] é baseado nas propriedades estatísticas do sinal a ser processado. Os coeficientes não estacionários do filtro, chamados de ganhos de Kalman, são calculados para minimizar o quadrado dos erros esperados entre os valores dos estados estimado e real do sistema. Estes ganhos $K(n)$ podem ser calculados recursivamente resolvendo as equações.

$$[K(n)] = [M(n)][C]^T \{ [C][M(n)][C]^T + [B] \}^{-1} \quad (4.101)$$

$$[Z(n)] = \{ [I] - [K(n)][C] \} [M(n)] \quad (4.102)$$

$$[M(n+1)] = [P][Z(n)][P]^T + [Q][V][Q]^T \quad (4.103)$$

onde

$[I]$ = matriz identidade

$[K(n)]$ = ganhos de Kalman no tempo $n\Delta T$

$[M(n)]$ = matriz de covariância dos erros de transição

$[B]$ = matriz de covariância dos ruídos $[b(n)]$

$[V]$ = matriz de covariância das entradas $[\Delta V]$

Note que a equação 4.101 não inclui qualquer medida do sistema e, portanto, os ganhos de Kalman podem ser calculados com

antecedência e armazenados na memória para serem usados posteriormente em tempo real.

4.5.3 Implementação do Filtro de Kalman

A equação do filtro de Kalman que estima os novos valores das variáveis de estado é dada pela relação [44]:

$$[\hat{V}(n)] = [P][\hat{V}(n-1)] + [K(n)][V_s(n)] - [C][P][\hat{V}(n-1)] \quad (4.104)$$

onde o símbolo ^ indica que as tensões são estimativas calculadas. Esta equação calcula a estimativa para o vetor de estado baseada nos valores previstos pelo produto do ganho de Kalman e pela diferença entre os valores de tensão medidos e estimados. A resposta do filtro depende dos valores dos ganhos, para os vários estados, que não precisam ser calculados em tempo real. A seqüência para se obterem os valores dos ganhos pode ser a seguinte

1) Desenvolve-se um modelo matemático do sistema na forma das equações 4.99 e 4.100. Os elementos das matrizes [C], [P] e [Q] são estabelecidos como parte do desenvolvimento do modelo.

2) Determinam-se os elementos das matrizes [V] e [B]. Estas matrizes descrevem as propriedades estatísticas das variações no fasor tensão $[\Delta V(n)]$ e do ruído $[b(n)]$.

3) O índice n é ajustado em 1

4) As covariâncias da transição de estado de pré-falta para o estudo pós-falta são usadas como valores iniciais para a matriz $[M(n)]$

5) Os ganhos de Kalman $[K(n)]$ são avaliados usando a equação 4.155 e armazenados na memória para uso futuro.

6) A matriz de covariância do erro da estimação de estado $[Z(n)]$ é avaliada usando a equação 4.102.

7) A matriz $[M(n+1)]$ é avaliada usando a equação 4.103

8) O índice n é incrementado e volta-se ao item 5.

Após o cálculo e armazenamento dos ganhos de Kalman, o filtro é implementado em dois passos

1) Obtêm-se o último valor medido de tensão $V_s(n)$.

2) Obtêm-se os valores atualizados do sistema $[\hat{V}(n)]$, usando-se os ganhos de Kalman e a equação 4.104.

O conceito do filtro de Kalman pode ser usado para funções senoidais e estendido para sinais compostos de várias frequências e uma componente exponencial, o que aumenta a dimensão do vetor de estado e de todas as outras matrizes. Sachdev et al. [44] consideraram a componente exponencial e as primeiras cinco harmônicas, obtendo uma equação de estado de dimensão 11. Girgis e Brown [8] consideraram diferentes modelos de erro para as fases sãs e faltosas. O objetivo final não é a técnica de solução para a estimação do problema e sim o compromisso entre a complexidade do modelo para o sistema (ou

sinal) e o modelo do erro e da praticidade da solução para a estimação do problema num microprocessador.

Todos os algoritmos anteriores, incluindo o filtro de Kalman, são aplicados na suposição de que a localização do ponto de falta deve ser estimada (através da estimação de fasores, da estimação de R e L , etc), quando se os utilizam para a proteção de distância. Talvez, uma questão mais importante, colocada por Sakaguchi[85], é determinar se a falta está ou não na zona de operação do relê. Usando técnicas de teste de hipóteses, no contexto de uma teoria de decisão, ele formulou o problema de proteção como um teste de hipótese seqüencial onde, a cada instante de amostragem, há três possíveis resultados obtidos pelos algoritmos.

- (1) a falta está na zona de operação
- (2) a falta não está na zona de operação
- (3) incerto, mantenha o teste.

Embora a técnica apresentada por Sakaguchi seja baseada em modelos relativamente simples e envolver cálculos complexos, a idéia é válida porque ela é, intrinsecamente, a questão fundamental.

CAPITULO 5 - RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DOS ALGORITMOS DE FOURIER

5.1 Introdução

Muito se tem discutido sobre os mais variados aspectos da validade, abrangência e enfoque dos métodos de simulação e obtenção dos sinais para a aplicação em relés de distância [12, 59, 87, 88, 89]. O que se observa é que não há um consenso em como se avaliar o desempenho e efetuar comparações entre algoritmos para a proteção digital de distância. Portanto, parece não haver, ainda, um método único e aceito universalmente para a avaliação de algoritmos.

Os resultados apresentados neste trabalho foram obtidos a partir da observação de tabelas e diagramas R-X gerados pelos programas, os quais forneceram os valores de impedância (módulo e ângulo) calculados pelo algoritmo, desde os valores pré-falta até, aproximadamente, três ciclos após o início da falta. Adicionalmente, foram escritos outros programas que calcularam os valores médios e desvios-padrões a partir das impedâncias (resistência e reatância) calculadas em dois intervalos de tempo; o primeiro é um ciclo de 60Hz (16.67ms), iniciado no segundo ciclo de falta e que definiremos como $[0-T]$ e o segundo intervalo de tempo é um ciclo de 60Hz, iniciado 1/4 de ciclo após o primeiro e que definiremos como $[1/4T-5/4T]$. Este, portanto, deve resultar em valores mais estabilizados e aquele, valores com maior dispersão. Foram calculados dois valores de desvio-padrão; um se refere ao valor médio calculado e o outro ao valor

verdadeiro da impedância da linha de transmissão. É importante ressaltar que as médias e os desvios-padrões não indicam, necessariamente, que um algoritmo possua um desempenho melhor ou pior que o outro, já que o critério utilizado para verificar a atuação do relé é a comparação do valor da impedância calculada, numa determinada amostra, com os valores de ajuste e este valor deve permanecer, pelo menos, quatro vezes seguidas dentro de uma determinada zona. Portanto, as médias e desvios-padrões terão apenas um função comparativa no sentido de oferecer uma idéia da aproximação dos valores calculados, num determinado intervalo de tempo, em relação ao valor verdadeiro da impedância da linha e, também, da dispersão desses valores calculados em torno da média e do valor verdadeiro. É importante ressaltar, também, que a análise realizada sobre estes resultados foi feita somente para o algoritmo de ciclo completo, sendo o de meio ciclo utilizado apenas para as comparações com o de ciclo completo, para 12 amostras por ciclo.

5.2 O Efeito da Variação da Taxa de Amostragem

A simulação do algoritmo de Fourier de ciclo completo com três diferentes taxas de amostragem objetivou verificar qual a influência desta variação no desempenho do algoritmo. Se os sinais de tensão e corrente fossem limitados em frequência, isto é, se eles passassem por um filtro passa-baixas ideal de frequência de corte f_c , bastaria que a frequência de amostragem fosse $2f_c$ para que, teoricamente [77], se obtivessem valores que descreveriam a forma de onda analógica sem perda de informação. Em função disto, qualquer taxa de amostragem acima de $2f_c$ obteria

os mesmos resultados. No entanto, considerações de ordem prática como a inexistência de filtros ideais levam, geralmente, a sinais de espectro não finito[90] que resultam em distorções no sinal recuperado, devido à presença de componentes harmônicas e não harmônicas. Portanto, aplicações reais exigem freqüências de amostragem de valores consideravelmente maiores que aquele mínimo teórico $2f_c$. Por outro lado, ela tem, também, um limite superior, definido pelo erro de quantização. O efeito de uma palavra finita na aquisição de dados é bastante acentuado para freqüências elevadas; acima de, por exemplo, 2KHz para algoritmos que usam a diferenciação da corrente, para um conversor de 12 bits, há um decréscimo acentuado na relação sinal/ruído[69].

Neste trabalho, o aspecto da taxa de amostragem se torna ainda mais relevante porque não se simulou um filtro anti-"aliasing" para limitar a faixa do espectro dos sinais de tensão e de corrente; desta forma, as componentes de freqüência acima de f_c não foram atenuadas. Portanto, é de se esperar que, para um mesmo caso, os valores de impedância calculados com uma taxa de amostragem mais elevada sejam mais exatos que aqueles obtidos com uma menor taxa de amostragem. Os valores da freqüência de corte de um filtro analógico passa-baixas que evitasse o fenômeno "aliasing" para as taxas de 12, 24 e 48 amostras por ciclo seriam 360Hz ($6xf_0$), 720Hz ($12xf_0$) e 1440Hz ($24xf_0$), respectivamente, onde f_0 é a freqüência fundamental do sistema de 60Hz.

O que se observou é que, de um modo geral, a taxa de amostragem não tem qualquer influência importante nas impedâncias médias e nos respectivos desvios-padrões calculados. Os valores de R e X calculados com taxas de amostragem mais elevadas nem

sempre apresentaram uma exatidão muito melhor que as taxas menores e em muitos casos apresentaram uma exatidão inferior àquela obtida para as menores taxas. Além disso, os desvios-padrões nem sempre ficaram coerentes com os respectivos valores médios para as três taxas de amostragem, ou seja, os menores valores de desvio-padrão nem sempre corresponderam aos melhores valores de média, tanto para a resistência como para a reatância. Estes dois fatos evidenciam um comportamento aleatório dos valores de R e X calculados para cada taxa de amostragem.

Por outro lado, em alguns casos específicos, como os de números 2,3,4,5,6,10 e 11 (veja tabela 3.1) para faltas no intervalo $[0-T]$ e no pico de tensão, os valores médios da reatância calculados com maiores taxas de amostragem ficaram mais próximos do valor verdadeiro da reatância e os desvios-padrões também diminuíram para as taxas mais elevadas. Verificou-se, também, que os valores de resistência calculados para estes casos tiveram um comportamento similar ao das reatâncias; no entanto, estas diferenças não foram significativas e podem ser desprezadas do ponto de vista prático.

Analisando-se os valores de erro porcentual para os tempos de um, dois e dois e meio ciclos, observa-se que não houve uma tendência única e os erros variaram de forma aleatória e indefinida. No entanto, deve ser salientado que estes valores representam apenas uma referência, pois os valores de impedância calculados convergem para o valor verdadeiro da linha, isto é, para o valor utilizado nas simulações pelo EMTP, sempre de forma oscilatória, o que confirma, ainda mais, a similaridade de comportamento para as três taxas de amostragem.

As tabelas 5.1, 5.2 e 5.3 e as figuras 5.1, 5.2 e 5.3 mostram os valores dos erros percentuais em relação ao valor verdadeiro da impedância (módulo e ângulo) e o diagrama R-X com a trajetória da impedância para os casos 2A, B e C, respectivamente, que ilustram o comportamento convergente e oscilatório dos valores calculados pelo algoritmo, desde o regime permanente até três ciclos após a falta.

Portanto, ao contrário do que se esperava, a taxa de amostragem não foi um fator predominante no desempenho do algoritmo, ou seja, dentre os fatores possíveis que podem influenciar e causar erros nos resultados obtidos pelo algoritmo, a taxa de amostragem não foi decisiva. Isto quer dizer que outras fontes de erros foram mais importantes que a taxa de amostragem, mesmo não se utilizando um filtro passa-baixa. O que se observou, é que o conteúdo harmônico teve, de uma forma geral, uma influência importante no desempenho do algoritmo. Observou-se, também, que em alguns casos distintos, a presença da 11ª e da 13ª harmônicas, as quais se sobrepõe à componente fundamental de 60Hz devido ao fenômeno "aliasing", foi importante, mas o comportamento do algoritmo foi completamente diferente em cada caso. As figuras 5.4 e 5.5 mostram o conteúdo harmônico dos sinais de tensão e de corrente correspondentes ao primeiro ciclo após a falta para os casos 6A, B e C e 6G, H e I, respectivamente, que ilustram um destes casos.

Não se deve esquecer, também, a natureza finita da janela de dados utilizada, que resulta na presença de transitórios não harmônicos nos sinais de tensão e de corrente no

			ENTROU na 3a. zona em 15.257 us		
			ENTROU na 1a. zona em 22.201 us		
*** Tempo de Processamento = 4 s 110 us ***			*** Tempo Processamento entre Amostras = 111 us ***		
perc_z =	perc_arg =	i =	perc_z =	perc_arg =	i =
perc_z =	perc_arg =	i =	perc_z =	perc_arg =	i =
perc_z = 790.2376	perc_arg = 87.4660	i = 4	perc_z = 978.9891	perc_arg = 99.2007	i = 3
perc_z = 925.9393	perc_arg = 55.2654	i = 6	perc_z = 760.6286	perc_arg = 80.6472	i = 5
perc_z = 297.8803	perc_arg = -17.0324	i = 8	perc_z = 671.3237	perc_arg = -3.0655	i = 7
perc_z = 112.4057	perc_arg = 0.7877	i = 10	perc_z = 164.2657	perc_arg = -7.9738	i = 9
perc_z = 61.0849	perc_arg = -0.4796	i = 12	perc_z = 85.7389	perc_arg = 3.2808	i = 11
perc_z = 8.0999	perc_arg = -7.5366	i = 14	perc_z = 29.7187	perc_arg = -5.3105	i = 13
perc_z = -4.5071	perc_arg = -9.2011	i = 16	perc_z = 0.4503	perc_arg = -9.7945	i = 15
perc_z = -5.2331	perc_arg = -1.7468	i = 18	perc_z = -5.8829	perc_arg = -5.4657	i = 17
perc_z = -3.6053	perc_arg = 3.1761	i = 20	perc_z = -4.6408	perc_arg = 1.0362	i = 19
perc_z = 1.4712	perc_arg = 2.9849	i = 22	perc_z = -1.2594	perc_arg = 3.6213	i = 21
perc_z = 3.7445	perc_arg = -0.0471	i = 24	perc_z = 3.3158	perc_arg = 1.7370	i = 23
perc_z = 1.0730	perc_arg = -1.0062	i = 26	perc_z = 2.7424	perc_arg = -1.3943	i = 25
perc_z = -0.8044	perc_arg = -1.0532	i = 28	perc_z = -0.2763	perc_arg = -1.5311	i = 27
perc_z = -0.6890	perc_arg = -0.2981	i = 30	perc_z = -0.7510	perc_arg = -0.5346	i = 29
perc_z = -0.6855	perc_arg = 0.1135	i = 32	perc_z = -0.7220	perc_arg = -0.1672	i = 31
perc_z = 0.2129	perc_arg = 0.6356	i = 34	perc_z = -0.4009	perc_arg = 0.5022	i = 33
perc_z = 1.1984	perc_arg = 0.5941	i = 36	perc_z = 0.8369	perc_arg = 0.3306	i = 35

TABELA 5.1 - Erros percentuais em relação ao valor verdadeiro da impedância da linha (CAS02A)

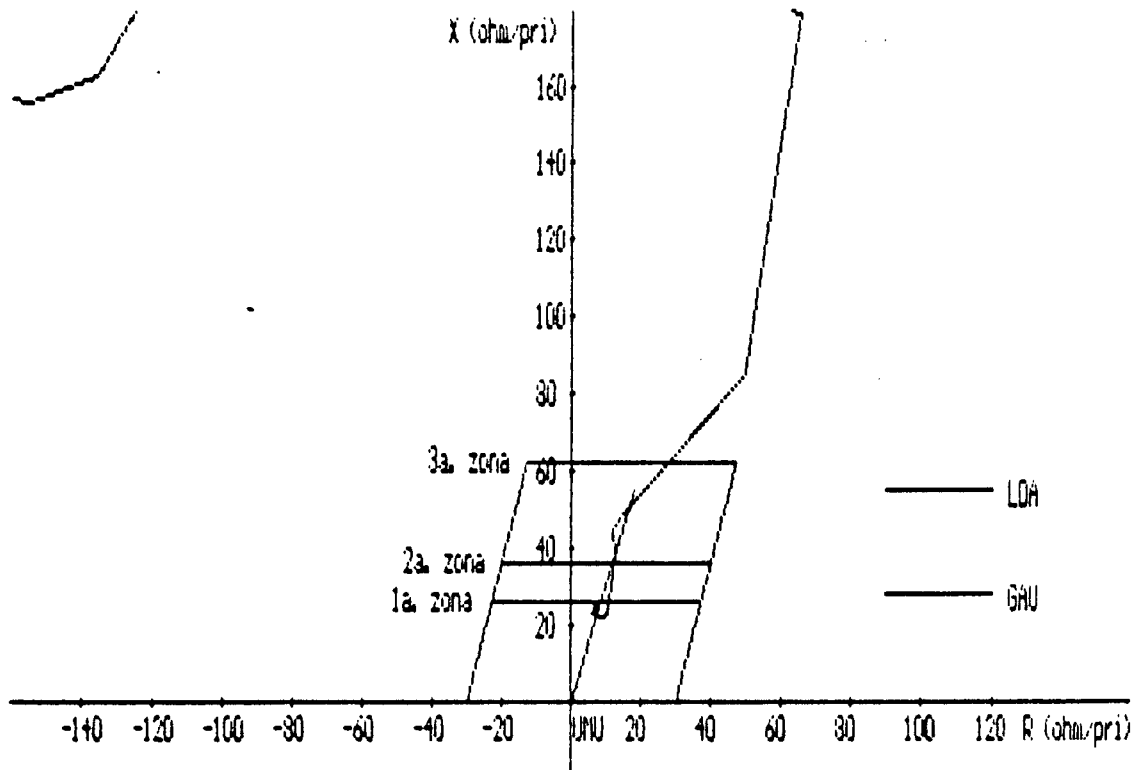


FIGURA 5.1 - Trajetória da impedância, desde o valor de pré-falta até três ciclos após a falta (CAS02A).

ENTROU na 3a. zona em 13.173 ns

ENTROU na 1a. zona em 19.423 ns

*** Tempo de Processamento = 15 s 40 ns ***			*** Tempo Processamento entre Amostras = 206 ns ***		
perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 0	perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 1
perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 2	perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 3
perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 4	perc_z = ****	perc_arg = ****	i = 5
perc_z = 9a3.5808	perc_arg = 91.4293	i = 6	perc_z = 842.0199	perc_arg = 83.9316	i = 7
perc_z = 761.0053	perc_arg = 80.4824	i = 8	perc_z = 738.8764	perc_arg = 78.7323	i = 9
perc_z = 764.6509	perc_arg = 75.2497	i = 10	perc_z = 842.3880	perc_arg = 67.1339	i = 11
perc_z = 950.7218	perc_arg = 47.5846	i = 12	perc_z = 889.7804	perc_arg = 13.9034	i = 13
perc_z = 619.3355	perc_arg = -12.5051	i = 14	perc_z = 396.8779	perc_arg = -21.8142	i = 15
perc_z = 264.7234	perc_arg = -20.7587	i = 16	perc_z = 189.6804	perc_arg = -15.5733	i = 17
perc_z = 146.2379	perc_arg = -9.5895	i = 18	perc_z = 119.8251	perc_arg = -4.3456	i = 19
perc_z = 102.6160	perc_arg = -0.4244	i = 20	perc_z = 90.3934	perc_arg = 1.7382	i = 21
perc_z = 80.0266	perc_arg = 1.0008	i = 22	perc_z = 69.1184	perc_arg = -0.0232	i = 23
perc_z = 56.1085	perc_arg = -3.0565	i = 24	perc_z = 40.6642	perc_arg = -6.2351	i = 25
perc_z = 24.0110	perc_arg = -0.1227	i = 26	perc_z = 14.2603	perc_arg = -10.0285	i = 27
perc_z = 9.5723	perc_arg = -11.6116	i = 28	perc_z = 4.2334	perc_arg = -10.8134	i = 29
perc_z = 0.2431	perc_arg = -9.5032	i = 30	perc_z = -2.3258	perc_arg = -7.7217	i = 31
perc_z = -4.4849	perc_arg = -6.4056	i = 32	perc_z = -5.9471	perc_arg = -5.1867	i = 33
perc_z = -5.7111	perc_arg = -2.9221	i = 34	perc_z = -5.8666	perc_arg = -1.4033	i = 35
perc_z = -6.2199	perc_arg = -0.2882	i = 36	perc_z = -5.4102	perc_arg = 0.8851	i = 37
perc_z = -4.8953	perc_arg = 2.0431	i = 38	perc_z = -4.3586	perc_arg = 2.9344	i = 39
perc_z = -3.8930	perc_arg = 3.3500	i = 40	perc_z = -1.7017	perc_arg = 3.7371	i = 41
perc_z = -0.2965	perc_arg = 4.0065	i = 42	perc_z = 1.1478	perc_arg = 4.1644	i = 43
perc_z = 2.5299	perc_arg = 3.6718	i = 44	perc_z = 3.5927	perc_arg = 2.7042	i = 45
perc_z = 4.3457	perc_arg = 1.6572	i = 46	perc_z = 4.7552	perc_arg = 0.5816	i = 47
perc_z = 4.6745	perc_arg = -0.5251	i = 48	perc_z = 3.9531	perc_arg = -1.4444	i = 49
perc_z = 2.7902	perc_arg = -2.0017	i = 50	perc_z = 1.6534	perc_arg = -2.2381	i = 51
perc_z = 0.6317	perc_arg = -2.1754	i = 52	perc_z = -0.1842	perc_arg = -1.8075	i = 53
perc_z = -0.6582	perc_arg = -1.3893	i = 54	perc_z = -0.8066	perc_arg = -0.9826	i = 55
perc_z = -0.6489	perc_arg = -0.5048	i = 56	perc_z = -0.3499	perc_arg = -0.2069	i = 57
perc_z = -0.1814	perc_arg = -0.2037	i = 58	perc_z = -0.1414	perc_arg = -0.3196	i = 59
perc_z = -0.1159	perc_arg = -0.4376	i = 60	perc_z = -0.2136	perc_arg = -0.5246	i = 61
perc_z = -0.5165	perc_arg = -0.4893	i = 62	perc_z = -0.8182	perc_arg = -0.2966	i = 63
perc_z = -0.9692	perc_arg = 0.0226	i = 64	perc_z = -0.9329	perc_arg = 0.4059	i = 65
perc_z = -0.6625	perc_arg = 0.7424	i = 66	perc_z = -0.1849	perc_arg = 0.9486	i = 67
perc_z = 0.4105	perc_arg = 0.9783	i = 68	perc_z = 0.9928	perc_arg = 0.8074	i = 69
perc_z = 1.4434	perc_arg = 0.4487	i = 70	perc_z = 1.6403	perc_arg = -0.0310	i = 71
perc_z = 1.8579	perc_arg = 0.2382	i = 72			

TABELA 5.2 - Erros porcentuais em relação ao valor verdadeiro da impedância da linha (CAS02B).

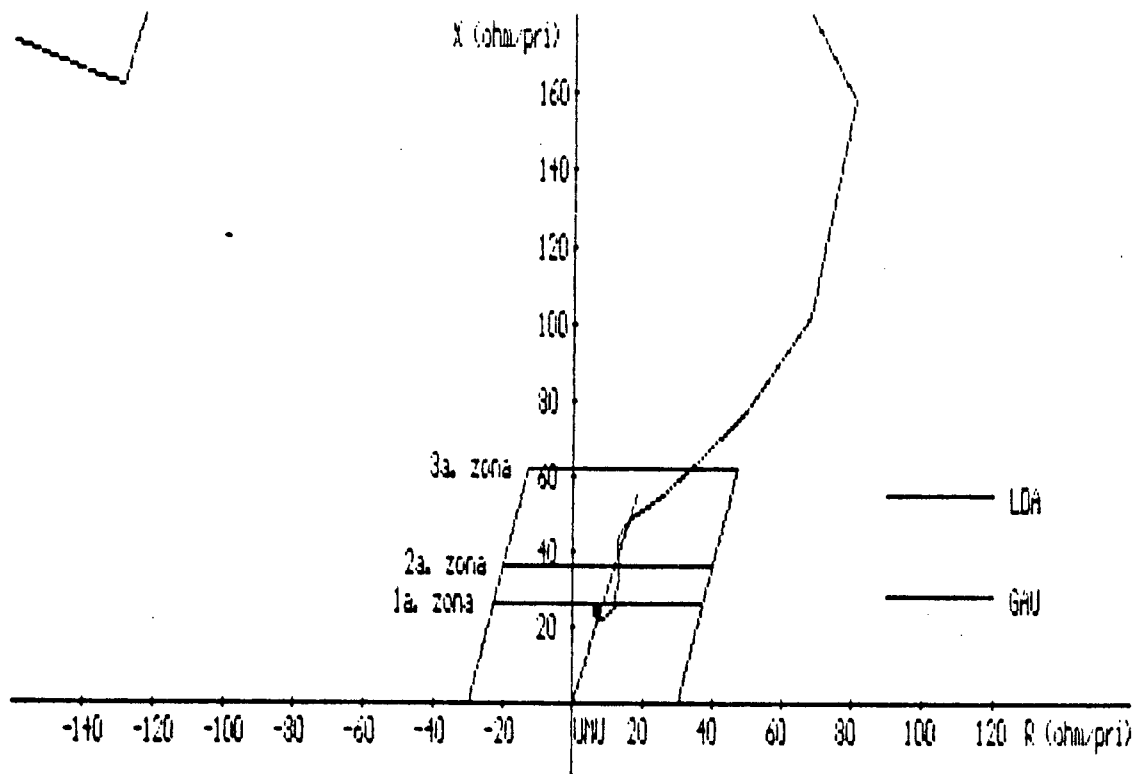


FIGURA 5.2 - Trajetória da impedância, desde o valor de pré-falta até três ciclos após a falta (CAS02B).

ENTROU na 3a. zona em 11.090 ns

ENTROU na 2a. zona em 15.951 ns

ENTROU na 1a. zona em 17.687 ns

sem Tempo de Processamento = 56 s 290 ns sem

sem Tempo Processamento entre Amostras = 396 ns sem

perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 0	perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 1
perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 2	perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 3
perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 4	perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 5
perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 6	perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 7
perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 8	perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 9
perc.2 = 0000	perc.arg = 0000	i = 10	perc.2 = 998.2493	perc.arg = 90.1266	i = 11
perc.2 = 934.1495	perc.arg = 85.9097	i = 12	perc.2 = 876.9952	perc.arg = 82.7959	i = 13
perc.2 = 823.7100	perc.arg = 80.1329	i = 14	perc.2 = 777.6622	perc.arg = 78.2027	i = 15
perc.2 = 746.8733	perc.arg = 77.2943	i = 16	perc.2 = 732.4920	perc.arg = 76.3020	i = 17
perc.2 = 733.4101	perc.arg = 75.6226	i = 18	perc.2 = 749.2821	perc.arg = 74.0060	i = 19
perc.2 = 778.0088	perc.arg = 71.2565	i = 20	perc.2 = 822.3892	perc.arg = 66.9668	i = 21
perc.2 = 881.7106	perc.arg = 68.1514	i = 22	perc.2 = 942.2822	perc.arg = 49.5182	i = 23
perc.2 = 972.7221	perc.arg = 34.5993	i = 24	perc.2 = 931.8994	perc.arg = 16.7624	i = 25
perc.2 = 814.5708	perc.arg = -0.3874	i = 26	perc.2 = 665.0168	perc.arg = -13.4766	i = 27
perc.2 = 526.1521	perc.arg = -21.5322	i = 28	perc.2 = 415.0065	perc.arg = -25.3266	i = 29
perc.2 = 331.6303	perc.arg = -26.1263	i = 30	perc.2 = 270.0570	perc.arg = -25.0776	i = 31
perc.2 = 220.2245	perc.arg = -22.9049	i = 32	perc.2 = 189.5425	perc.arg = -19.9924	i = 33
perc.2 = 163.1309	perc.arg = -16.6418	i = 34	perc.2 = 143.0527	perc.arg = -13.1583	i = 35
perc.2 = 127.7163	perc.arg = -9.8928	i = 36	perc.2 = 115.8166	perc.arg = -6.9887	i = 37
perc.2 = 106.3749	perc.arg = -4.5355	i = 38	perc.2 = 98.7020	perc.arg = -2.5660	i = 39
perc.2 = 92.4169	perc.arg = -1.0263	i = 40	perc.2 = 87.1049	perc.arg = 0.0050	i = 41
perc.2 = 82.2454	perc.arg = 0.4328	i = 42	perc.2 = 77.5947	perc.arg = 0.2874	i = 43
perc.2 = 72.8105	perc.arg = -0.3948	i = 44	perc.2 = 67.5963	perc.arg = -1.5635	i = 45
perc.2 = 61.7792	perc.arg = -3.1083	i = 46	perc.2 = 55.1456	perc.arg = -4.9148	i = 47
perc.2 = 47.7200	perc.arg = -6.8058	i = 48	perc.2 = 39.6771	perc.arg = -8.5969	i = 49
perc.2 = 31.1397	perc.arg = -10.0681	i = 50	perc.2 = 22.3770	perc.arg = -11.0047	i = 51
perc.2 = 15.7193	perc.arg = -11.6717	i = 52	perc.2 = 12.2231	perc.arg = -12.7480	i = 53
perc.2 = 9.8000	perc.arg = -14.0670	i = 54	perc.2 = 7.1455	perc.arg = -14.7663	i = 55
perc.2 = 3.8209	perc.arg = -14.0851	i = 56	perc.2 = 0.6015	perc.arg = -12.1741	i = 57
perc.2 = -1.5570	perc.arg = -11.1811	i = 58	perc.2 = -3.0063	perc.arg = -11.3967	i = 59
perc.2 = -4.4069	perc.arg = -11.0428	i = 60	perc.2 = -5.8579	perc.arg = -9.9242	i = 61
perc.2 = -6.4056	perc.arg = -7.9304	i = 62	perc.2 = -6.6562	perc.arg = -6.2428	i = 63
perc.2 = -7.2049	perc.arg = -5.6176	i = 64	perc.2 = -7.5472	perc.arg = -4.9044	i = 65
perc.2 = -7.6138	perc.arg = -4.0076	i = 66	perc.2 = -7.4046	perc.arg = -3.0950	i = 67
perc.2 = -6.7095	perc.arg = -2.1524	i = 68	perc.2 = -6.5640	perc.arg = -1.5258	i = 69
perc.2 = -6.6948	perc.arg = -1.0988	i = 70	perc.2 = -6.5795	perc.arg = -0.6390	i = 71
perc.2 = -6.2848	perc.arg = -0.2201	i = 72	perc.2 = -5.8014	perc.arg = 0.1410	i = 73
perc.2 = -5.4099	perc.arg = 0.5232	i = 74	perc.2 = -5.4265	perc.arg = 0.9897	i = 75
perc.2 = -5.2107	perc.arg = 1.3993	i = 76	perc.2 = -4.7891	perc.arg = 1.6923	i = 77
perc.2 = -4.3008	perc.arg = 1.9655	i = 78	perc.2 = -4.0487	perc.arg = 2.4162	i = 79
perc.2 = -3.7448	perc.arg = 3.0435	i = 80	perc.2 = -3.2573	perc.arg = 3.6160	i = 81
perc.2 = -2.5081	perc.arg = 3.9709	i = 82	perc.2 = -1.8017	perc.arg = 4.1203	i = 83
perc.2 = -0.9729	perc.arg = 4.2357	i = 84	perc.2 = -0.0843	perc.arg = 4.3067	i = 85
perc.2 = 0.8884	perc.arg = 4.3261	i = 86	perc.2 = 1.9010	perc.arg = 4.2162	i = 87
perc.2 = 2.6092	perc.arg = 3.8475	i = 88	perc.2 = 3.5741	perc.arg = 3.3033	i = 89
perc.2 = 4.2722	perc.arg = 2.6997	i = 90	perc.2 = 4.8256	perc.arg = 2.0326	i = 91
perc.2 = 5.2271	perc.arg = 1.3077	i = 92	perc.2 = 5.4468	perc.arg = 0.5496	i = 93
perc.2 = 5.4482	perc.arg = -0.2286	i = 94	perc.2 = 5.2454	perc.arg = -0.9777	i = 95
perc.2 = 4.8251	perc.arg = -1.6636	i = 96	perc.2 = 4.1423	perc.arg = -2.2241	i = 97
perc.2 = 3.3632	perc.arg = -2.6414	i = 98	perc.2 = 2.5418	perc.arg = -2.9165	i = 99
perc.2 = 1.7177	perc.arg = -3.0601	i = 100	perc.2 = 0.9346	perc.arg = -3.0049	i = 101
perc.2 = 0.2089	perc.arg = -2.9932	i = 102	perc.2 = -0.4483	perc.arg = -2.7621	i = 103
perc.2 = -0.9989	perc.arg = -2.4148	i = 104	perc.2 = -1.3933	perc.arg = -2.0060	i = 105
perc.2 = -1.6336	perc.arg = -1.5552	i = 106	perc.2 = -1.7298	perc.arg = -1.1536	i = 107
perc.2 = -1.6927	perc.arg = -0.7664	i = 108	perc.2 = -1.5280	perc.arg = -0.3675	i = 109
perc.2 = -1.2636	perc.arg = -0.0486	i = 110	perc.2 = -0.8958	perc.arg = 0.2101	i = 111
perc.2 = -0.4804	perc.arg = 0.3671	i = 112	perc.2 = -0.1048	perc.arg = 0.3759	i = 113
perc.2 = 0.2489	perc.arg = 0.2966	i = 114	perc.2 = 0.5033	perc.arg = 0.1321	i = 115
perc.2 = 0.6558	perc.arg = -0.0927	i = 116	perc.2 = 0.7672	perc.arg = -0.3320	i = 117
perc.2 = 0.7465	perc.arg = -0.5848	i = 118	perc.2 = 0.6251	perc.arg = -0.8285	i = 119
perc.2 = 0.4230	perc.arg = -1.0361	i = 120	perc.2 = 0.0994	perc.arg = -1.1771	i = 121
perc.2 = -0.2653	perc.arg = -1.2435	i = 122	perc.2 = -0.6429	perc.arg = -1.2221	i = 123
perc.2 = -1.0179	perc.arg = -1.1094	i = 124	perc.2 = -1.3356	perc.arg = -0.9294	i = 125
perc.2 = -1.5989	perc.arg = -0.6668	i = 126	perc.2 = -1.7908	perc.arg = -0.3204	i = 127
perc.2 = -1.8694	perc.arg = 0.0684	i = 128	perc.2 = -1.8195	perc.arg = 0.4756	i = 129
perc.2 = -1.0380	perc.arg = 0.8760	i = 130	perc.2 = -1.3347	perc.arg = 1.2130	i = 131
perc.2 = -0.9252	perc.arg = 1.4819	i = 132	perc.2 = -0.4370	perc.arg = 1.6659	i = 133
perc.2 = 0.0951	perc.arg = 1.7362	i = 134	perc.2 = 0.6587	perc.arg = 1.7126	i = 135
perc.2 = 1.2075	perc.arg = 1.5793	i = 136	perc.2 = 1.6993	perc.arg = 1.3357	i = 137
perc.2 = 2.1106	perc.arg = 1.0087	i = 138	perc.2 = 2.4041	perc.arg = 0.6086	i = 139
perc.2 = 2.5500	perc.arg = 0.1644	i = 140	perc.2 = 2.5947	perc.arg = -0.1222	i = 141

TABELA 5.3 - Erros percentuais em relação ao valor verdadeiro da impedância da linha (CAS02C).

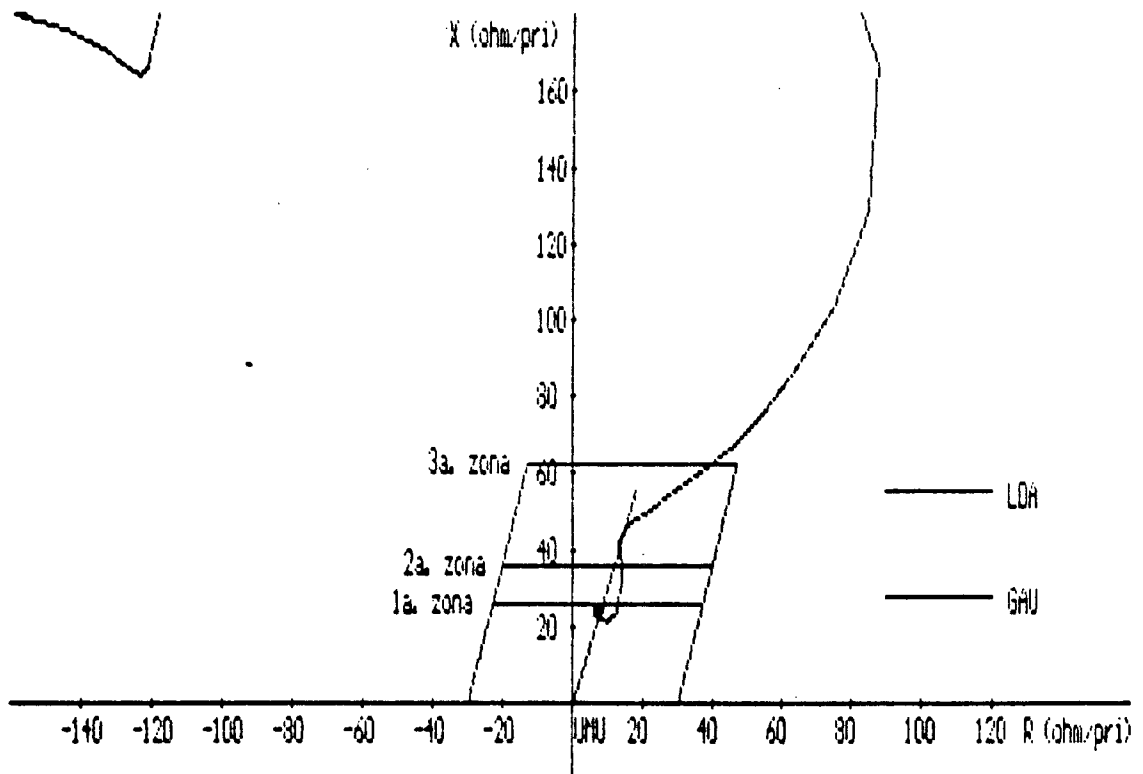


FIGURA 5.3 - Trajetória da impedância, desde o valor de pré-falta até três ciclos após a falta (CAS02C).

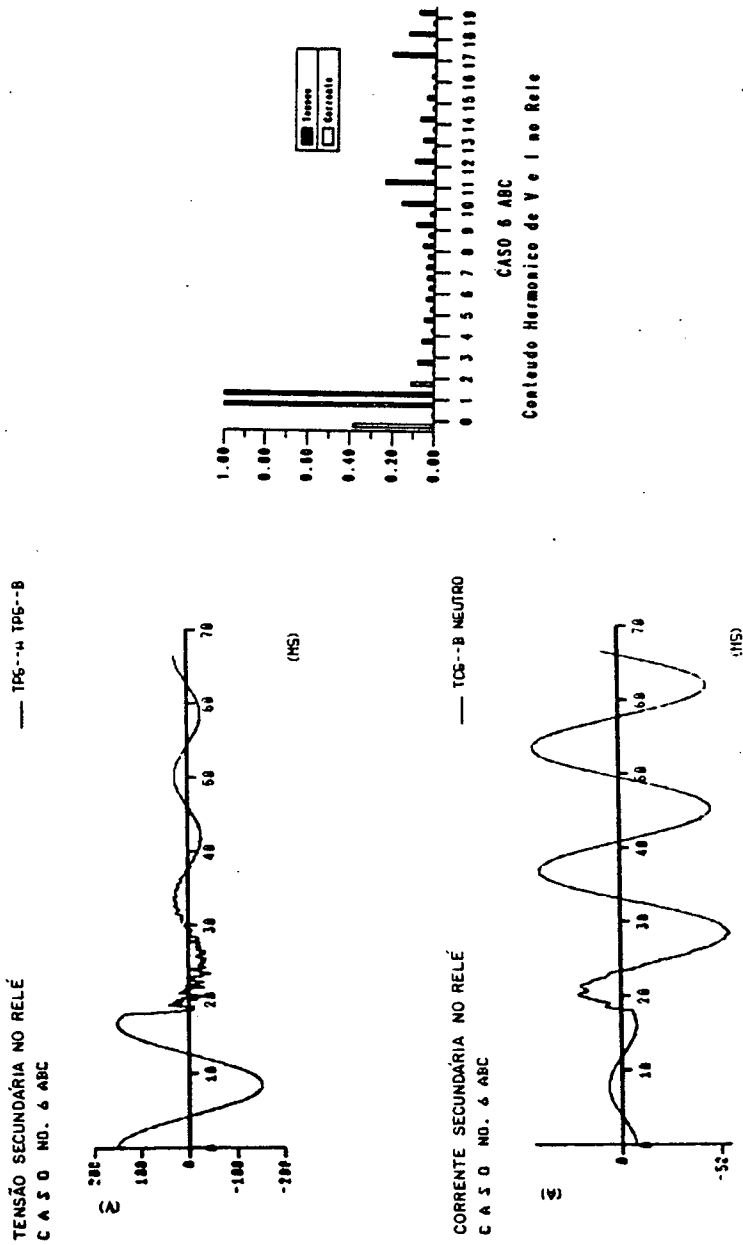


FIGURA 5.4 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (casos 6A, B e C)

FIGURA 5.4 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 6A, B e C).

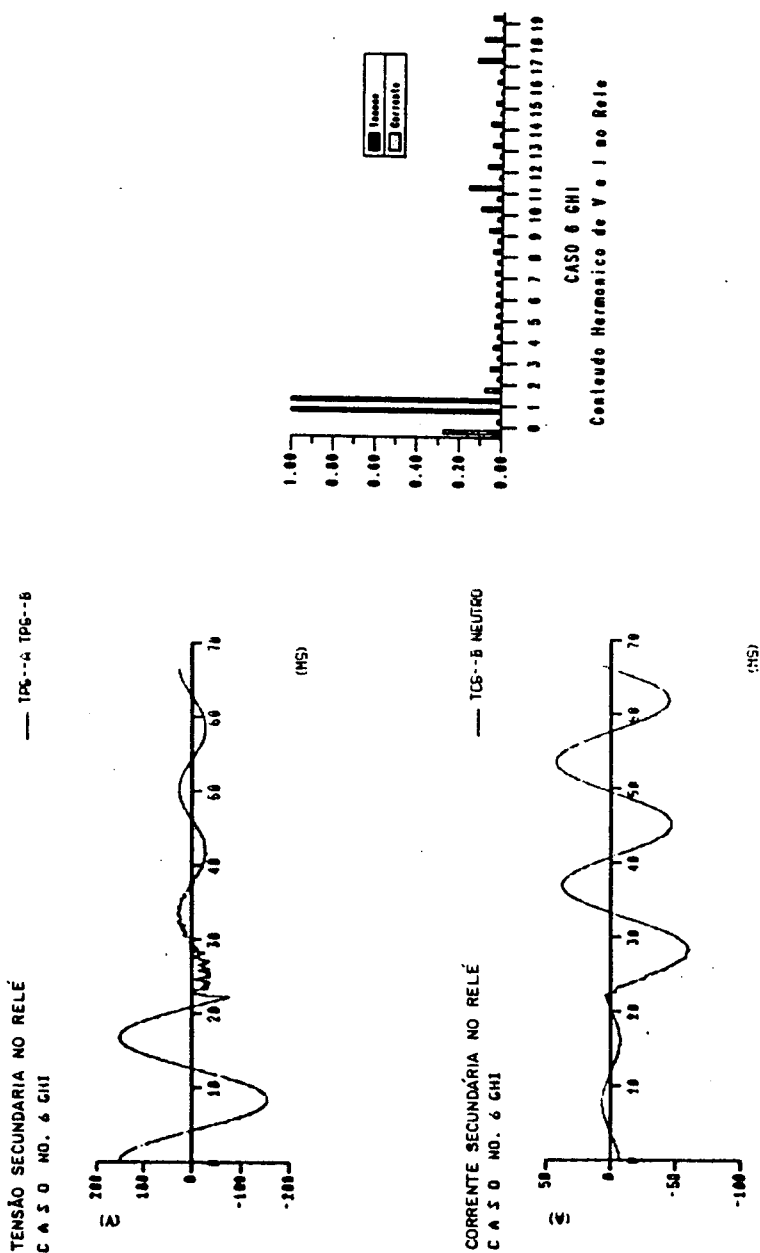


FIGURA 5.5 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (casos 6G, H e I)

FIGURA 5.5 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 6G, H e I).

tempo[51] os quais, inevitavelmente, causam erros na estimativa dos fasores (veja resposta em frequência do algoritmo de Fourier de ciclo completo, figura 4.15). Este fato é muito importante e parece ser, talvez, a principal causa dos erros apresentados pelo algoritmo de Fourier de ciclo completo que elimina completamente as harmônicas de frequência inferior à de Nyquist. Outro fato observado foi que, à medida que a taxa de amostragem crescia, a trajetória da impedância no diagrama R-X adquiria contornos mais suaves. (compare as figuras 5.1, 5.2 e 5.3), devido a um maior número de pontos impressos na figura.

Com relação aos tempos de atuação dos relés, eles seriam fundamentalmente os mesmos se não se fizesse o teste de verificação de quatro vezes seguidas para uma determinada zona liberar o sinal de "trip" ou o sinal de inicialização do temporizador. Por isso, o tempo de atuação do relé ficou um pouco menor para as maiores taxas de amostragem. Uma outra forma de decisão de "trip", é calcular a média de alguns resultados, o que tende a expandir a janela de dados de acordo com o número de resultados escolhidos para o cálculo e, naturalmente, tende a exigir um tempo de processamento maior[23].

5.3 O Efeito da Variação do Ponto de Início da Falta

Dependendo do ponto em que a onda de tensão se encontra quando uma falta é iniciada, há o aparecimento de dois tipos de fenômenos transitórios, conforme discutido no item 3.2. Portanto, simularam-se faltas em três pontos distintos da onda de tensão para se determinar o comportamento do algoritmo frente a estes

fenômenos transitórios. As figuras 5.6 e 5.7 ilustram as formas de onda da tensão e da corrente e os respectivos conteúdos harmônicos, para o primeiro ciclo de falta, variando-se apenas o instante de início da falta.

Nota-se uma diferença bastante acentuada no conteúdo harmônico e na própria forma de onda da tensão e da corrente, apenas com a variação do início da falta. Por outro lado, o comportamento do algoritmo para os intervalos $[0-T]$ e $[1/4T-5/4T]$ não foi uniforme e nem teve uma tendência única; este comportamento permite dizer que o ângulo de início da falta não tem uma influência decisiva nos valores médios e nos desvios-padrões da impedância, calculados nestes dois intervalos.

No entanto, quando se analisam os erros percentuais para um ciclo depois da falta, verifica-se que nos casos em que a falta é iniciada no pico da tensão, onde o conteúdo harmônico, principalmente da tensão, é bastante pronunciado, obtêm-se erros muito maiores que naqueles casos onde a falta inicia próxima a zero e o conteúdo harmônico é bem menor. Porém, à medida que a janela de dados vai se deslocando para o segundo ciclo de falta, os valores dos erros percentuais vão diminuindo e acabam por ficar todos oscilando dentro de uma mesma faixa, sem diferença entre eles. O que se pode afirmar é que o ângulo da tensão no início da falta não teve uma influência predominante no desempenho do algoritmo, dentro de uma linha de raciocínio que, dentre os vários fatores possíveis que podem influenciar e causar erros, esta variação do ângulo da tensão não foi decisiva, apesar de haver diferenças acentuadas num determinado ponto de cálculo.

Um outro fato observado foi que a variação do ponto de início da falta teve uma influência bastante acentuada na trajetória da impedância em todos os casos processados, havendo uma caracterização de comportamento completamente previsível para cada ponto de início de falta e que poderiam levar a conseqüências indesejáveis como uma atuação indevida pela eventual passagem da trajetória da impedância dentro da característica de primeira zona do relê. Este perigo da atuação indevida reforça a necessidade de se adotar uma "cautela" na liberação do sinal de "trip" pelo relê, obrigando-o a calcular diversas vezes o valor da impedância de falta antes de uma conclusão definitiva sobre a localização da falta. As figuras 5.8, 5.9 e 5.10 ilustram, respectivamente, os casos em que o curto-circuito inicia num ponto de pico, num ponto intermediário e num ponto próximo a zero da onda de tensão.

Pode-se observar com clareza as mudanças nas trajetórias da impedância e os riscos potenciais de uma atuação indevida, o que não aconteceu em nenhum dos casos processados com o critério usado neste trabalho. McLaren e Redfern[36] observaram que a trajetória da impedância no diagrama R-X é determinada por uma combinação de informações de pré e pós-falta durante o período transitório e das várias interferências causadas pelas componentes exponencial, harmônicas e não harmônicas. Eles observaram, também, que o efeito espiralado que se forma na trajetória, quando a impedância está convergindo para o valor verdadeiro da linha, é devido à componente exponencial e sub-harmônicas e o efeito "estrela" se deve às componentes não harmônicas.

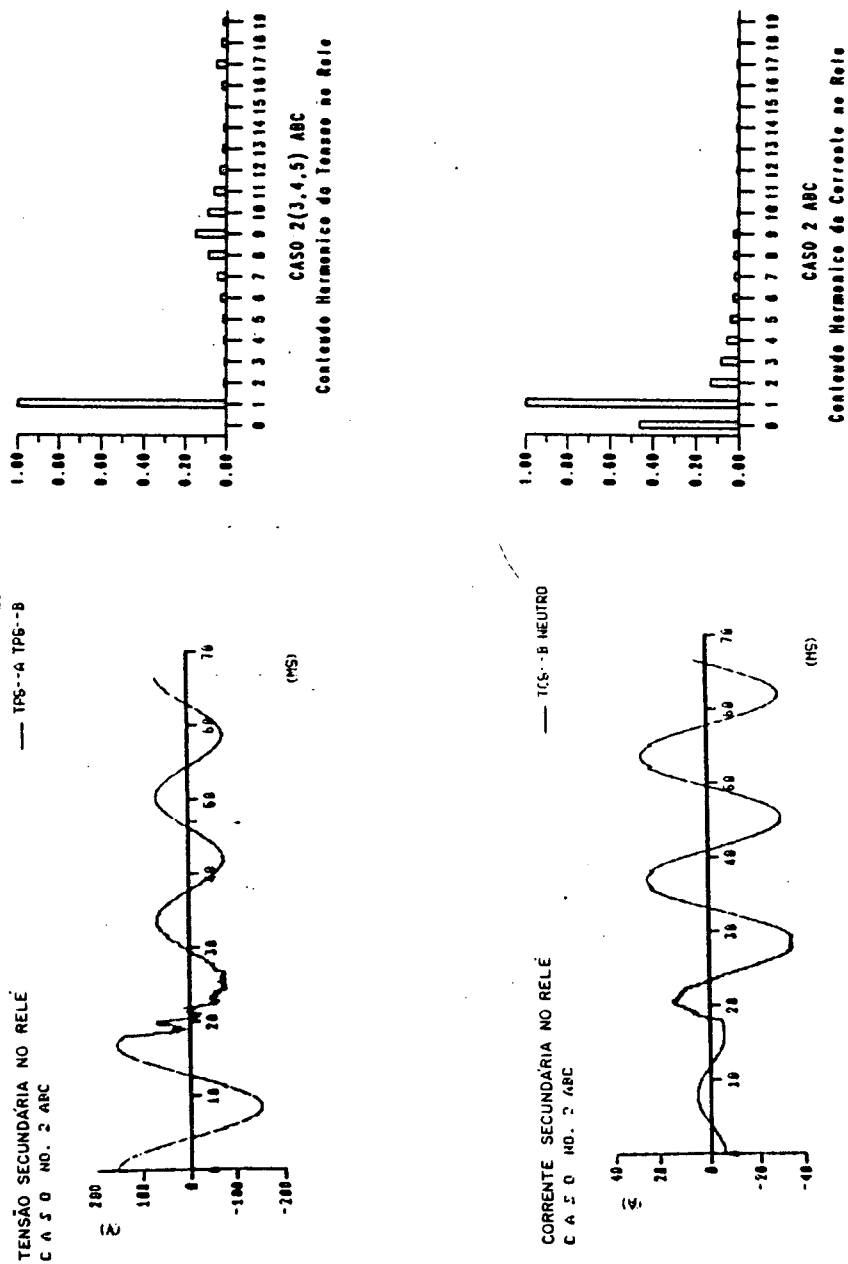


FIGURA 5.6 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 2A, B e C)

FIGURA 5.6 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 2A, B e C).

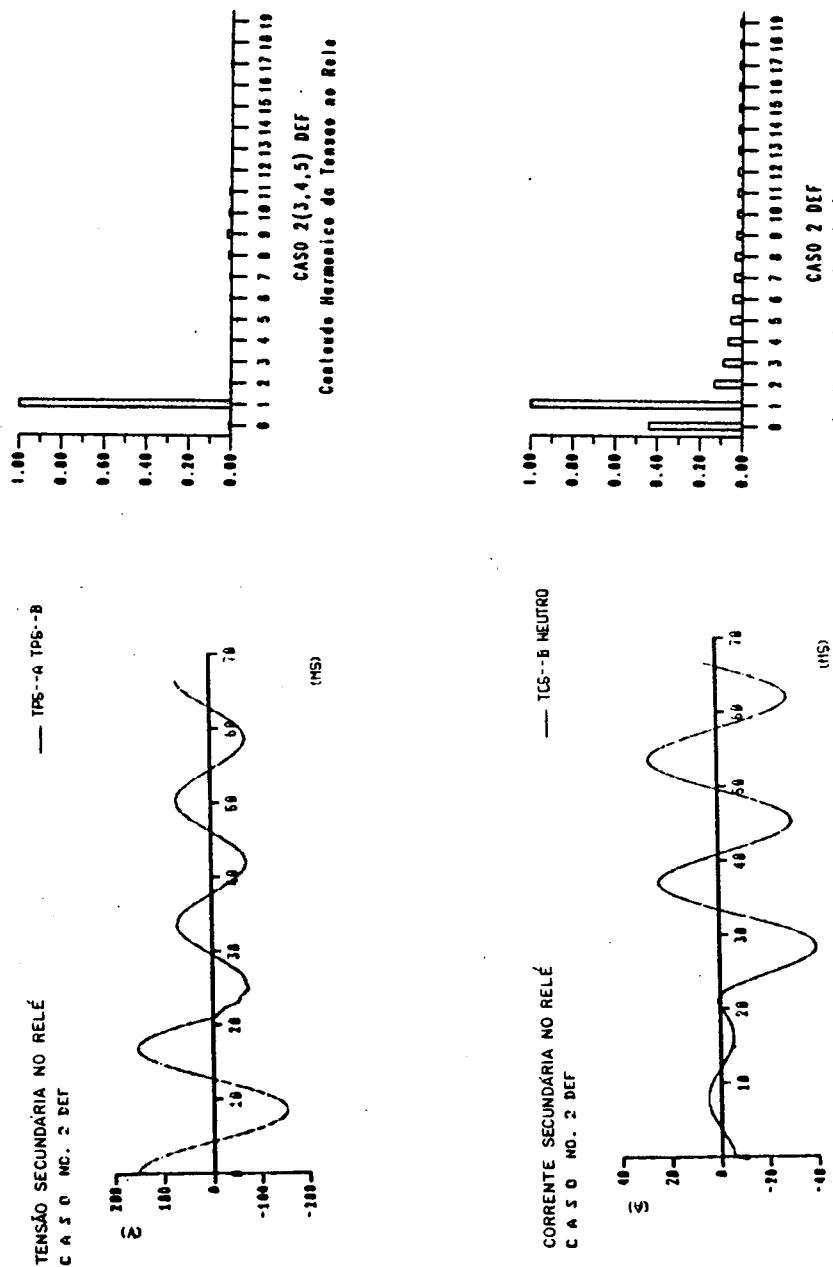


FIGURA 5.7 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 2D, E e F)

FIGURA 5.7 - Formas de onda e conteúdo harmônico da tensão e da corrente (CASOS 2D, E e F).

Em relação aos tempos de atuação, observou-se uma tendência bastante clara de maior velocidade para os curtos-circuitos iniciados em pontos próximos a zero. Os tempos de atuação para os curtos-circuitos iniciados no pico da tensão foram, na sua maioria absoluta, maiores que aqueles iniciados próximos a zero.

5.4 O Efeito da Saturação dos TCs

O efeito da saturação no desempenho do algoritmo foi estudado utilizando-se relações de TC que resultassem em formas de onda suficientemente distorcidas em função da carga utilizada nas simulações. Como resultado, obtiveram-se as figuras 5.11, 5.12 e 5.13 que mostram as formas de onda da corrente que se poderiam denominar como sendo resultantes de uma saturação baixa (tensão secundária no TC igual a 154.9 volts - veja os valores correspondentes à curva de excitação dos TCs utilizados, na figura 3.2), média (tensão secundária igual a 258V) e excessiva (tensão secundária igual a 774.3V) e que podem ser comparadas àquela da figura 5.6 onde os TCs estão trabalhando num ponto abaixo de qualquer saturação (tensão secundária igual a 12.9V).

O que se observou foi que a saturação dos TCs têm, assim como nos relés analógicos convencionais, um efeito bastante acentuado sobre o erro cometido pelo relé digital. Quando se analisam os valores médios e os desvios-padrões da reatância e da resistência, constata-se que eles vão ficando cada vez mais distantes do valor verdadeiro da impedância da linha, mostrando uma deterioração crescente dos valores obtidos, à medida que o

nível de saturação aumenta. A análise dos valores de erro um ciclo após o início da falta, também não deixa dúvidas sobre a diferença entre os valores calculados pelo algoritmo e o valor verdadeiro da impedância da linha.

No entanto, a despeito destes fatos, observou-se um comportamento, enquanto relê, bastante eficaz do algoritmo. Isto porque, para o que se chamou de saturação baixa e saturação média (figuras 5.11 e 5.12, respectivamente), o relê atuou corretamente em primeira zona ou segunda zona e em tempos que variaram de 15,3 a 37,5ms para a primeira zona. Para o caso denominado saturação excessiva, o relê não atuou em nenhuma das suas zonas de proteção. Veja o comportamento da trajetória da impedância no diagrama R-X para os casos 3A, 4A e 5A nas figuras 5.14, 5.15 e 5.16, respectivamente, e os compare entre si e com a trajetória para um caso sem saturação, como aquele mostrado na figura 5.1.

É importante que se ressalte que tanto o caso de saturação baixa como o de saturação média não ocorrem com frequência na prática porque as relações dos TCs são dimensionadas de forma compatível com as cargas permitidas e, normalmente, se acompanha a evolução do nível de curto-circuito do sistema para detetar eventuais limites excedidos. Já o caso da saturação excessiva é um caso que dificilmente ocorreria na prática exceto por um erro grosseiro na execução dos ajustes ou outro motivo qualquer imprevisível. Estes fatos são ainda mais relevantes à medida que os relês digitais forem substituindo os relês eletromagnéticos convencionais, porque os relês digitais, como os estáticos, oferecem cargas cada vez menores aos TCs, minimizando o problema da saturação. Concluindo, pode-se afirmar

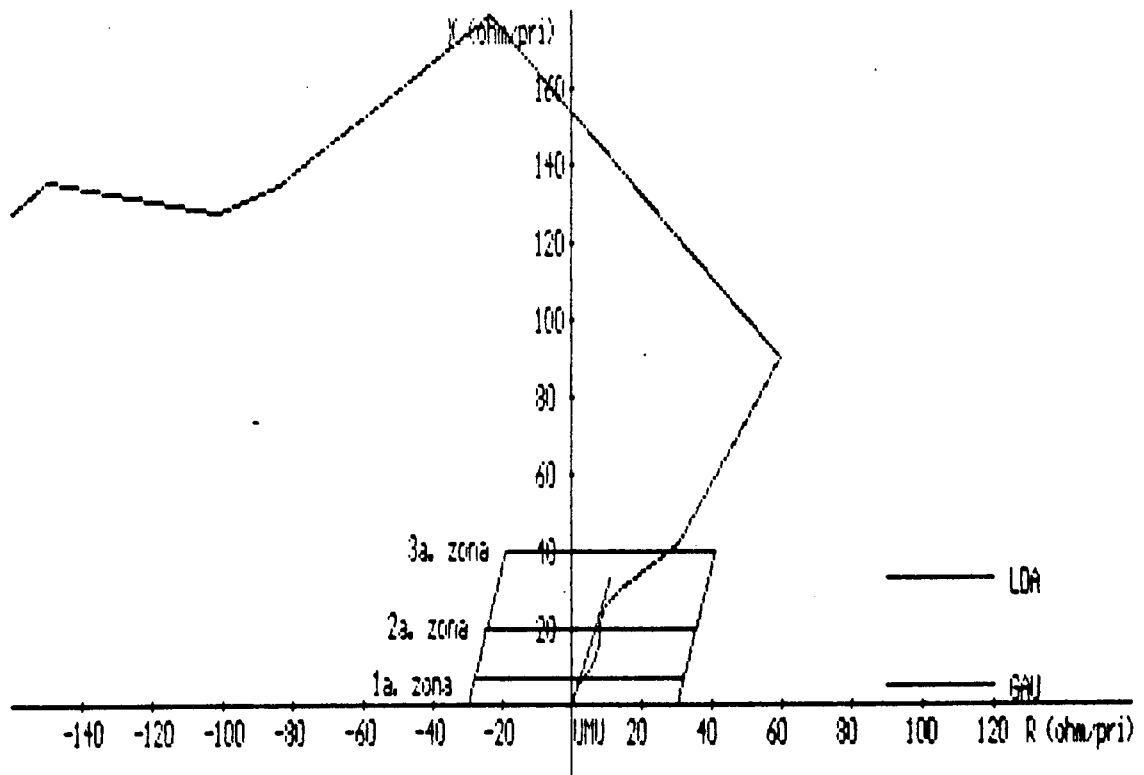


FIGURA 5.8 - Trajetória da impedância para o CAS06A. Início do curto-circuito no pico de tensão e linha curta.

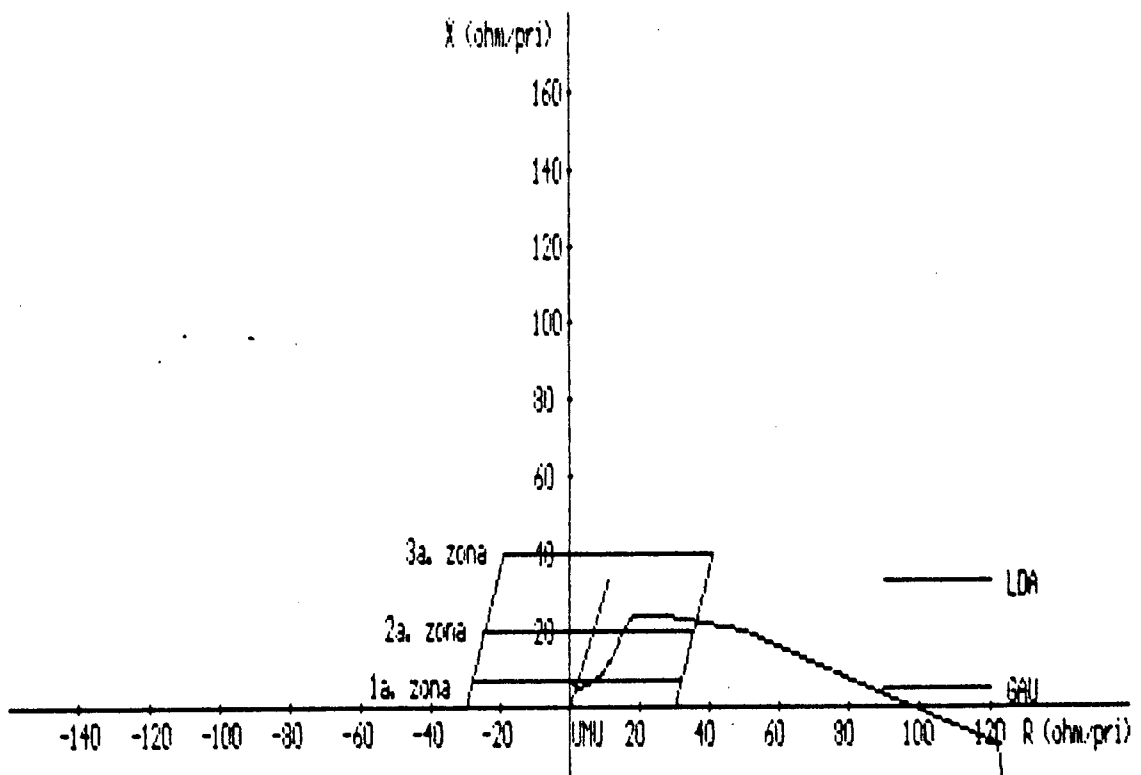


FIGURA 5.9 - Trajetória da impedância para o CAS06D. Início do curto-circuito num ponto intermediário da onda de tensão.

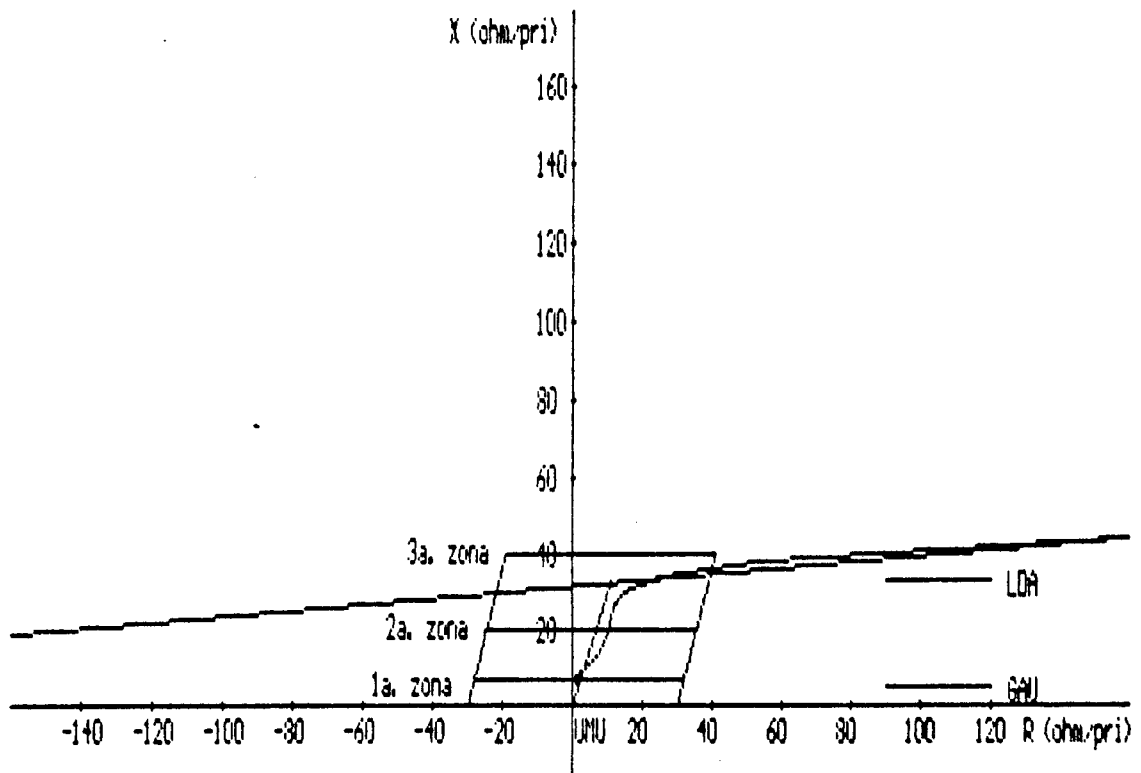
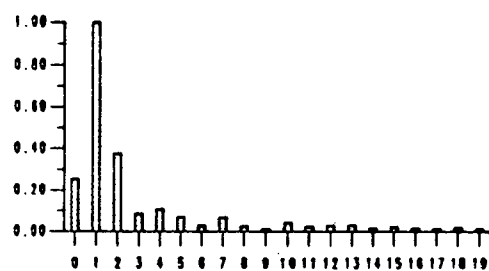
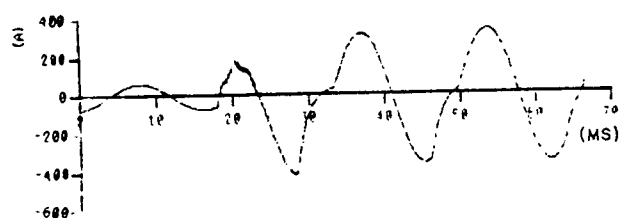


FIGURA 5.10 - Trajetória da impedância para o CAS066. Início do curto-circuito num ponto próximo a zero na onda de tensão.

CORRENTE SECUNDÁRIA NO RELÉ

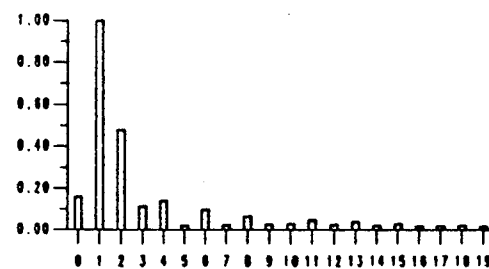
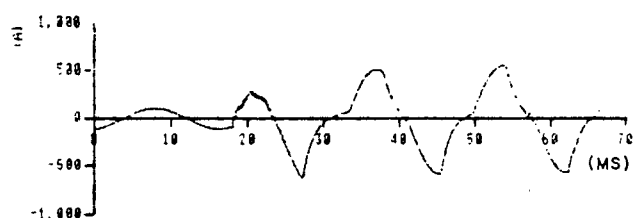


CASO 3 ABC

Conteúdo Harmônico da Corrente no Relé

FIGURA 5.11 - Forma de onda da corrente e respectivo espectro de frequência para os casos 3A, B e C.

CORRENTE SECUNDÁRIA NO RELÉ

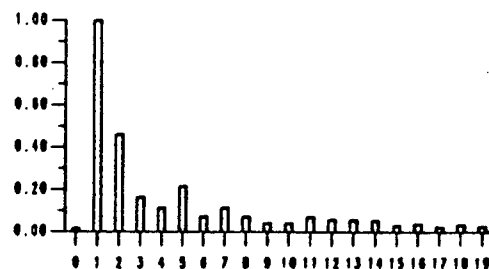
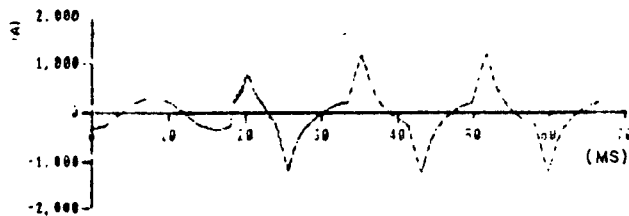


CASO 4 ABC

Conteúdo Harmônico da Corrente no Relé

FIGURA 5.12 - Forma de onda da corrente e respectivo espectro de frequência para os casos 4A, B e C.

CORRENTE SECUNDÁRIA NO RELÉ



CASO 5 ABC

Conteúdo Harmônico da Corrente no Relé

FIGURA 5.13 - forma de onda da corrente e respectivo espectro de frequência para os casos 5A, B e C.

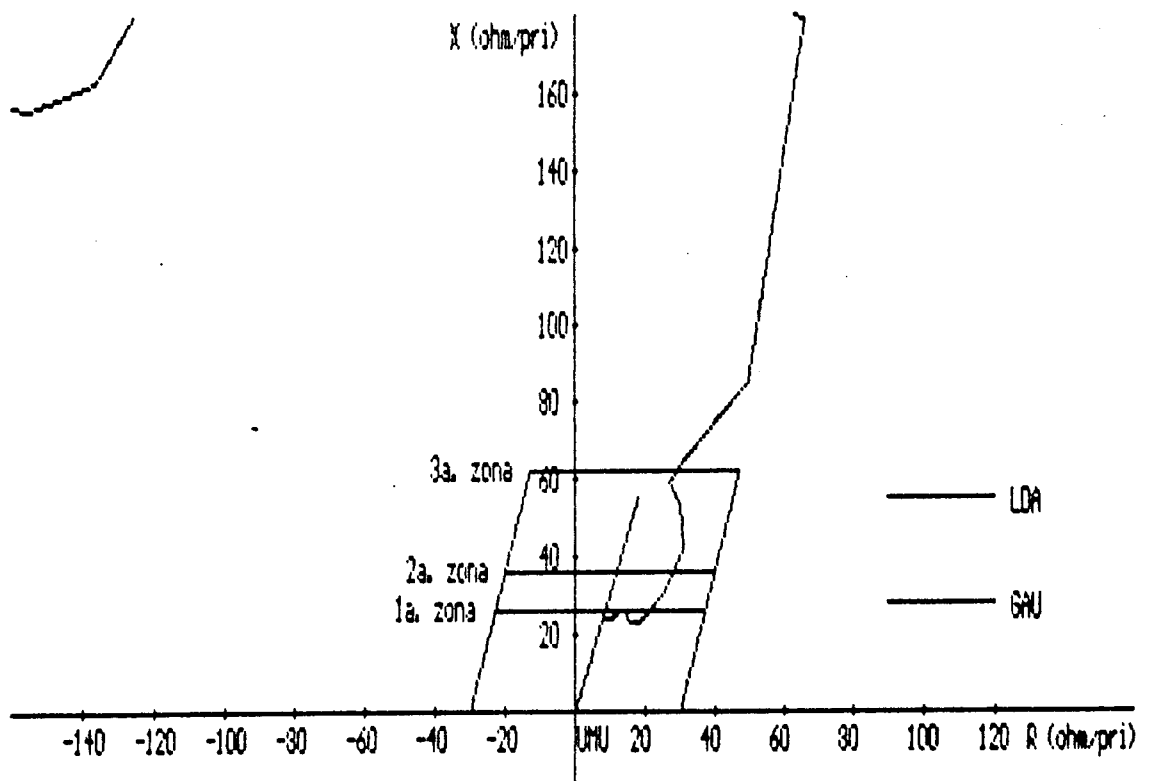


FIGURA 5.14 - Trajetória da impedância para o CAS03A (saturação baixa).

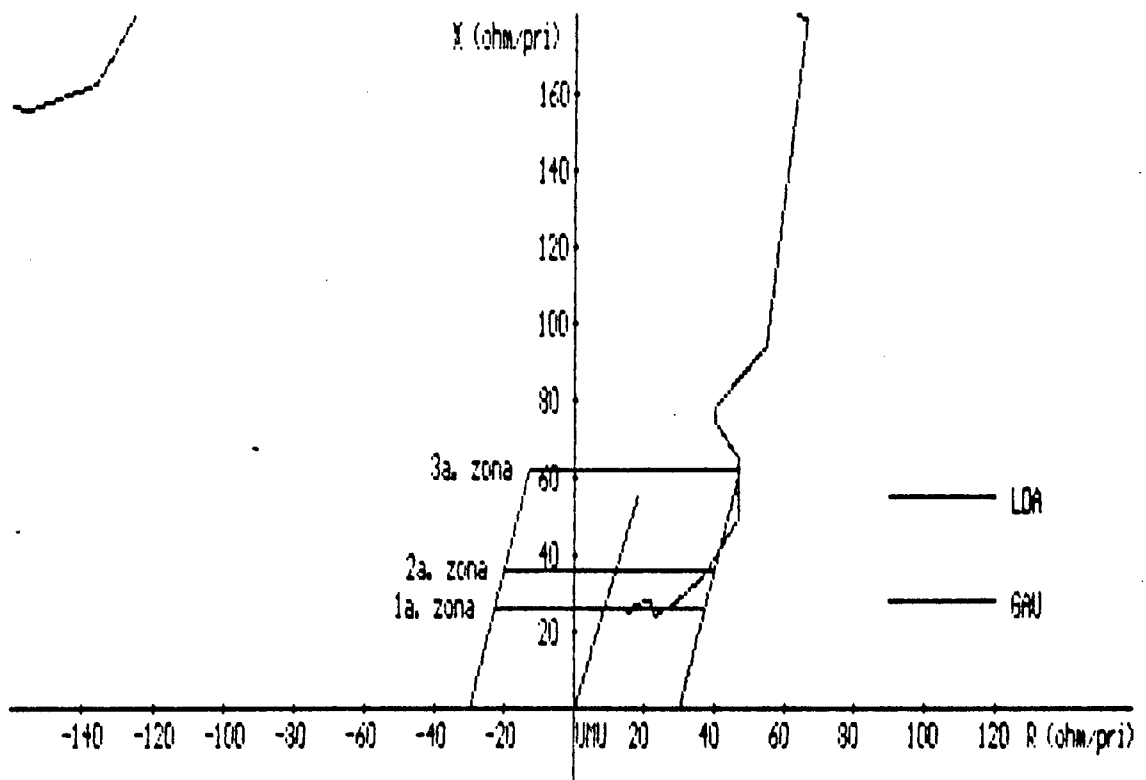


FIGURA 5.15 - Trajetória da impedância para o CAS04A (saturação média).

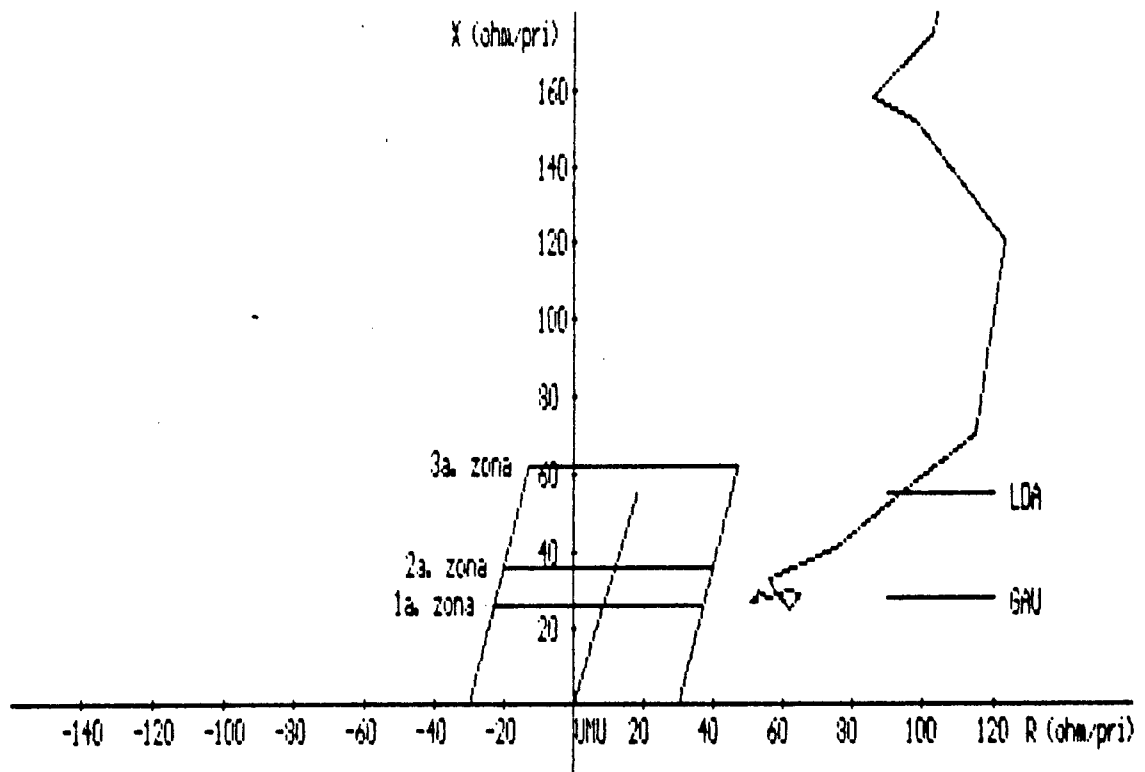


FIGURA 5.16 - Trajetória da impedância para o CAS05A (saturação excessiva).

que a saturação tem um efeito muito grande na exatidão do algoritmo, mas o relê tem uma grande margem de segurança no que diz respeito à sua atuação correta. Com relação ao tempo de atuação, observou-se que ele aumenta consideravelmente, chegando a dobrar em alguns casos, à medida que o nível de saturação aumenta.

Por outro lado, acredita-se que, num futuro não muito distante, os TCS (e TPs) sejam gradualmente substituídos por transdutores eletrônicos[23] que levarão aos relês sinais de entrada mais fiéis àqueles produzidos no sistema de potência. Como exemplo, podem-se citar os transdutores de corrente óptico-magnéticos e os de efeito Faraday que têm sido propostos ou que estão em desenvolvimento e são muitíssimo mais exatos, pois suas respostas transitórias são praticamente perfeitas.

5.5 O Efeito da Variação do Comprimento da Linha

Os curtos-circuitos simulados na barra UMU85 refletem condições reais de uma linha de transmissão de 56km do sistema da Copel e que pode ser considerada uma linha de comprimento médio. Para se analisar o efeito da variação do comprimento da linha no desempenho do relê, mantiveram-se todos os demais parâmetros fixos e alterou-se o seu comprimento para 14km e para 200km, caracterizando, em relação ao comprimento original, uma linha curta e outra longa.

Em relação aos valores médios de X para o cálculo no intervalo $[0-T]$, parece haver uma leve tendência de melhora à medida que se aumenta o comprimento da linha e os valores de R

não seguem um padrão definido. Para as médias feitas no intervalo $[1/4T-5/4T]$, os comportamentos de R e de X são completamente aleatórios. Os desvios-padrões aumentaram com o comprimento da linha, indicando uma maior dispersão em torno do valor médio e do valor verdadeiro da impedância da linha. Isto pode ser constatado comparando-se as trajetórias das impedâncias para uma linha curta, figura 5.8, com uma linha longa conforme ilustrado na figura 5.17.

Independentemente destas observações sobre os valores médios e os desvios-padrões, verifica-se que o erro porcentual para um ciclo após o início da falta é menor, em algumas situações, para as linhas mais longas, indicando uma tendência de melhor desempenho do algoritmo, mas não suficiente para afirmar que é um comportamento padrão. Um fato importante notado, também, foi o comportamento oscilatório do sinal de "trip", função da exatidão do algoritmo, para a linha curta, o que pode causar recusa de atuação em primeira zona, resultando numa atuação temporizada em segunda zona, como aconteceu nos casos 6A e 6G, conforme ilustrado nas tabelas 5.4 e 5.5.

Pode-se notar, também, que, mesmo nos casos em que o relê atuou corretamente em primeira zona, a análise até o final dos três ciclos de falta mostrou que a impedância se estabilizaria na segunda zona, conforme ilustra a tabela 5.6.

De uma forma geral, a variação no comprimento da linha de transmissão não foi um fator preponderante no desempenho do algoritmo que pode ser considerado, em termos práticos, como insensível a estas variações, ressalvadas, naturalmente, as

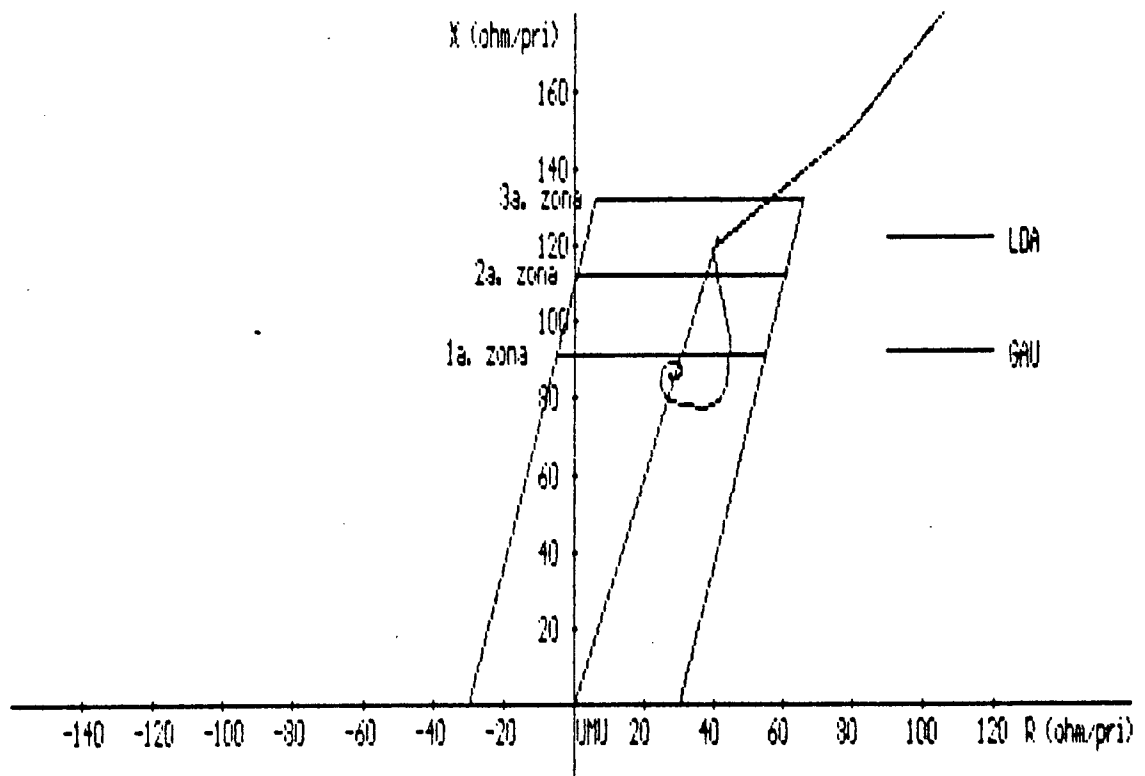


FIGURA 5.17 - Trajetória da impedância para uma linha longa (CAS07A).

particularidades citadas acima. Com relação ao tempo de atuação do relê, não houve um comportamento que mostrasse, neste aspecto, uma tendência definida.

5.6 O Efeito da Resistência de Arco

A resistência de arco, em geral, ou tem um efeito mínimo sobre a proteção de distância ou é um problema muito sério. Normalmente a resistência de arco é insignificante e isto é confirmado por muitos anos de experiência de campo, onde vários tipos diferentes de relês analógicos convencionais estão em uso em aplicações similares com bom desempenho[17]. Na realidade, os arcos são bastante variáveis e não se dispõe de dados específicos de campo sobre eles e que são difíceis de serem obtidos na prática. Existem valores comumente aceitos baseados em fórmulas empíricas[15,17,18] que são função da corrente de curto-circuito, do comprimento do arco, etc.

Na prática, a resistência de arco tende a iniciar com um valor baixo (nos primeiros 1/4 a 1/2 ciclo de falta não há, praticamente, resistência de arco[8]), manter-se por um tempo apreciável para depois crescer exponencialmente. Eventualmente, quando atinge um valor bastante elevado, o arco é interrompido, a resistência cai bruscamente e o ciclo é repetido. Valores típicos de 1Ω e 2Ω podem existir por cerca de 0,5 segundos, podendo chegar posteriormente em valores entre 25Ω e 50Ω [17]. Na realidade, este comportamento retrata a verdadeira natureza da resistência de arco, ou seja, ela é um elemento não linear. Num curto-circuito real, o arco, em si, produz componentes harmônicas

C:\> Entre com nome do arquivo NONE.EXT casódada
 Nome do CASO : CAS06A
 Entre com o valor de impedancia para comparacao :Z1 /arg 6.16 71.9

IZ1	arg	zona1	zona2	zona3	IZ1	arg	zona1	zona2	zona3	IZ1	arg	zona1	zona2	zona3	IZ1	arg	zona1	zona2	zona3	
223.10	166.68	0	0	0	223.19	166.64	0	0	0	223.19	166.64	0	0	0	223.19	166.64	0	0	0	1
230.50	157.10	0	0	0	292.29	137.77	0	0	0	292.29	137.77	0	0	0	292.29	137.77	0	0	0	3
163.15	128.47	0	0	0	158.20	122.62	0	0	0	158.20	122.62	0	0	0	158.20	122.62	0	0	0	5
180.36	97.33	0	0	0	107.44	56.09	0	0	0	107.44	56.09	0	0	0	107.44	56.09	0	0	0	7
51.66	53.70	0	0	0	34.18	63.67	0	0	0	34.18	63.67	0	0	0	34.18	63.67	0	0	0	9
27.39	69.39	0	0	0	22.65	68.16	0	0	0	22.65	68.16	0	0	0	22.65	68.16	0	0	0	11
17.13	61.34	0	0	0	10.77	57.08	0	0	0	10.77	57.08	0	0	0	10.77	57.08	0	0	0	13
7.35	68.66	0	0	0	6.59	63.95	0	0	0	6.59	63.95	0	0	0	6.59	63.95	0	0	0	15
6.19	66.63	0	0	0	6.01	68.54	0	0	0	6.01	68.54	0	0	0	6.01	68.54	0	0	0	17
5.93	70.84	0	0	0	5.80	73.21	0	0	0	5.80	73.21	0	0	0	5.80	73.21	0	0	0	19
5.87	73.76	0	0	0	6.10	73.38	0	0	0	6.10	73.38	0	0	0	6.10	73.38	0	0	0	21
6.24	73.31	0	0	0	6.40	72.50	0	0	0	6.40	72.50	0	0	0	6.40	72.50	0	0	0	23
6.47	71.59	0	0	0	6.39	70.68	0	0	0	6.39	70.68	0	0	0	6.39	70.68	0	0	0	25
6.26	70.47	0	0	0	6.18	70.59	0	0	0	6.18	70.59	0	0	0	6.18	70.59	0	0	0	27
6.13	71.44	0	0	0	6.12	71.56	0	0	0	6.12	71.56	0	0	0	6.12	71.56	0	0	0	29
6.11	71.74	0	0	0	6.10	71.80	0	0	0	6.10	71.80	0	0	0	6.10	71.80	0	0	0	31
6.16	72.04	0	0	0	6.12	72.34	0	0	0	6.12	72.34	0	0	0	6.12	72.34	0	0	0	33
6.24	72.28	0	0	0	6.20	72.69	0	0	0	6.20	72.69	0	0	0	6.20	72.69	0	0	0	35

TABELA 5.4 - Estado dos sinais de "trip" para uma atuação em 2ª zona para linha curta (CAS06A).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

CIF

Entre com nome do arquivo NONE.EXT caso66.dad
 Nome do CASO : CASO66
 Entre com o valor de impedancia para comparacao IZ: /arg 6.16 71.9

IZ:	arg	zona1	zona2	zona3	IZ:	arg	zona1	zona2	zona3	IZ:	arg	zona1	zona2	zona3
223.10	166.68	0	0	0	223.19	166.64	0	0	0	1	166.64	0	0	0
223.16	166.58	0	0	0	222.94	166.56	0	0	0	3	166.56	0	0	0
222.76	166.60	0	0	0	169.97	169.97	0	0	0	5	169.97	0	0	0
1191.55	182.82	0	0	0	176.20	14.20	0	0	0	7	14.20	0	0	0
65.85	35.09	0	0	0	41.97	53.20	0	0	0	9	53.20	0	0	0
33.31	63.44	0	0	0	27.76	65.40	0	0	0	11	65.40	0	0	0
21.36	61.27	0	0	0	14.34	59.16	0	0	0	13	59.16	0	0	0
9.47	68.99	0	0	0	7.77	79.12	0	0	0	15	79.12	0	0	0
6.48	76.30	0	0	0	5.63	71.14	0	0	0	17	71.14	0	0	0
5.50	73.71	0	0	0	3.84	73.86	0	0	0	19	73.86	0	0	0
5.91	76.94	0	0	0	6.16	77.13	0	0	0	21	77.13	0	0	0
6.35	75.73	0	0	0	6.52	73.72	0	0	0	23	73.72	0	0	0
6.55	72.05	0	0	0	6.43	70.50	0	0	0	25	70.50	0	0	0
6.29	70.16	0	0	0	6.16	70.68	0	0	0	27	70.68	0	0	0
6.89	71.17	0	0	0	6.07	71.59	0	0	0	29	71.59	0	0	0
6.85	71.92	0	0	0	6.06	72.13	0	0	0	31	72.13	0	0	0
6.18	72.37	0	0	0	6.13	72.52	0	0	0	33	72.52	0	0	0
6.19	72.49	0	0	0	6.23	72.22	0	0	0	35	72.22	0	0	0
6.26	72.26	0	0	0										

TABELA 5.5 - Estado dos sinais de "trip" para uma atuação em 2ª zona para linha curta (CASO66).

0 = não "trip"
 1 = "trip"

CMF
 Entre com nome do arquivo NONE.EXIT casoó.dad CAS06D
 Nome do CASO : IZ: /arb 6.16 71.9
 Entre com o valor de impedancia para comparacao

IZ1	arq	zonal	zona2	zona3	IZ1	arq	zonal	zona2	zona3	IZ1	arq	zonal	zona2	zona3
223.16	166.68	0	0	0	0	166.64	0	0	0	223.19	166.64	0	0	0
223.16	166.58	0	0	0	2	166.35	0	0	0	222.65	166.35	0	0	0
231.67	168.40	0	0	0	4	180.19	0	0	0	314.03	180.19	0	0	0
698.17	285.13	0	0	0	6	355.05	0	0	0	172.95	355.05	0	0	0
53.99	21.28	0	0	0	8	41.28	0	0	0	36.05	41.28	0	0	0
29.35	51.85	0	0	0	10	52.91	0	0	0	24.90	52.91	0	0	0
19.43	46.78	0	0	0	12	48.93	0	0	0	12.60	48.93	0	0	0
7.59	47.65	0	0	0	14	58.25	0	0	0	5.86	58.25	0	0	0
3.40	62.38	0	0	0	16	67.28	0	0	0	5.25	67.28	0	0	0
5.38	71.42	1	0	0	18	74.33	1	0	0	5.51	74.33	1	0	0
5.77	76.14	0	0	0	20	76.68	0	0	0	6.86	76.68	0	0	0
6.34	75.92	0	0	0	22	74.16	0	0	0	6.52	74.16	0	0	0
6.55	71.92	0	1	0	24	78.28	0	1	0	6.44	78.28	0	1	0
6.28	69.68	0	0	0	26	69.92	0	0	0	6.14	69.92	0	0	0
6.07	70.55	0	1	0	28	71.19	0	1	0	6.04	71.19	0	1	0
6.85	71.66	0	1	0	30	72.04	0	1	0	6.07	72.04	0	1	0
6.09	72.48	0	1	0	32	72.67	0	1	0	6.13	72.67	0	1	0
6.19	72.66	0	1	0	34	72.29	0	1	0	6.24	72.29	0	1	0
6.26	72.31	0	1	0	36		0	1	0			0	1	0

TABELA 5.6 - Estado dos sinais de "trip" para uma atuação em 1ª zona e estabilização em 2ª zona para linha curta (CAS06D).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

que se constituem em mais um fator de deterioração do sinal de tensão, principalmente[1] e, em última instância, em mais um sinal de erro ou de ruído. Assim, com tantas variáveis, fica bastante difícil representar uma resistência de arco com qualquer grau de certeza ou realidade. Portanto, estabeleceu-se uma simulação no EMTP de forma que se tivesse um caso de resistência (fixa) cujos valores estivessem dentro da faixa mais comumente admitida com o único objetivo de verificar o comportamento do algoritmo nesta situação específica. O EMTP permite a modelagem de elementos não lineares e pode ser objeto de futura pesquisa do autor. Para tanto, foram considerados dois valores de resistência de arco de 15Ω e 30Ω , correspondentes à metade e ao valor total de ajuste da componente resistiva da característica quadrilateral do relê.

Os valores médios e os desvios-padrões de R e X calculados para os intervalos $[0-T]$ e $[1/4T-5/4T]$ não mostraram nenhuma tendência ao se inserir uma resistência de falta, resultando num comportamento aleatório para todos os casos. Os valores de erro porcentual para um ciclo após a falta apresentaram-se semelhantes, mostrando que a resistência de falta não influenciou a exatidão do algoritmo. No entanto, é importante destacar que, apesar de todos os casos simulados com resistência de 15Ω terem resultado em atuação correta do relê, em primeira zona, uma análise até o final dos quatro ciclos mostrou que o valor calculado se estabilizaria na segunda zona ou ficaria oscilando entre a primeira e a segunda zonas. A tabela 5.7 mostra um caso típico destes, onde o sinal de "trip" é emitido em 23,59ms ($i=18$) e depois permanece a sinalização de segunda zona.

até o final dos quatro ciclos. A figura 5.18 ilustra a trajetória da impedância no diagrama R-X para este caso.

Isto ocorre devido ao aparecimento da componente reativa causada pela corrente de "infeed" na resistência [15,17]. Este fenômeno também é responsável pela recusa de atuação para todos os casos simulados com impedância de falta de 30Ω . Note-se que, se não houvesse a componente reativa, provavelmente o comportamento oscilatório da impedância calculada pelo algoritmo entraria em uma das zonas de proteção, já que a impedância estaria no limite da característica quadrilateral do relê. A tabela 5.8 mostra um caso típico desta recusa de atuação do relê e a figura 5.19 ilustra a trajetória da impedância de falta.

Portanto, a existência ou não de uma resistência de falta, pode não afetar a exatidão do algoritmo, porém a componente reativa que aparece devido à corrente de "infeed", pode causar uma recusa de atuação por parte do relê quando a resistência estiver próxima ao limite de ajuste do relê, caracterizando um subalcançe, ou causar uma atuação em zonas temporizadas para valores menores de resistência de arco. É importante lembrar que este fenômeno também ocorre em relês analógicos. Com relação ao tempo de atuação do relê, observou-se uma ligeira tendência de aumento neste tempo para o caso de resistência de 15Ω em relação ao caso sem resistência de arco.

Entre com nome do arquivo nome.EXIT casolêda
 base do CASO 1 CASO10A
 Entre com o valor de impedância para comparacao :Z1 /arg 34.82 48.14

:Z1	arg	zona1	zona2	zona3	:Z1	arg	zona1	zona2	zona3	=
281.97	166.98	0	0	0	0	166.98	0	0	0	1
273.16	145.96	0	0	0	0	145.96	0	0	0	3
248.87	133.83	0	0	0	0	133.83	0	0	0	5
248.24	63.77	0	0	0	0	63.77	0	0	0	7
88.24	59.88	0	0	0	0	59.88	0	0	0	9
67.42	61.23	0	0	0	0	61.23	0	0	0	11
46.59	46.65	0	0	0	0	46.65	0	0	0	13
35.68	43.43	0	0	0	0	43.43	0	0	0	15
33.89	45.75	0	0	0	0	45.75	0	0	0	17
34.01	46.56	1	0	0	0	46.56	1	0	0	19
34.25	49.30	0	0	0	0	49.30	0	0	0	21
34.90	49.30	0	0	0	0	49.30	0	0	0	23
34.89	48.58	0	1	0	0	48.58	0	1	0	25
34.59	48.72	0	1	0	0	48.72	0	1	0	27
34.76	48.84	0	1	0	0	48.84	0	1	0	29
34.69	48.54	0	1	0	0	48.54	0	1	0	31
34.55	48.82	0	1	0	0	48.82	0	1	0	33
34.75	48.93	0	1	0	0	48.93	0	1	0	35

0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30
32
34
36

:Z1	arg	zona1	zona2	zona3
281.97	166.98	0	0	0
273.16	145.96	0	0	0
248.87	133.83	0	0	0
248.24	63.77	0	0	0
88.24	59.88	0	0	0
67.42	61.23	0	0	0
46.59	46.65	0	0	0
35.68	43.43	0	0	0
33.89	45.75	0	0	0
34.01	46.56	1	0	0
34.25	49.30	0	0	0
34.90	49.30	0	0	0
34.89	48.58	0	1	0
34.59	48.72	0	1	0
34.76	48.84	0	1	0
34.69	48.54	0	1	0
34.55	48.82	0	1	0
34.75	48.93	0	1	0

TABELA 5.7 - Estado dos sinais de "trip" para uma falta com resistência de 15Ω (CASO10A).

0 = não "trip"
 1 = "trip"

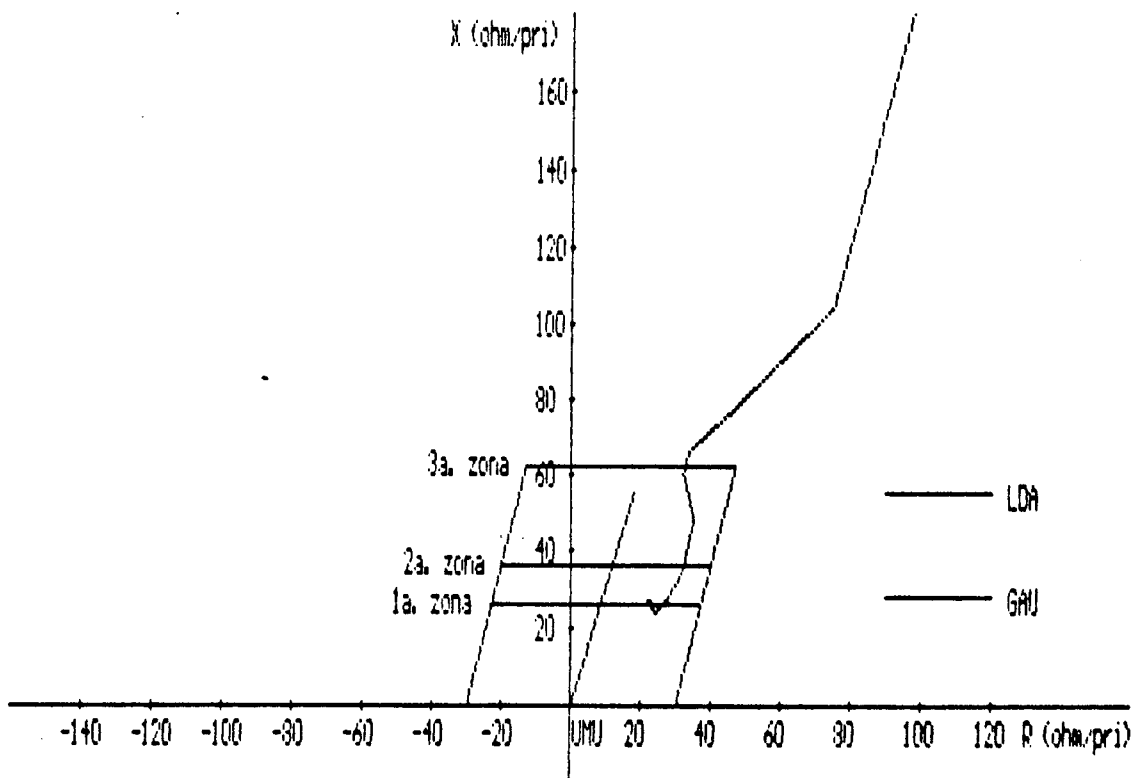


FIGURA 5.18 - Trajetória da impedância para uma falta com resistência de 15Ω (CASO10A).

Entre com nome do arquivo NOME.EXT casolia.dad CASO11A
 Nome do CASO : :2: /arg 49.56 36.20
 Entre com o valor de impedancia para comparacao

!Z:	arg	zonal	zona2	zona3	!Z:	arg	zonal	zona2	zona3	=
281.85	167.01	0	0	0	281.97	146.98	0	0	0	= 1
290.18	160.67	0	0	0	278.36	138.31	0	0	0	= 3
255.19	141.87	0	0	0	278.93	138.32	0	0	0	= 5
412.38	118.34	0	0	0	323.58	63.05	0	0	0	= 7
166.42	52.05	0	0	0	118.03	56.03	0	0	0	= 9
162.32	58.36	0	0	0	96.10	54.04	0	0	0	= 11
84.43	43.54	0	0	0	65.28	35.71	0	0	0	= 13
54.08	33.88	0	0	0	50.83	33.55	0	0	0	= 15
49.48	32.87	0	0	0	49.23	34.94	0	0	0	= 17
49.48	33.92	0	0	0	49.26	36.36	0	0	0	= 19
48.98	36.73	0	0	0	49.02	36.88	0	0	0	= 21
49.25	36.96	0	0	0	49.43	36.97	0	0	0	= 23
49.58	36.79	0	0	0	49.44	36.78	0	0	0	= 25
49.29	36.76	0	0	0	49.25	36.89	0	0	0	= 27
49.38	36.95	0	0	0	49.52	36.98	0	0	0	= 29
49.53	36.73	0	0	0	49.41	36.61	0	0	0	= 31
49.27	36.67	0	0	0	49.23	36.85	0	0	0	= 33
49.33	36.94	0	0	0	49.46	36.92	0	0	0	= 35
49.59	37.13	0	0	0			0	0	0	= 36

TABELA 5.8 - Estado dos sinais de "trip" para uma falta com resistência de 30Ω (CASO11A).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

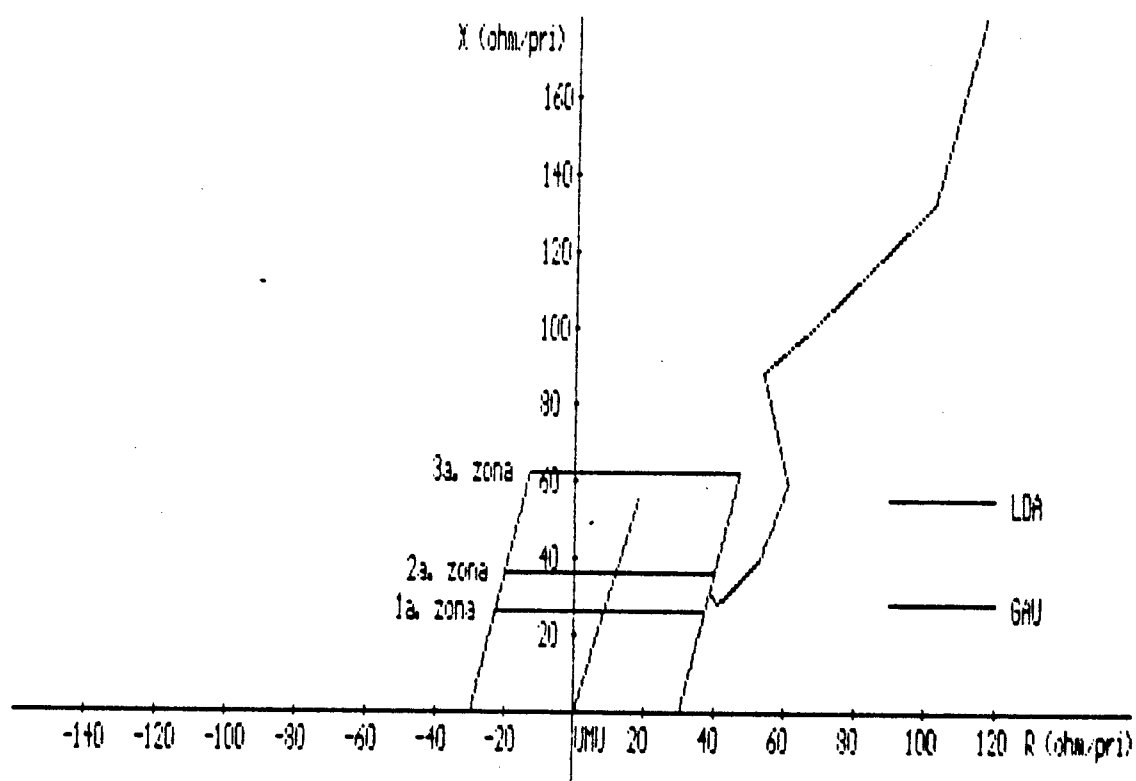


FIGURA 5.19 - Trajetória da impedância para uma falta com resistência de 30Ω (CASO11A).

5.7 O Efeito da Utilização de Parâmetros Distribuídos e Concentrados na Representação das Linhas de Transmissão

O objetivo deste estudo de sensibilidade à variação de parâmetros foi verificar a importância de se utilizar o modelo mais completo possível de uma linha de transmissão, dentro dos recursos do EMTF. Isto foi feito realizando-se as simulações com a alteração dos parâmetros de todas as linhas de transmissão do sistema equivalentado de distribuídos para concentrados, por meio de uma opção do EMTF.

Em relação aos valores médios e desvios-padrões das impedâncias, não se notou nenhuma tendência ocasionada pela alteração dos parâmetros das linhas de transmissão. Analisando-se os valores de erros percentuais para o primeiro ciclo de falta, verifica-se, também, um comportamento aleatório, sem haver nenhuma tendência. Um detalhe importante que foi observado nas simulações de curto-circuito com parâmetros concentrados, foi um conteúdo harmônico dos sinais de tensão gerados bastante irreal. Como exemplo, veja as figuras 5.20, 5.21 e 5.22 que mostram a forma e o conteúdo harmônico da tensão e da corrente. Pela forma de onda pode-se observar uma deformação bastante acentuada, mas o espectro de frequências mostra que não há harmônicas até 1140Hz. Uma análise posterior de cada forma de onda mostrou a existência de harmônicas de ordem 80 a 98 as quais não ocorrem na prática nas condições reais de um curto-circuito[59].

Portanto, a utilização de parâmetros concentrados não traz diferença, em termos práticos do desempenho do algoritmo, e nem apresenta valores próximos aos reais como resultado das

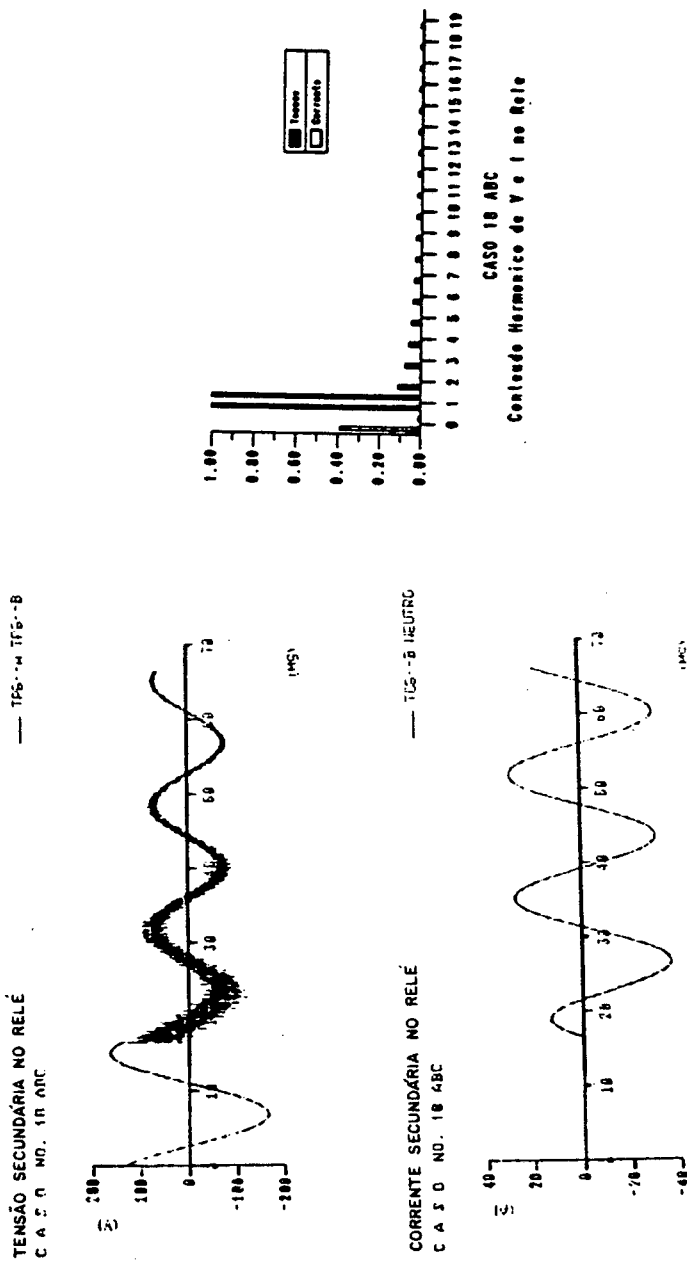


FIGURA 5.20 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (casos 18A, B e C)

FIGURA 5.20 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (CASOS 18A, B e C)

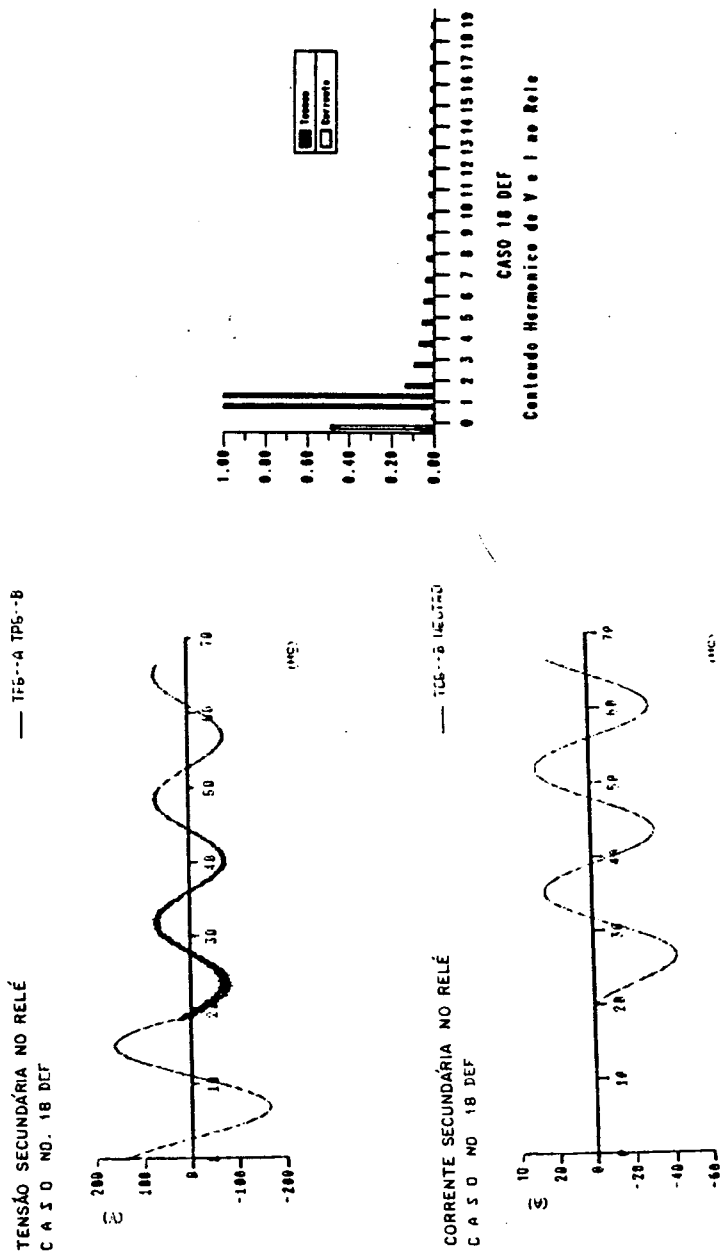


FIGURA 5.21 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (casos 18D, E e F)

FIGURA 5.21 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (CASOS 18D, E e F)

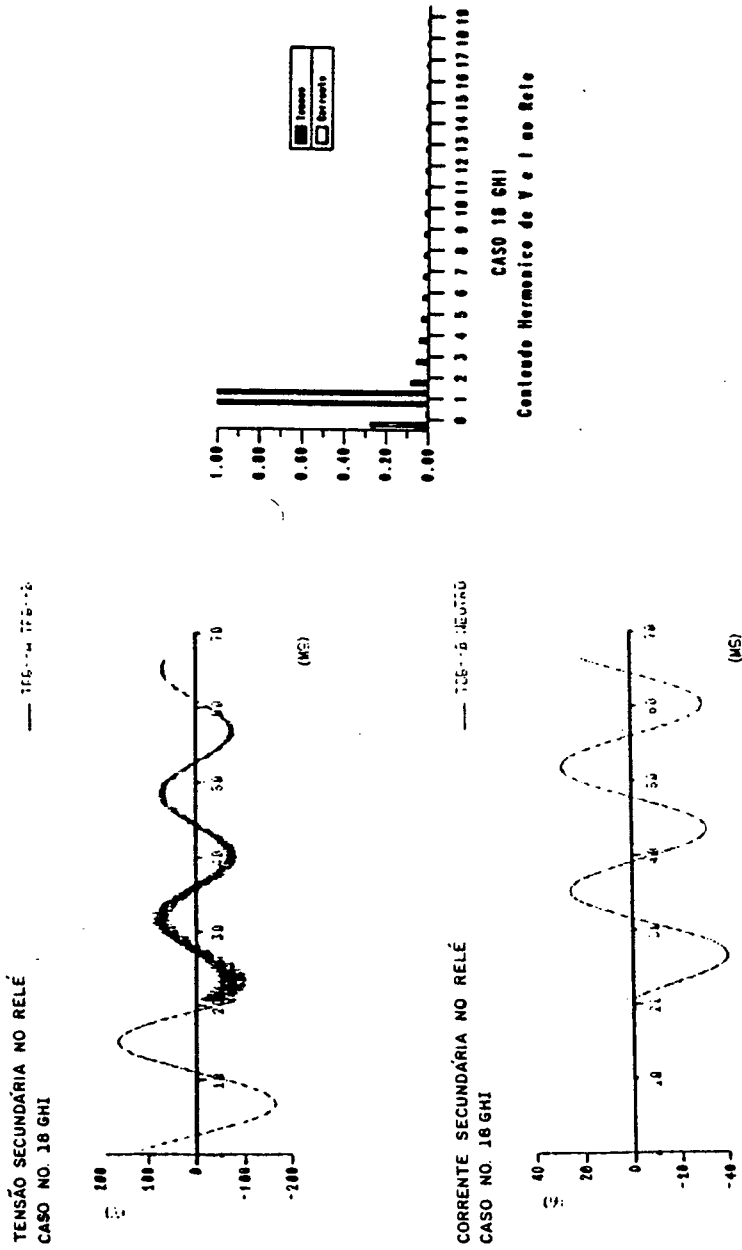


FIGURA 5.22 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (casos 18G, H e I)

FIGURA 5.22 - Formas de onda e conteúdo harmônico para linhas com parâmetros concentrados (CASOS 18G, H e I)

simulações do EMTF, no que se refere às correntes e, principalmente, às tensões. Com relação ao tempo de atuação do relê, pode-se afirmar que ele permaneceu fundamentalmente o mesmo em todos os casos.

5.8 A Consideração da Corrente de Carga

O objetivo desta análise foi verificar se a consideração do fluxo de potência nas linhas afeta, de alguma forma, o desempenho do algoritmo. Para isto, foram processados casos idênticos com a única diferença de não haver potência, ativa ou reativa, circulando em todo o sistema equivalente, utilizado na simulação dos curtos-circuitos, em um conjunto de casos.

Os resultados mostraram uma tendência do algoritmo apresentar valores médios mais próximos do valor real da impedância da linha e menores desvios padrões, calculados no intervalo $[0-T]$, quando não havia corrente de carga. Porém, isto não aconteceu na maioria absoluta dos casos; além disso, quando se analisam estes mesmos valores para o intervalo $[1/4T-5/4T]$, esta tendência desaparece e o comportamento se torna aleatório. A análise dos erros percentuais para um ciclo após o início da falta, não revelou nenhuma tendência, considerando-se ou não a corrente de carga. Por outro lado, as formas de onda, principalmente da tensão, apresentaram maior distorção e com conteúdo harmônico mais rico sem a corrente de carga. Compare as figuras 5.6 e 5.7 com as figuras 5.23 e 5.24 que mostram as

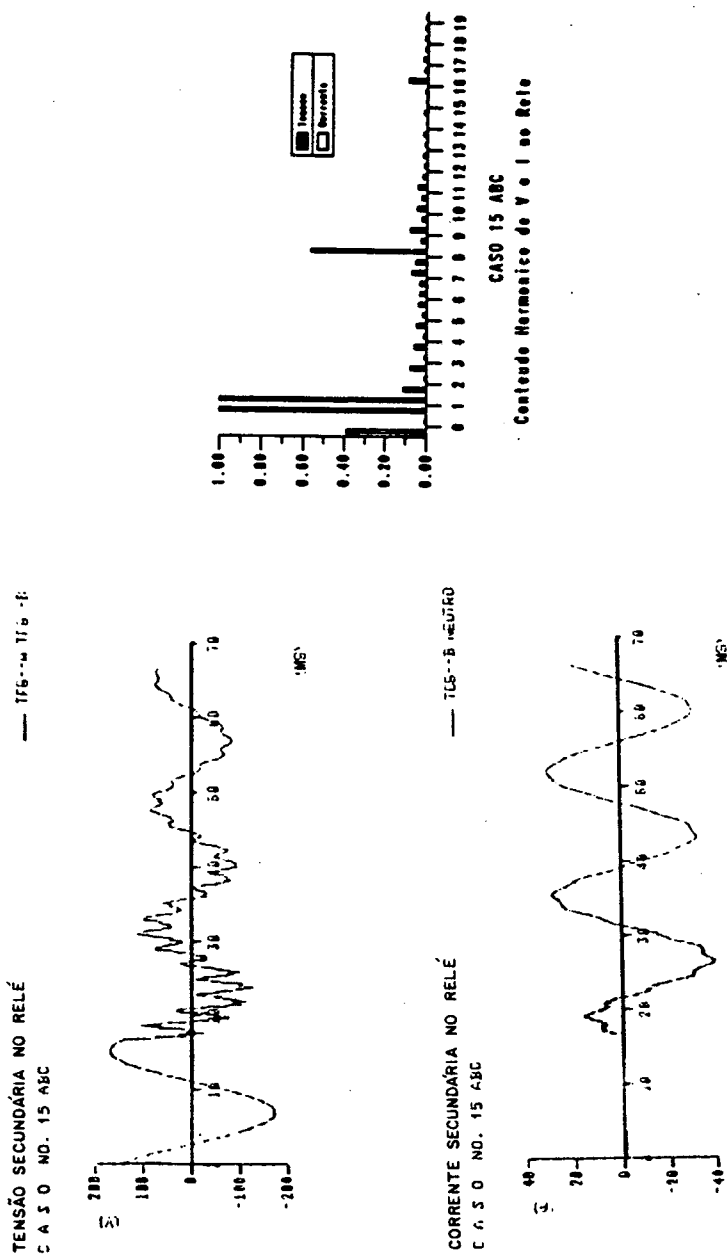


FIGURA 5.23 - Formas de onda e conteúdo harmônico sem corrente de carga (casos 15A, B e C)

FIGURA 5.23 - Formas de onda e conteúdo harmônico sem corrente de carga (CASOS 15A, B e C).

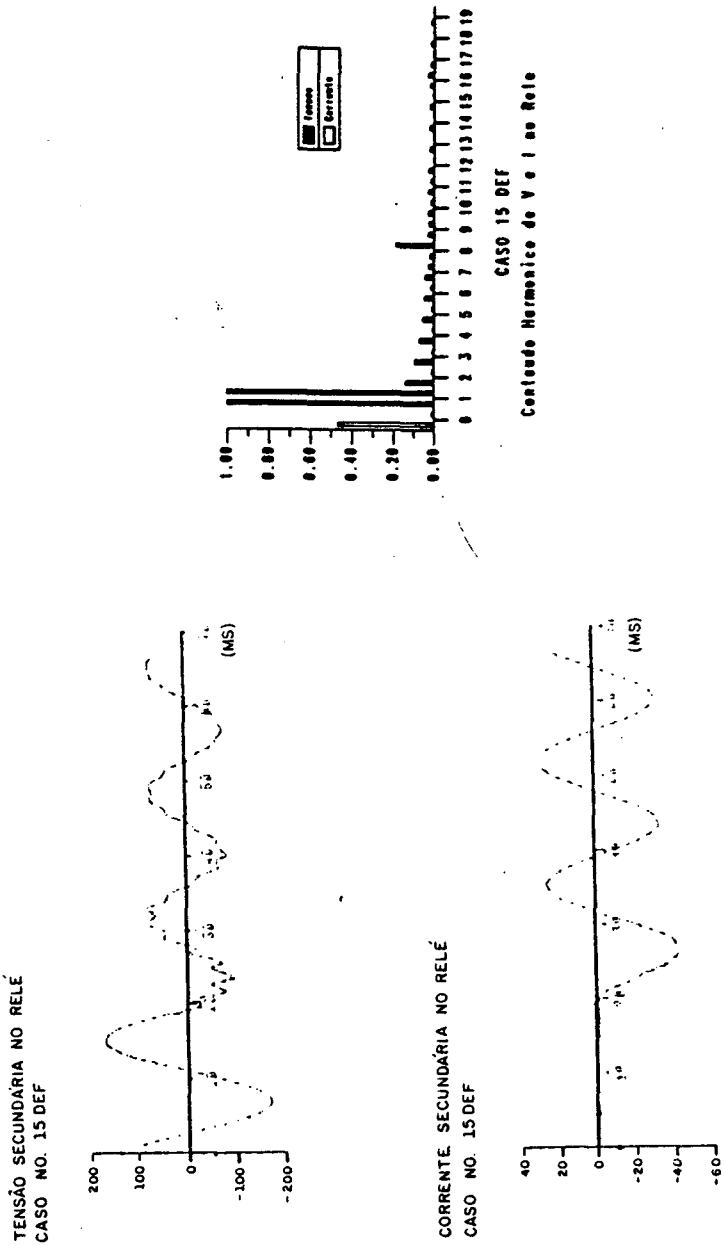


FIGURA 5.24 - Formas de onda e conteúdo harmônico sem corrente de carga (casos 15D, E e F)

FIGURA 5.24 - Formas de onda e conteúdo harmônico sem corrente de carga (CASOS 15D, E e F).

formas de onda e o espectro de frequências para as mesmas condições, exceto pela ausência da corrente de carga.

Fazendo-se uma análise global, verificou-se que a existência da corrente de carga na linha de transmissão protegida não altera, sob o ponto de vista prático, o desempenho do algoritmo. Com relação ao tempo de atuação do relé, observou-se uma ligeira tendência de redução deste tempo para os casos em que não havia corrente de carga.

5.9 O Curto-circuito na Frente do Relé

Um curto-circuito na frente do relé tem como característica produzir tensões próximas de zero nas fases envolvidas no curto-circuito. Neste caso, o comportamento do relé digital mostrou-se similar aos relés analógicos convencionais operando nas mesmas condições. Em todos os casos, constatou-se uma variação bastante grande nos valores de impedância calculados pelo algoritmo, indicando que o relé pode não atuar em algumas condições ou pode atuar em tempos variáveis que dependerão da combinação de vários fatores, tais como a corrente de carga e a utilização de parâmetros distribuídos ou concentrados. Este comportamento indica, também, que poderá haver uma atuação indevida para faltas próximas e atrás do relé, que é uma condição em que ele deveria manter uma direcionalidade correta, mesmo com a tensão nula. As tabelas 5.9, 5.10 e 5.11 mostram os casos 86, 8H e 8I, respectivamente, que ilustram um caso de curto-circuito na frente do relé para as três taxas de amostragem. Nota-se claramente a oscilação dos valores de impedância calculados,

C1f Entre com nome do arquivo NONE.TXT caso8g.dad CAS08G
 Nome do CASO : IZ: /arg 0.01 22.0
 Entre com o valor de impedancia para comparacao

IZ:	arg	zona1	zona2	zona3	IZ:	arg	zona1	zona2	zona3
281.85	167.01	0	0	0	0	166.98	0	0	0
281.95	166.92	0	0	0	2	166.89	0	0	0
281.45	166.92	0	0	0	4	174.89	0	0	0
552.51	323.53	0	0	0	6	0.37	0	0	0
40.75	25.72	0	0	0	8	46.96	0	0	0
21.70	57.24	0	0	0	10	56.74	0	0	0
12.30	48.06	1	0	0	12	40.38	1	0	0
1.97	75.31	1	0	0	14	121.19	1	0	0
0.94	127.01	1	0	0	16	295.71	0	0	0
0.00	39.62	1	0	0	18	72.48	1	0	0
0.00	189.37	0	0	0	20	277.53	0	0	0
0.00	337.85	0	0	0	22	43.85	0	0	0
0.00	61.28	1	0	0	24	355.66	0	0	0
0.00	3.38	1	0	0	26	10.58	1	0	0
0.00	26.64	1	0	0	28	29.50	1	0	0
0.00	18.51	1	0	0	30	19.21	1	0	0
0.00	21.66	1	0	0	32	23.72	1	0	0
0.00	24.14	1	0	0	34	22.48	1	0	0
0.00	22.88	1	0	0	36				

TABELA 5.9 - Estado dos sinais de "trip" para uma falta na frente do relê (CAS08G).

0 = não "trip"
 1 = "trip"

Cif
 Entre com nome do arquivo NOME.EXT caso8h.dad
 nome do CASO: 1 CASO8H
 Entre com o valor de impedancia para comparacao :Z1 /arg 0.01 22.0

!Z1	arg	zona1	zona2	zona3	!Z1	arg	zona1	zona2	zona3	!Z1	arg	zona1	zona2	zona3
281.83	167.87	0	0	0	0	167.85	0	0	0	282.89	167.85	0	0	0
282.28	167.88	0	0	0	2	166.94	0	0	0	282.33	166.94	0	0	0
283.21	166.87	0	0	0	4	166.83	0	0	0	281.76	166.83	0	0	0
281.63	166.82	0	0	0	6	166.85	0	0	0	281.33	166.85	0	0	0
281.13	166.98	0	0	0	8	169.06	0	0	0	298.92	169.06	0	0	0
378.17	176.25	0	0	0	10	283.89	0	0	0	717.91	283.89	0	0	0
485.63	316.57	0	0	0	12	144.58	0	0	0	144.58	144.58	0	0	0
85.34	358.85	0	0	0	14	53.54	0	0	0	53.54	53.54	0	0	0
38.49	24.85	0	0	0	16	39.63	0	0	0	11.55	11.55	0	0	0
26.21	46.88	0	0	0	18	37.19	0	0	0	37.19	37.19	0	0	0
21.46	56.72	0	0	0	20	33.46	0	0	0	33.46	33.46	0	0	0
17.55	54.49	0	0	0	22	19.61	0	0	0	56.89	56.89	0	0	0
12.03	43.44	0	0	0	24	15.04	0	0	0	49.84	49.84	0	0	0
5.38	32.31	0	0	0	26	8.66	0	0	0	36.62	36.62	0	0	0
1.16	74.87	0	0	0	28	2.75	0	0	0	38.00	38.00	0	0	0
1.65	125.82	0	0	0	30	1.50	0	0	0	114.67	114.67	0	0	0
0.52	124.81	0	0	0	32	0.00	0	0	0	125.28	125.28	0	0	0
0.00	135.29	0	0	0	34	0.00	0	0	0	48.00	48.00	0	0	0
0.00	65.65	0	0	0	36	0.00	0	0	0	312.72	312.72	0	0	0
0.00	16.68	0	0	0	38	0.00	0	0	0	257.44	257.44	0	0	0
0.00	318.49	0	0	0	40	0.00	0	0	0	32.99	32.99	0	0	0
0.00	75.31	0	0	0	42	0.00	0	0	0	17.87	17.87	0	0	0
0.00	28.82	0	0	0	44	0.00	0	0	0	1.83	1.83	0	0	0
0.00	3.77	0	0	0	46	0.00	0	0	0	45.75	45.75	0	0	0
0.00	17.66	0	0	0	48	0.00	0	0	0	37.19	37.19	0	0	0
0.00	26.17	0	0	0	50	0.00	0	0	0	17.29	17.29	0	0	0
0.00	19.27	0	0	0	52	0.00	0	0	0	18.43	18.43	0	0	0
0.00	18.89	0	0	0	54	0.00	0	0	0	23.39	23.39	0	0	0
0.00	23.06	0	0	0	56	0.00	0	0	0	19.66	19.66	0	0	0
0.00	23.62	0	0	0	58	0.00	0	0	0	19.28	19.28	0	0	0
0.00	21.79	0	0	0	60	0.00	0	0	0	22.84	22.84	0	0	0
0.00	21.72	0	0	0	62	0.00	0	0	0	22.92	22.92	0	0	0
0.00	22.17	0	0	0	64	0.00	0	0	0	21.88	21.88	0	0	0
0.00	21.78	0	0	0	66	0.00	0	0	0	21.83	21.83	0	0	0
0.00	22.42	0	0	0	68	0.00	0	0	0	22.48	22.48	0	0	0
0.00	22.75	0	0	0	70	0.00	0	0	0	22.88	22.88	0	0	0
0.00	22.73	0	0	0	72	0.00	0	0	0	22.31	22.31	0	0	0

TABELA 5.10 - Estado dos sinais de "trip" para uma falta na frente do relê (CASO8H).

0 = não "trip"
 1 = "trip"

Entre com nome do arquivo **MONTE.EXIT** caso obli.dad **CASOBI**
 Nome do CASO **1** **:Z:** / **arg** **0.61 22.0**
 Entre com o valor de impedancia para comparacao

I:Z:	arg	zonal	zona2	zona3	I:Z:	arg	zonal	zona2	zona3
74.95	357.93	0	0	0	28	58.28	0	0	0
47.39	11.41	0	0	0	29	39.75	0	0	0
34.47	25.28	0	0	0	30	18.33	0	0	0
27.95	37.32	0	0	0	31	31.62	0	0	0
24.46	46.41	1	0	0	32	42.29	1	0	0
22.22	51.98	1	0	0	33	49.59	1	0	0
20.49	54.32	1	0	0	34	53.53	1	0	0
18.76	53.44	1	0	0	35	54.28	1	0	0
16.72	49.76	1	0	0	36	51.96	1	0	0
14.15	43.43	1	0	0	37	46.98	1	0	0
11.05	35.23	1	0	0	38	39.49	1	0	0
7.66	26.54	1	0	0	39	22.81	1	0	0
4.59	20.14	1	0	0	40	19.44	1	0	0
2.04	22.75	1	0	0	41	35.49	1	0	0
0.77	48.18	1	0	0	42	104.84	1	0	0
0.99	121.34	1	0	0	43	126.97	1	0	0
1.97	128.26	1	0	0	44	127.53	1	0	0
6.62	125.61	1	0	0	45	122.29	1	0	0
0.63	327.68	1	0	0	46	146.45	1	0	0
0.62	16.10	1	0	0	47	48.12	1	0	0
0.62	51.81	1	0	0	48	56.48	1	0	0
0.63	57.83	1	0	0	49	57.79	1	0	0
0.62	57.26	1	0	0	50	57.10	1	0	0
0.66	74.75	1	0	0	51	63.79	1	0	0
0.66	158.80	1	0	0	52	102.47	1	0	0
0.66	152.91	1	0	0	53	146.65	1	0	0
0.66	153.96	1	0	0	54	154.53	1	0	0
0.66	150.79	1	0	0	55	152.42	1	0	0
0.66	151.92	1	0	0	56	159.84	1	0	0
0.66	193.14	1	0	0	57	161.42	1	0	0
0.66	255.88	0	0	0	58	237.95	1	0	0
0.66	261.19	0	0	0	59	260.43	0	0	0
0.66	259.99	0	0	0	60	261.22	0	0	0
0.66	266.46	0	0	0	61	288.38	0	0	0
0.66	349.88	0	0	0	62	335.39	0	0	0
0.66	358.21	0	0	0	63	353.93	0	0	0
0.66	0.27	0	0	0	64	358.82	0	0	0
0.66	6.58	1	0	0	65	359.22	0	0	0
0.66	18.42	1	0	0	66	2.57	0	0	0
0.66	35.42	1	0	0	67	12.12	0	0	0
0.66	34.97	1	0	0	68	24.78	1	0	0
0.66	31.86	1	0	0	69	33.63	1	0	0
0.66	28.41	1	0	0	70	35.79	1	0	0
0.66	26.17	1	0	0	71	33.97	1	0	0
0.66	25.49	1	0	0	72	38.83	1	0	0
0.66	25.61	1	0	0	73	27.11	1	0	0
0.66	24.35	1	0	0	74	25.45	1	0	0
0.66	23.93	1	0	0	75	25.31	1	0	0
0.66	21.78	1	0	0	76	25.45	1	0	0
0.66	20.95	1	0	0	77	25.88	1	0	0
0.66	20.65	1	0	0	78	25.00	1	0	0
0.66	21.19	1	0	0	79	25.75	1	0	0
0.66	20.45	1	0	0	80	22.33	1	0	0
0.66	21.65	1	0	0	81	21.31	1	0	0
0.66	20.15	1	0	0	82	20.64	1	0	0
0.66	20.19	1	0	0	83	20.93	1	0	0
0.66	20.15	1	0	0	84	21.48	1	0	0

TABELA 5.11 - Estado dos sinais de "trip" para uma falta na frente do relê (CASOBI).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

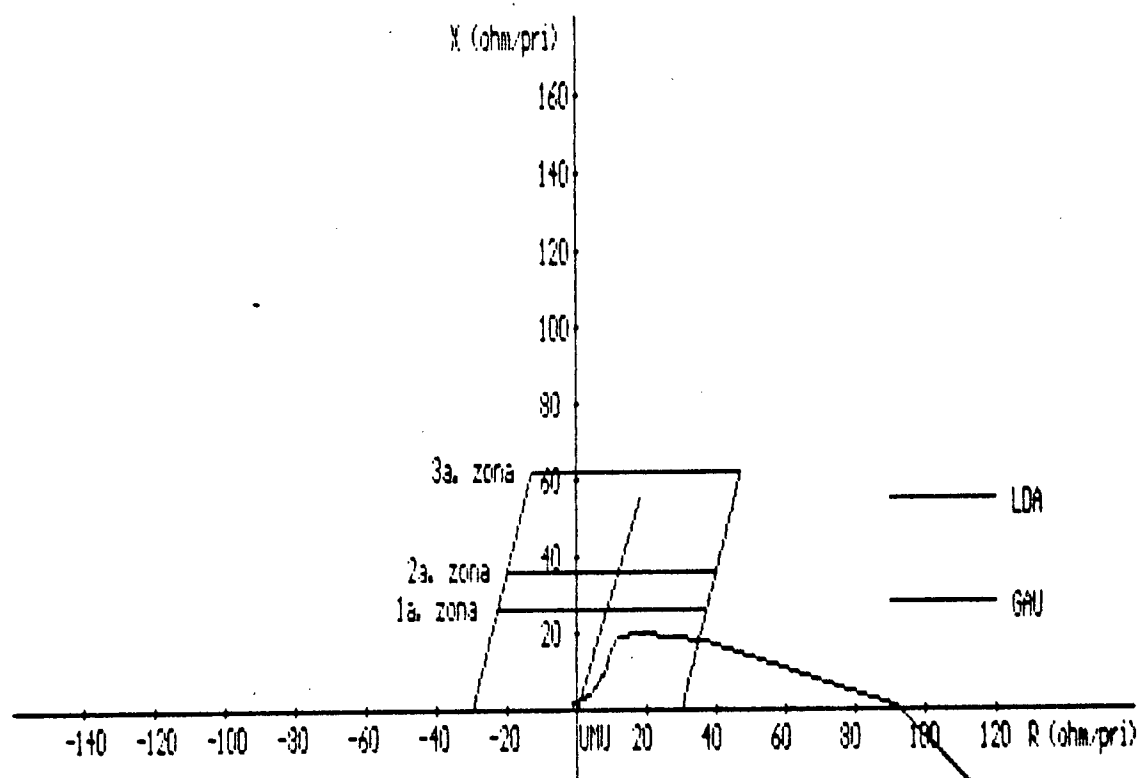


FIGURA 5.25 - Trajetória da impedância para um curto-circuito na frente do relê (CAS086).

principalmente no que se refere ao ângulo e ao estado dos sinais de "trip" indicando uma "indecisão" por parte do relê.

Este problema pode ser facilmente resolvido, no caso do relê digital, utilizando-se uma memória para armazenar os valores de tensão pré-falta [37,51,71,74] ou usando um esquema de sobrecorrente [70] sempre que o valor da tensão for insuficiente para obter um cálculo válido da impedância de curto-circuito. No caso de energização de linhas, com tensão de pré-falta nula (TPs na linha), Bornard e Bastide [69] consideraram a falta como sendo sempre na linha, isto é, a corrente de curto-circuito é considerada no sentido correto de "trip". A figura 5.25 ilustra a trajetória da impedância para um curto-circuito na frente do relê, referente ao caso 8G.

5.10 Comparação entre o Desempenho do Algoritmo de Fourier de Ciclo Completo e o Algoritmo de Fourier de Meio Ciclo

A comparação do desempenho destes dois algoritmos, no que se refere aos valores médios e desvios-padrões, foi realizada para valores equivalentes de janela, ou seja, para os intervalos $[0-T]$ e $[1/4T-5/4T]$. O primeiro intervalo foi escolhido porque, a partir dele, os valores dos erros percentuais da impedância já se mostravam baixos o suficiente para se obter uma comparação razoável entre os dois algoritmos e o segundo porque o período transitório inicia seu processo de estabilização. Desta forma, obtiveram-se comparações em duas situações distintas; sinais de tensão e corrente com muito ruído e com pouco ruído. Além disso, estas comparações foram feitas apenas para a taxa de 12 amostras por ciclo; primeiro porque a

análise da variação da taxa de amostragem foi feita de forma abrangente para o algoritmo de ciclo completo, mostrando a pouca influência desta variação e segundo porque a taxa mais adequada para uma aplicação real é de 12 amostras por ciclo, mostrando-se, inclusive, adequada para a linguagem C.

A análise dos valores de erros da média e dos desvios-padrões em relação ao valor verdadeiro para o intervalo $[0-T]$, mostrou, de uma forma geral, que o algoritmo de meio ciclo foi o que apresentou os menores valores, principalmente quando se utilizaram parâmetros distribuídos no modelo das linhas de transmissão. É interessante ressaltar que, para os três casos de saturação dos TCs, o algoritmo de meio ciclo apresentou os menores erros nos valores das médias e dos desvios-padrões, em relação ao valor verdadeiro, em todos os casos considerando-se o intervalo $[0-T]$. No entanto, a análise do intervalo $[1/4T-5/4T]$ mostrou um comportamento diferente daquele do intervalo anterior, mantendo-se, apenas, uma tendência de melhores médias e desvios-padrões para os três casos de saturação dos TCs, sendo que, em dois casos, os valores médios da reatância e seus respectivos desvios-padrões foram melhores para o algoritmo de ciclo completo.

Quando se analisam os valores dos erros percentuais um ciclo após o início da falta, verifica-se que, de um modo geral, o algoritmo de meio ciclo apresenta os menores valores de erro; esta tendência é notadamente mais acentuada para os curtos-circuitos que iniciam num valor de pico da tensão. Um outro fator que influenciou decisivamente no comportamento dos algoritmos, foi a

existência da resistência de arco, onde se observaram os menores valores de erros para o de meio ciclo.

De uma forma geral, o que se observou em relação ao desempenho dos dois algoritmos é que o de meio ciclo converge, como era de se esperar, muito mais rapidamente para o valor verdadeiro da impedância da linha, resultando num tempo de atuação menor do relê. Por outro lado, uma vez que ele atinge valores próximos àquela impedância, o algoritmo de meio ciclo comporta-se de forma mais oscilatória que o de ciclo completo. Isto foi verificado na maioria absoluta dos casos e pode ser melhor observado nas trajetórias das impedâncias nos diagramas R-X. A figura 5.26 mostra a trajetória da impedância para o caso4A, de saturação dos TCs. Comparando-se esta figura com a 5.15, fica evidente a diferença de comportamento entre às duas, mostrando que o algoritmo de meio ciclo é bem mais oscilatório.

Um caso que ilustra bem a diferença de comportamento entre os dois algoritmos é aquele em que a falta foi simulada numa linha longa, caso7A. Comparando-se a figura 5.27 com a figura 5.17, nota-se o comportamento mais oscilatório do algoritmo de meio ciclo.

Outro exemplo interessante e bem evidente é o caso15A que representa um curto-circuito no limite de ajuste da primeira zona do relê, com a linha em vazio. As figuras 5.28 e 5.29 mostram, respectivamente, as trajetórias das impedâncias calculadas, do caso15A, para os algoritmos de ciclo completo e meio ciclo, onde se pode notar a diferença na convergência dos dois casos. Uma consequência deste comportamento oscilatório é a

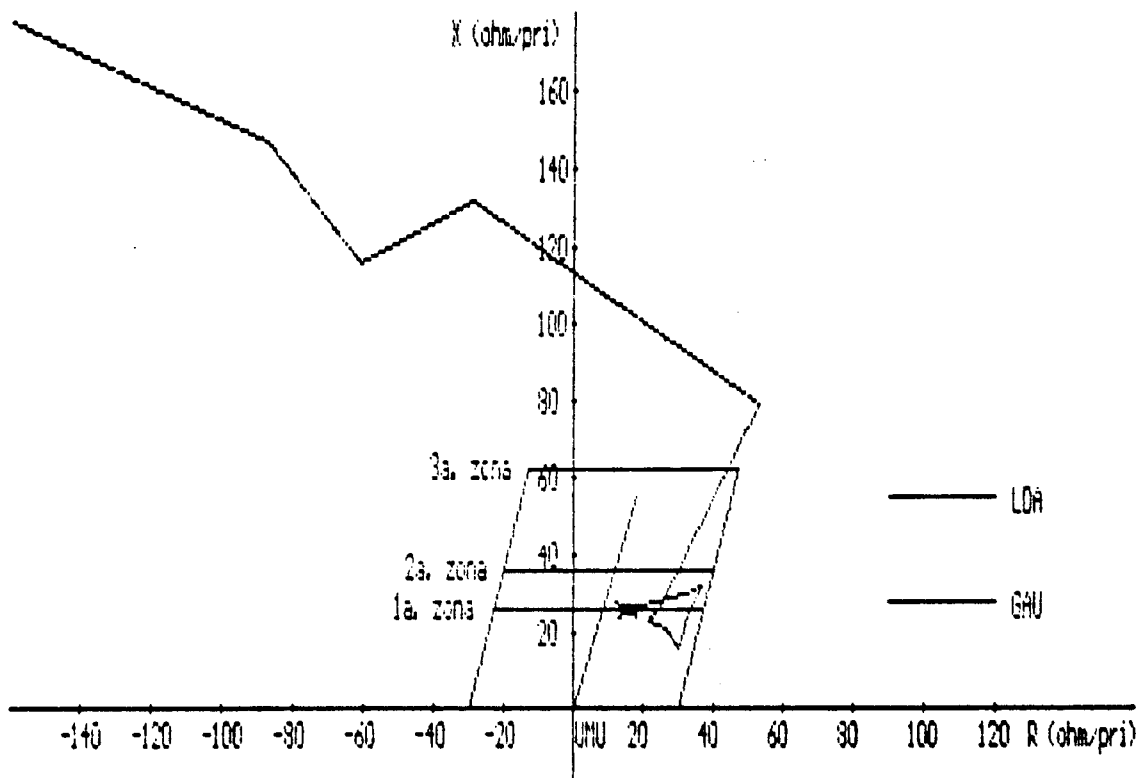


FIGURA 5.26 - Trajetória da impedância para o algoritmo de meio ciclo (CAS04A).

saída do valor de impedância calculado da primeira zona, fazendo com que o estado do sinal de "trip" seja alterado, indicando que ele está na segunda zona. Comparando as tabelas 5.12 e 5.13, onde se mostram as tabelas dos estados dos sinais de "trip" para o caso 15A para os dois algoritmos, e se pode constatar que o algoritmo de ciclo completo mantém o sinal estável em primeira zona enquanto que o de meio ciclo se altera.

Um outro aspecto que chamou a atenção, foi que o algoritmo de meio ciclo teve atuações corretas em primeira zona para os casos 6A e 6G, para os quais o algoritmo de ciclo completo atuou apenas em segunda zona, incorretamente (veja as tabelas 5.4 e 5.5).

Em relação aos tempos de atuação, observou-se que, exceto para os casos de curto-circuito na frente do relê, o algoritmo de meio ciclo foi mais rápido que o de ciclo completo, o que é surpreendente, já que se utilizam algoritmos de janela reduzida exatamente para serem mais rápidos[6] nas faltas próximas aos relês que são as de maior poder destrutivo e devem ser eliminadas mais rapidamente. Os tempos de atuação do algoritmo de ciclo completo ficaram entre os valores 4,8ms a 13,9ms para os casos de curto-circuito na frente do relê e entre 12,8ms e 37,5ms para os casos restantes. Para o algoritmo de meio ciclo, obtiveram-se valores entre 12,4ms e 19,4ms para os curtos-circuitos na frente do relê e entre 9,7ms e 27,9ms para os casos restantes. Portanto, de uma forma mais geral e para uma maior variedade de casos, o algoritmo de meio ciclo teve um tempo de eliminação de falta menor que o algoritmo de ciclo completo.

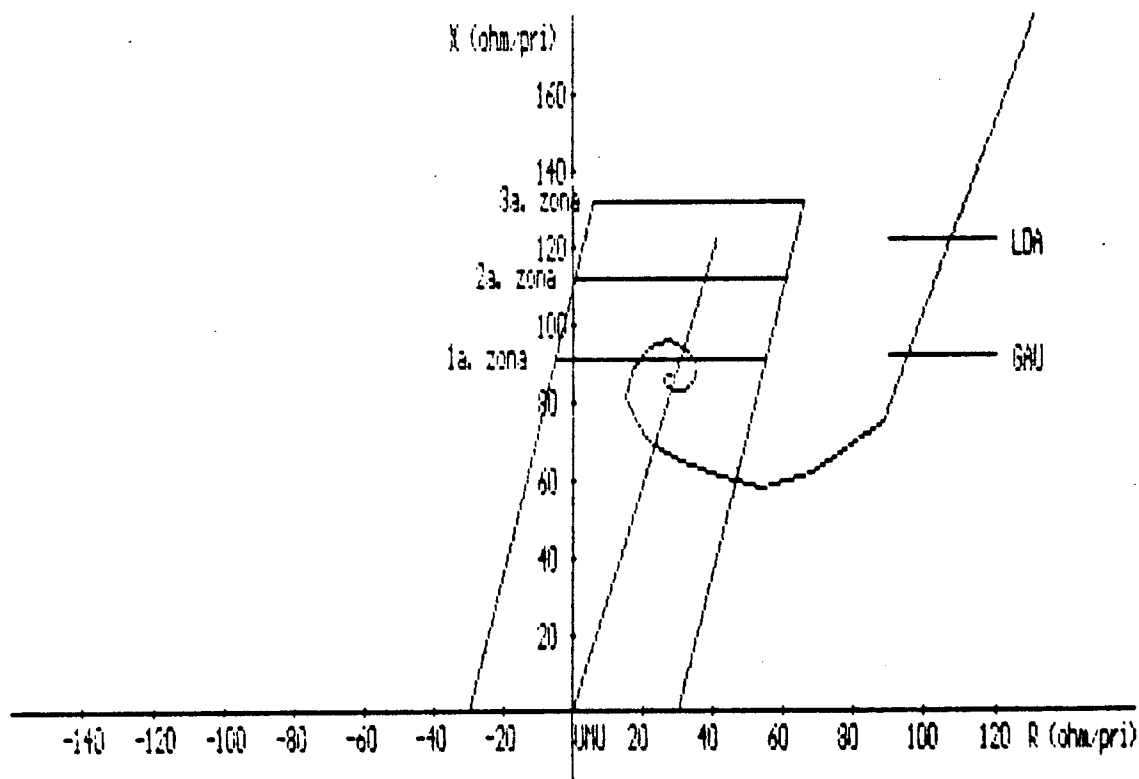


FIGURA 5.27 - Trajetória da impedância para o algoritmo de meio ciclo (CAS07A).

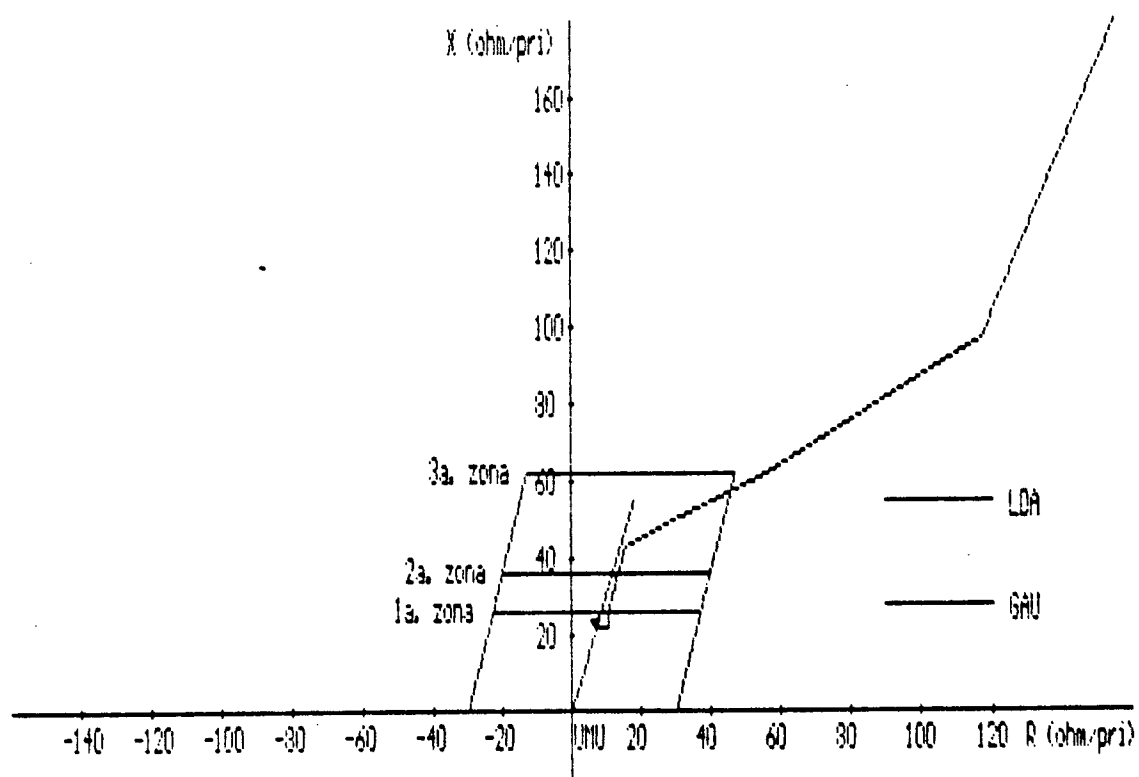


FIGURA 5.28 - Trajetória da impedância para o algoritmo de ciclo completo (CAS015A).

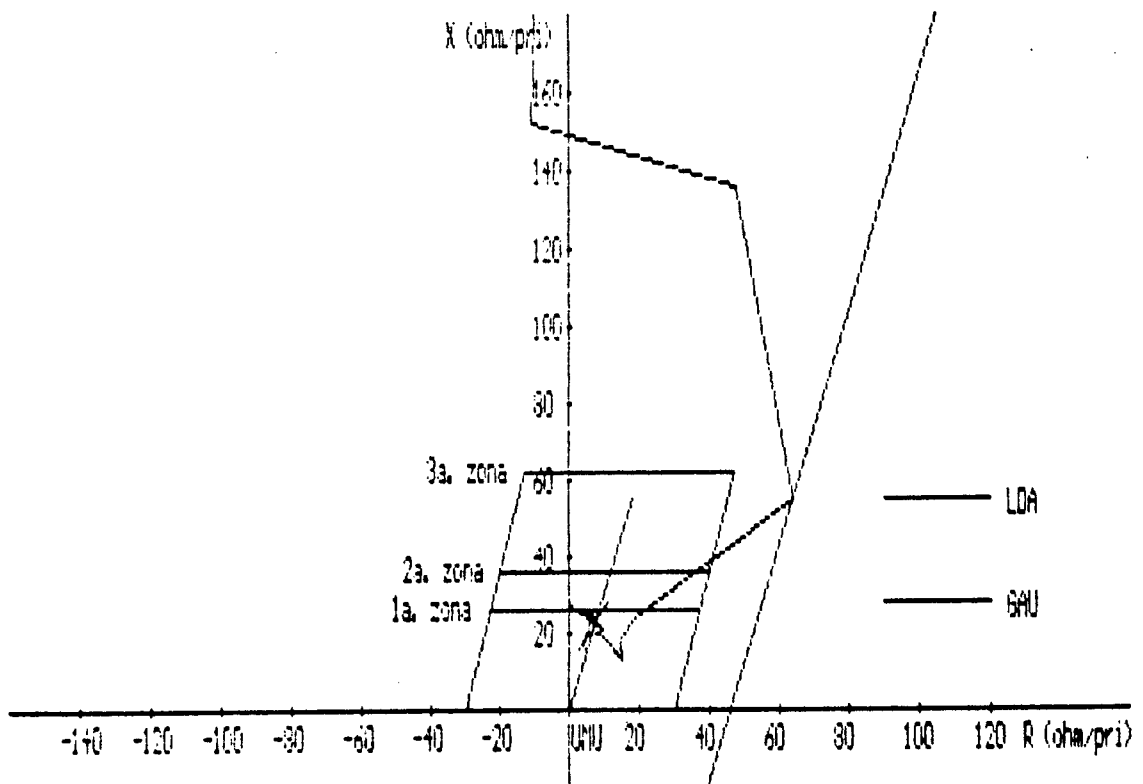


FIGURA 5.29 - Trajetória da impedância para o algoritmo de meio ciclo (CAS015A).

C/PP Entre com nome do arquivo NOME.EXIT caso15a.dad CASO15A
 Nome do CASO : :ZI /arg 24.04 71.9
 Entre com o valor de impedancia para comparacao

IZ:	arg	zona1	zona2	zona3	IZ:	arg	zona1	zona2	zona3	IZ:	arg	zona1	zona2	zona3
3999.64	252.44	0	0	0	4238.94	49.27	0	0	0	1	49.27	0	0	0
741.59	78.20	0	0	0	415.35	90.01	0	0	0	1	90.01	0	0	0
384.62	83.59	0	0	0	300.33	52.71	0	0	0	1	52.71	0	0	0
131.71	37.36	0	0	0	83.50	47.55	0	0	0	1	47.55	0	0	0
59.66	57.82	0	0	0	59.31	65.23	0	0	0	1	65.23	0	0	0
45.02	69.38	0	0	0	37.68	68.00	0	0	0	1	68.00	0	0	0
29.32	67.42	0	0	0	25.21	65.29	0	0	0	1	65.29	0	0	0
23.77	62.97	0	0	0	23.16	66.13	0	0	0	1	66.13	0	0	0
22.97	70.48	1	0	0	22.17	72.63	1	0	0	1	72.63	0	0	0
22.61	73.10	1	0	0	23.74	74.02	1	0	0	1	74.02	0	0	0
24.29	76.16	1	0	0	24.64	75.67	1	0	0	1	75.67	0	0	0
24.71	73.39	1	0	0	25.28	71.92	1	0	0	1	71.92	0	0	0
25.19	71.51	1	0	0	24.39	71.97	1	0	0	1	71.97	0	0	0
24.01	71.20	1	0	0	24.15	71.23	1	0	0	1	71.23	0	0	0
24.41	72.38	1	0	0	24.13	72.65	1	0	0	1	72.65	0	0	0
24.04	72.44	1	0	0	24.34	72.01	1	0	0	1	72.01	0	0	0
24.56	72.67	1	0	0	24.59	72.96	1	0	0	1	72.96	0	0	0
24.54	72.13	1	0	0	24.68	71.58	1	0	0	1	71.58	0	0	0
25.07	71.27	1	0	0										

TABELA 5.12 - Estado dos sinais de "trip" para uma atuação em 1ª zona para o algoritmo de ciclo completo (CASO15A).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

x C/fix
 Entre com nome do arquivo HOME,EXT caso15a.dad
 Nome do CASO : CAS015A
 Entre com o valor de impedancia para comparacao :Z1 /arg 24.64 71.9

!Z1	arg	zonal	zona2	zona3	i =	!Z1	arg	zonal	zona2	zona3	i =
4010.54	252.48	0	0	0	0	3996.60	252.43	0	0	0	1
570.56	67.38	0	0	0	2	229.78	92.08	0	0	0	3
152.23	94.11	0	0	0	4	143.65	70.52	0	0	0	5
84.11	40.24	0	0	0	6	30.33	52.87	0	0	0	7
22.72	49.63	0	0	0	8	19.75	38.78	0	0	0	9
21.37	61.96	1	0	0	10	21.27	72.16	1	0	0	11
15.93	78.84	1	0	0	12	21.32	74.38	1	0	0	13
24.83	76.17	1	0	0	14	26.93	89.53	1	0	0	15
23.25	79.48	0	0	0	16	24.68	71.32	0	0	0	17
29.47	67.65	0	0	0	18	26.23	69.58	0	0	0	19
23.76	74.57	0	0	0	20	22.60	64.36	0	0	0	21
23.84	69.91	1	0	0	22	24.94	73.36	1	0	0	23
22.50	74.97	1	0	0	24	23.16	73.86	1	0	0	25
24.70	69.89	1	0	0	26	25.37	75.96	1	0	0	27
25.01	74.51	1	0	0	28	23.82	71.72	1	0	0	29
26.30	70.48	1	0	0	30	25.29	70.42	1	0	0	31
24.31	73.91	1	0	0	32	23.78	70.96	1	0	0	33
24.43	70.39	1	0	0	34	25.28	71.84	1	0	0	35
24.34	72.27	1	0	0	36						

TABELA 5.13 - Estado dos sinais de "trip" para uma atuação em 1ª zona para o algoritmo de meio ciclo (CAS015A).
 0 = não "trip"
 1 = "trip"

É importante ressaltar que, num caso real, a utilização de um filtro anti-"aliasing" aumentará o tempo total de atuação do relê, devido ao atraso provocado pelos filtros de uma forma geral; estes valores de retardo já foram referenciados como 1,2ms[35] e 1,39ms[63]. Por outro lado, conforme se discutiu no item 5.1, sabe-se que algoritmos de janela de dados longa não necessita, necessariamente, de verificação de várias vezes do valor da impedância calculado dentro de uma determinada zona, já que eles convergem de forma segura para o valor da impedância. Com isto, poder-se-ia ganhar, a cada verificação a menos, 1,3889ms, aumentando a velocidade de atuação do relê.

5.11 O Efeito da Taxa de Amostragem no Tempo de Processamento

Quando se processou, pela primeira vez, o algoritmo de Fourier de ciclo completo para as taxas de 12, 24 e 48 amostras por ciclo, os tempos médios necessários ao processamento completo do algoritmo estavam, respectivamente, em torno de 110,205 e 395ms. Naturalmente, estes valores estavam muito além dos tempos disponíveis para processamento em tempo real que são 1,3889-0,6944 e 0,3472ms para as respectivas taxas de amostragem. No entanto, após a instalação de um co-processador 8087, o tempo médio de processamento para 12 amostras por ciclo caiu para 7ms. Com isto, imaginou-se se seria possível obter tempos menores ainda, de forma a viabilizar a aplicação em tempo real. Utilizou-se, então, a forma recursiva do algoritmo de Fourier de ciclo completo[74], obtendo-se tempos da ordem de 1ms, que estavam dentro das necessidades de aplicação em tempo real. Naturalmente, os tempos médios obtidos representam apenas a necessidade do

algoritmo em si (cálculo e decisão), sem considerar todas as outras tarefas que, num caso real o relê deveria desempenhar, tais como a identificação da falta, seleção das fases, cálculos e lógicas adicionais, autoteste[21], etc. Por outro lado, o microcomputador utilizado não possui os mais recentes avanços tecnológicos em termos de velocidade de execução de instruções e o relógio disponível trabalhou numa frequência de 4,77MHz em função do co-processor. Portanto, é um aspecto dependente de tecnologia e, acredita-se, será superado num futuro próximo. É importante ressaltar que o tempo de execução de uma instrução de um microprocessador é um dos fatores mais importantes do relê digital e que, em última instância, decide sobre a viabilidade ou não de se empregar um determinado algoritmo em tempo real, para um programa escrito numa determinada linguagem.

CAPITULO 6 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

6.1 Conclusões

Os resultados gerais obtidos neste trabalho, indicam que os algoritmos de Fourier de ciclo completo e de meio ciclo possuem um desempenho adequado para a aplicação na proteção digital de distância, em termos de faltas bifásicas e sob o ponto de vista de uma atuação correta do relê, já que ele atuou corretamente na maioria absoluta dos casos, dentro de um contexto de várias situações de curto-circuito que podem ocorrer num sistema de potência. É importante destacar que as conclusões aqui obtidas são válidas apenas para as condições específicas do sistema estudado. No entanto, a ferramenta utilizada nas simulações dos curtos-circuitos, o programa EMTF, constitui-se num dos mais modernos recursos na área de simulações digitais. Quando modelado e aplicado convenientemente, ele produz resultados bastante próximos daqueles que ocorrem em sistemas reais. Portanto, supõe-se que os resultados apresentados possam ser efetivamente úteis como um subsídio para futuros trabalhos e aplicações.

Ao contrário do que se esperava, a taxa de amostragem não foi um fator decisivo no desempenho do algoritmo, principalmente se for levado em conta que não se utilizou um filtro anti-"aliasing". O ângulo de início da falta foi um outro fator que não contribuiu decisivamente no desempenho do algoritmo. Notou-se que os maiores erros percentuais ocorreram

quando o curto-circuito era iniciado num pico de tensão, onde o conteúdo harmônico, principalmente da tensão, foi considerável. Portanto, houve uma pequena vantagem para as faltas iniciadas em pontos próximos a um valor nulo da tensão da barra que sofreu o curto-circuito.

A saturação dos TCs tiveram um efeito bastante acentuado e causou erros muito grandes nos cálculos efetuados pelos algoritmos; no entanto, estes erros, exceto para casos extremos, dificilmente encontrados na prática, não ocasionaram uma recusa de atuação pelo relê. Verificou-se uma tendência de desempenho mais pobre quando se simularam as condições de linha curta, durante o primeiro ciclo de falta. No entanto, a influência do comprimento da linha pode ser desconsiderado se for levado em conta o ponto de vista de aplicação prática do relê.

A resistência de arco em si não representou um fator que altere significativamente o desempenho do relê, mas a componente reativa, gerada pela corrente de "infeed", teve uma influência decisiva no erro final apresentado pelo algoritmo. A utilização de parâmetros concentrados leva o espectro de frequências, particularmente da tensão, a assumir um conteúdo irreal, apesar de não influir significativamente no desempenho do algoritmo. Portanto, parece não haver razão para utilizá-los, já que é sempre possível utilizar um modelo mais completo de uma linha de transmissão, nas simulações realizadas no EMTF.

A consideração ou não da corrente de carga não teve influência, também do ponto de vista prático, no desempenho do algoritmo. Observou-se, ainda, que os curtos-circuitos na frente

do relê, os quais produzem tensões de valores muito reduzidos, próximos a zero, podem tanto causar uma operação incorreta como uma recusa de operação pelo relê.

O que se pode afirmar efetivamente sobre a maioria dos fatores que foram estudados e dos quais não se obteve uma conclusão segura a respeito de suas variações, é que cada um deles tem uma certa influência no desempenho do algoritmo. Mas, outras variáveis envolvidas num caso de curto-circuito real podem influir de modo até a se sobrepor aos efeitos de um determinado fator estudado. Portanto, pode-se dizer que aqueles fatores que contribuíram de forma menos severa no desempenho do algoritmo poderiam ser desprezados numa análise final e do ponto de vista prático, já que o caráter aleatório de um curto-circuito dilui qualquer influência deste tipo que se queira considerar.

Quando se compararam os dois algoritmos, verificou-se que há diferenças em seus comportamentos para cada uma das situações consideradas. Levando-se em conta apenas o aspecto de atuação correta do relê, pode-se afirmar que o algoritmo de meio ciclo possui melhor desempenho porque teve um menor tempo de atuação para uma variedade maior de casos. Em relação aos tempos exigidos para o processamento, descobriu-se que a instalação de um co-processador 8087 viabiliza a aplicação de um algoritmo em tempo real, programado em linguagem C, com ponto flutuante e precisão dupla.

A conclusão final sobre o desempenho global do algoritmo de Fourier de ciclo completo é que os valores significativos dos erros encontrados no primeiro ciclo de falta,

em todos os casos, se deve, basicamente, às componentes não harmônicas de frequência inferior a 360Hz presentes numa janela finita de dados. Note que as harmônicas são completamente eliminadas pelo algoritmo de ciclo completo e as não harmônicas são apenas atenuadas e, portanto, os erros por elas causados devem ser muito maiores que aqueles devidos às variações de parâmetros e condições do sistema de potência.

6.2 Sugestões para Futuros Trabalhos

As possibilidades e necessidades de pesquisa na área de proteção digital cresce a cada dia que passa e haveria uma quantidade ilimitada de estudos a serem realizados neste campo. No entanto, pode-se, em função da experiência adquirida neste trabalho, oferecer algumas diretrizes que poderiam ser seguidas para complementar e/ou melhorar os resultados aqui obtidos.

- com a mesma metodologia utilizada neste trabalho, analisar o desempenho dos algoritmos de meio ciclo e de ciclo completo com faltas trifásicas, bifásicas à terra, monofásicas, faltas série e simultâneas e utilização de parâmetros dependentes da frequência e resistência não linear (para a simulação de resistência de arco) nas simulações com o EMTF.

- aperfeiçoar o programa do relé para que ele faça a classificação das faltas e seleção de fases com o objetivo de se utilizar apenas um microprocessador para todos os tipos de faltas.

- melhorar o algoritmo de Fourier de meio ciclo, utilizando simulação digital de impedâncias réplicas e efetuar simulações com janela variável, conforme mostrado no capítulo 4.

- melhorar o algoritmo de Fourier de ciclo completo utilizando diferenciação numérica para a corrente com o objetivo de minimizar o efeito da componente contínua, conforme mostrado no capítulo 4.

- construir um algoritmo adaptável de janela variável de forma que ela seja curta para faltas próximas ao relê, onde se exige velocidade e longa para faltas próximas ao limite de ajuste do relê, onde a exatidão é mais importante.

- efetuar as simulações com os sinais pré-processados por um filtro anti-"aliasing", simulado.

- desenvolver ferramentas para analisar a influência de ruídos (não harmônicas de 60Hz) de frequência inferior a 360Hz nos algoritmos de uma forma genérica.

- desenvolver outros algoritmos para serem testados com a mesma metodologia deste trabalho, como as transformadas Haar e Hartley e como o filtro de Kalman que, à medida que a tecnologia de construção de microprocessadores for evoluindo, principalmente no que se refere à velocidade de processamento, parece ser um algoritmo de aplicação promissora.

- desenvolver um protótipo de um relê de distância digital que poderia ser testado, inicialmente por simulação, por dados de campo obtidos de oscilógrafos e finalmente instalado no

campo para avaliar o seu desempenho frente a diversas situações práticas de curto-circuito em tempo real.

APENDICE A - O Programa Desenvolvido

A maioria absoluta dos programas desenvolvidos até agora, para processamento em tempo real, foi escrita em linguagem simbólica "Assembler". Para a simulação dos vários algoritmos existentes, utilizam-se as diversas linguagens de alto nível como o Fortran, Basic, Pascal, C, APL, etc porque a velocidade de processamento não é um fator limitante. Os programas desenvolvidos neste trabalho foram escritos em linguagem C[91], que tinham como objetivo inicial apenas a simulação dos algoritmos. Escolheu-se a linguagem C porque ela é simples e versátil e tem a eficiência da programação em "Assembler" e a conveniência das linguagens de alto nível no que se refere à potência, eficiência e à facilidade de uso[92]. Pretendia-se, posteriormente, pesquisar uma possível utilização em tempo real e caso isto não fosse viável, reescrever-se-iam os programas em "Assembler" para uma futura aplicação em tempo real. No entanto, a utilização de um co-processor 8087 viabilizou o uso da linguagem C em tempo real. É importante ressaltar que o relógio do microprocessador usado foi de 4.77MHz, dando margem para aumentar ainda mais a velocidade de processamento.

Os programas dos algoritmos de Fourier de ciclo completo e de meio ciclo foram escritos supondo-se três relés monofásicos requerendo, portanto, três microprocessadores para a proteção contra faltas entre fases. Isto foi feito porque se pretendiam analisar, apenas, simulações e a utilização de um ou três microprocessadores não faria diferença. No entanto, para a construção de um protótipo com o objetivo de aplicação em tempo

real, ou seja, para a construção de um relê digital real, acredita-se que seja possível a utilização de um só microprocessador que faça a identificação das fases faltosas e suas seleções de modo a medir qualquer tipo de falta, programando em linguagem C. Naturalmente isto exigirá mais pesquisa e aperfeiçoamento dos programas já desenvolvidos. A figura A-1 mostra o fluxograma básico dos programas desenvolvidos.

A.1 Metodologia de Cálculo do Programa

O cálculo da impedância de falta é feita, no programa, utilizando o princípio das tensões e correntes delta para a determinação de todas as faltas entre fases, incluindo a fase-fase-terra. Considere a figura A-2 que mostra uma linha de transmissão ligada a um sistema equivalente qualquer.

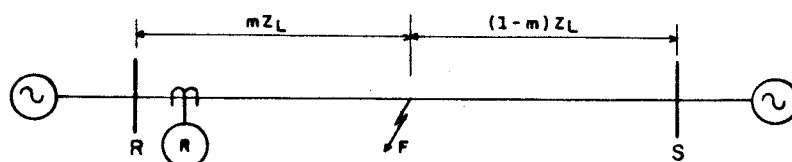


Figura A-2 Linha de transmissão de um sistema.

A equação utilizada para calcular a impedância de falta mZ_L , vista pelo relê no ponto R para, por exemplo, um curto-circuito entre as fases A e B é [93]:

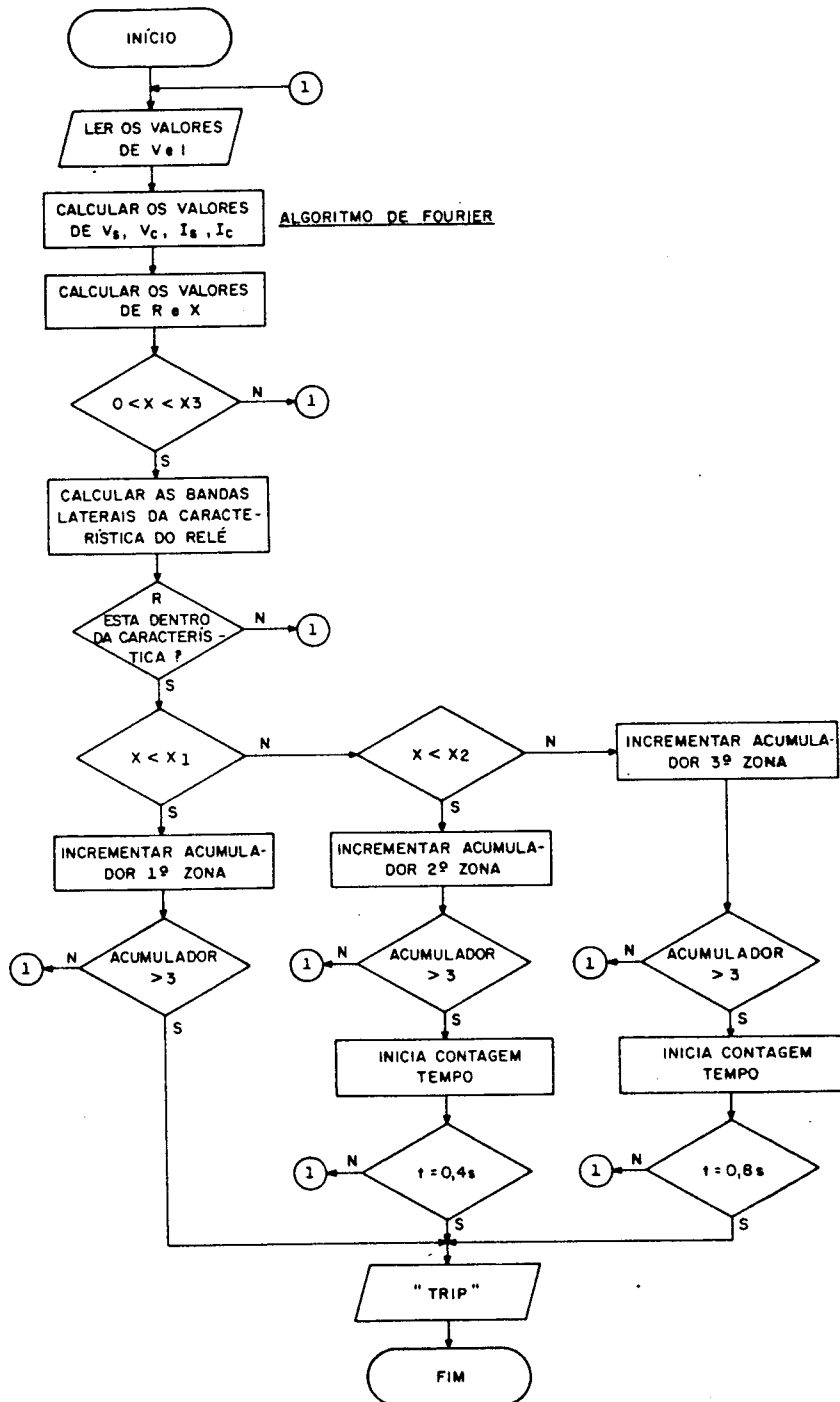


FIGURA A-1 - Fluxograma do programa do relé digital.

$$mZ_L = \frac{V_A - V_B}{I_A - I_B} \quad (A-1)$$

Esta relação pode ser usada, também, para as faltas trifásicas e bifásicas à terra. O cálculo da impedância de falta para defeitos monofásicos pode ser facilmente implementada pela relação [93]:

$$mZ_L = \frac{V_A}{I_A + I_{\emptyset L}(Z_{L\emptyset}/Z_L - 1)} \quad (A-2)$$

Caso se queira considerar o efeito de um acoplamento mútuo, pode-se usar a equação A-2 modificada [23]:

$$mZ_L = \frac{V_A}{I_A + I_{\emptyset L}(Z_{L\emptyset}/Z_L - 1) + I_{\emptyset M}(Z_{\emptyset M}/Z_L)} \quad (A-3)$$

onde:

V_A = tensão fase-terra da fase A na barra R.

Z_L = impedância de seqüência positiva da linha

mZ_L = impedância de seqüência positiva do trecho de linha em falta que vai do relê até o ponto F.

I_A = corrente de falta da fase A, no terminal R

$I_{\emptyset L}$ = corrente de seqüência zero no terminal R

$Z_{\emptyset L}$ = impedância de seqüência zero da linha

$Z_{\emptyset M}$ = impedância mútua de seqüência zero entre a linha protegida e qualquer outra em paralelo.

$I_{\emptyset M}$ = corrente de seqüência zero na linha paralela.

Caso existam múltiplas linhas paralelas com acoplamento mútuo, cada uma delas adiciona um termo no denominador da equação A-3, da mesma forma que o termo $I_{\theta M}(Z_{\theta M}/Z_L)$. A equação A-2 também pode ser usada para faltas bifásicas à terra[93], apesar da equação recomendada para este tipo de falta ser a A-1[23].

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] IEEE Tutorial Course, "Computer Relaying", IEEE Publ. No. 79EH0148-07-PWR, Jul 1979.
- [2] G.D.Rockefeller, "Fault Protection with a Digital Computer", IEEE TPAS, vol 88, No. 4, Apr 1969.
- [3] M. Kezunovic, "Digital Protective Relaying Algorithms and Systems - an Overview", Electric Power Systems Research, 4(1981)167-180.
- [4] B.J.Mann, I.F.Morrison, "Digital Calculation of Impedance for Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol.90, No. 1, Jan/Feb 1971.
- [5] G.S.Hope, V.S.Umamahesvaran, "Sampling for Computer Protection of Transmission Lines", IEEE PES Winter Meeting, New York, Feb 1974.
- [6] A.G.Phadke, T.Hlibka, M.Ibrahim, "A Digital Computer System for EHV Substations: Analysis and Field Tests", IEEE TPAS, vol.95, No. 95, Jan/Feb 1976.
- [7] M.S.Sachdev, M.A.Baribeau, "A New Algorithm for Digital Impedance Relays", IEEE TPAS, vol.98, No.6, Nov/Dec 1976.
- [8] A.A.Girgis, R.G.Brown, "Application of Kalman Filtering in Computer Relaying", IEEE TPAS, vol.100, No.7, Jul 1981.

- [9] A.St-Jacques, J.Lemay, R.MacDonald, "Multiprocessor UHV Line Relay Testing with Transient Network Analyser", IEEE TPWRD, vol.3, No.3, Jul 1986.
- [10] M.Mir, P.J.McCleer, "Simulation Methods for Optimum Performance Estimation of Analog and Computer Impedance Relays", IEEE TPAS, vol.103, No.6, Jun 1984.
- [11] P.Bornard, J.M.Tesseron, J.C.Bastide, M.Nourris, "Field Experience of Digital Recorders and Distance Relays in EHV Substations", IEEE TPAS, vol.103, No.1, Jan 1984.
- [12] A.A.Girgis, R.G.Brown, "Modelling of Fault-Induced Noise Signals for Computer Relaying Applications", IEEE TPAS, vol.102, No.9, Sep 1983.
- [13] W.D.Breingan, M.M.Chen, T.F.Gallen, "The Laboratory Investigation of a Digital System for the Protection of Transmission Lines", IEEE TPAS, vol.98, No.2, Mar/Apr 1979.
- [14] M.M.Chen, W.D.Breingan, T.F.Gallen, "Field Experience with a Digital System for Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol.98, No.5, Sep/Oct 1979.
- [15] J.L.Blackburn, Protective Relaying: Principles and Applications, Marcel Dekker, Inc, New York, 1987
- [16] Protective Relay Application Guide, GEC Measurements, Scotland, 1975.

[17] Applied Protective Relaying, Westinghouse Electric Corporation, Coral Springs, Florida, 1976.

[18] C.R.Mason, The Art and Science of Protective Relaying, John Wiley & Sons, 1956

[19] T.S.M.Rao, Power System Protection: Static Relays, McGraw-Hill Book Company, 1981

[20] P.S.Pereira, Proteção dos Sistemas Elétricos com Relés Estáticos, Apostila

[21] T.Kubo, Y.Sano, A. Watanabe, "Recent Development of Digital Protective Relaying Equipment", Hitachi Review, vol.33(1984), No.3.

[22] K.K.Islam, S.K.Bose, L.P.Singh, "On Line Microprocessor Based Relaying Scheme for EHV/UHV Transmission Line: An Existing 400 kV Line", Electric Machines and Power System, 12:313-324, 1987.

[23] IEEE Tutorial Course, "Microprocessor Relays and Protection System, IEEE Publ. No. 88EH0269-1PWR, 1988.

[24] J.G.Gilbert, E.A.Udren, M.Sackin, "The Development and Selection of Algorithms for Relaying of Transmission Lines by Digital Computer", Power Control System and Protection, Academic Press, Inc, 1978.

[25] IEEE Power System Committee, "Fiber Optic Channels for Protective Relaying", IEEE PES Winter Meeting, New York, Nov 1987.

[26] P.S.Pereira, Proteção de Sistemas Elétricos com Microprocessadores, Apostila

[27] Toshiba, Instructions for Digital Relay, Toshiba Corporation.

[28] G.B.Gilcrest, G.D.Rockefeller, E.A.Udren, "High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer: I - System Description", IEEE PES Summer Meeting, Portland, Jul 1971.

[29] G.B.Gilcrest, G.D.Rockefeller, E.A.Udren, "High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer: II - Test Results", IEEE PES Summer Meeting, Portland, Jul 1971.

[30] G.S.Hope, O.P.Malik, "Sampling Rates for Computer Transmission Line Protection", IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, Jul 1975.

[31] J.Carr, R.V.Jackson, "Frequency Domain Analysis Applied to Digital Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol 94, No.4, Jul/Aug 1975.

[32] J.W.Horton, "The Use of Walsh Functions for High-Speed Digital Relaying", IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, Jul 1975.

[33] A.G.Phadke, M.Ibrahim, T.Hlibka, "Fundamental Basis for Distance Relaying with Symmetrical Components", IEEE TPAS, vol 96, No.2, Mar/Apr 1977.

[34] M.S.Sachdev, M.A.Baribeau, "A Digital Computer Relay for Impedance Protection of Transmission Lines", Trans. of the Engineering and Operational Division, Canadian Electrical Association, vol 18, Part 3, No.79-SP-158, 1979.

[35] A.M.Ranjbar, B.J.Cory, "An Improved Method for the Digital Protection of High Voltage Transmission Lines", IEEE TPAS, vol 94, No.2, Mar/Apr 1975.

[36] P.G.McLaren, M.A.Redfern, "Fourier-Series Techniques Applied to Distance Protection", Proc. IEE, vol 122, No.11, Nov 1975.

[37] Y.Miki, Y.Sano, J.Makino, "Study of High-Speed Distance Relay Using Microcomputer", IEEE TPAS, vol 96, No.2, Mar/Apr 1977.

[38] T.F.Gallen, W.D.Breingam, M.M.Chen, "A Digital System for Directional Comparison Relaying", IEEE TPAS, vol 98, No.3, May/June 1979.

[39] T.F.Gallen, J.M.Van Name, E.J.Eskie, "500 kV Faults Staged to Test Experimental Relaying System", Electric Light and Power, vol 57, No.5, May 1979.

[40] R.Poncelet, "The Use of Digital Computers for Network Protection", Cigré paper No. 32-08, Aug 1972.

[41] P.W.Daval, G.Au Yeung, "A Software Design for a Computer Based Relay for Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol 99, No.1, Jan/Feb 1980.

- [42] A.A.Girgis, "A New Kalman Filtering Based Digital Distance Relay", IEEE TPAS, vol 101, No.9, Sep 1982.
- [43] K.S.Dasgupta, O.P.Malik,G.S.Hope, "Kalman Filtering Approach to Impedance Protection", Trans. of Engineering and Operation Division, Canadian Electrical Association, vol.22, Part 4, 1983, Paper No. 83-SP-169.
- [44] M.S.Sachdev, H.C.Wood, N.G.Johnson, "Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying", IEEE TPAS, vol 104, No.12, Dec 1985.
- [45] L.N.Walker, A.D.Ogden, "Computer Control Unit for Power System Substation", Paper presented at the Midwest Power Symposium, 1968.
- [46] L.N.Walker, A.D.Ogden, J.R.Tudor, "Implementation of High Frequency Transient Fault Detector, IEEE PES Winter Meeting, Paper No. 70CP-140-PWR, New York, Jan 1970.
- [47] T.Takagi, J.Baba, K.Vemura, T.Sakaguchi, "Fault Protection Based on Travelling Wave Theory-Part I: Theory", IEEE PES Summer Meeting, Paper No. A77-750-3, Mexico City, Jul 1977.
- [48] T.Takagi, T.Miki, J.Makino, I.M.Matori, "Feasibility Study for a Current Differential Carrier Relay System Based on Travelling Wave Theory", IEEE PES Winter Meeting, Paper No. A78-132-3, New York, Jan 1978.

- [49] H.W.Dommel, J.M.Michels, "High Speed Using Travelling Wave Transient Analysis, IEEE PES Winter Meeting, Paper No. A78-214-9, New York, Jan/Feb 1978.
- [50] M.Chamia, S.Liberman, "Ultra High Speed Relay for EHV/UHV Transmission Lines-Development, Design and Application", IEEE TPAS, vol 97, No.6, Nov/Dec 1978.
- [51] M.Vitins, "A Correlation Method for Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol 97, No.5, Sep/Oct 1978.
- [52] F.Engler, O.E.Lang, M.Hangghi, G.Bacchini, "Transient Signals and their Processing in an Ultra-High Speed Directional Relay for EHV/UHV Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol 104, No.6, Jun 1985.
- [53] S.Rajendra, P.G.McLaren, "Travelling-Wave Techniques Applied to the Protection of Teed Circuits: Multi-Phase/Multi-Circuit System", IEEE TPAS, vol 104, No.12, Dec 1985.
- [54] Z.Li, Z.Z.Jing, "Studies of Distance Protection with a Microprocessor for Short Transmission Lines", PICA Conference, Montreal, Canada, 1987.
- [55] G.S.Hope, O.P.Malik, M.E.Rasmy, "Digital Transmission-Line Protection in Real Time" Proc. IEE, vol.123, No. 12, Dec 1976.

- [56] A.T.Johns, M.A.Martin, "Fundamental Digital Approach to the Distance Protection of EHV Transmission Lines", Proc. IEE, vol.125, No. 5, May 1978.
- [57] W.J.Smolinski, "Digital Distance Protection of Transmission Lines, Electric Power Systems Research, 2(1979) 261-267.
- [58] B.A.Dixon, H.W.Dommel, "Digital Simulation of Transients for Relay Applications, Canadian Electrical Association Engineering and Operation Divisions 1975 Spring Meeting, Vancouver, Canada, 1975.
- [59] G.W.Swift, "The Spectra of Fault-Induced Transients", IEEE TPAS, vol 98, No.3, May/Jun 1979.
- [60] University of Wisconsin-Madison, "Frequency Dependent Network Equivalents (FDNE)", EMTP Review, vol 2, No.3, Jul 1988.
- [61] EMTP Rule Book, Bonneville Power Administration.
- [62] C.E.Kim, J.T.Cain, "A Step Towards Identifying the "Best" Digital Algorithm for Transmission Line Protection, IEEE PES Summer Meeting, Paper No. A79-414-4, Vancouver, Jul 1979.
- [63] A.G.Phadke, Lu Jihang, "A New Computer Based Integrated Distance Relay for Paralell Transmission Lines, IEEE TPAS, vol 2, No.2, Feb 1985.

- [64] B.S.A.Kumar, "Time Delay Compensation for High Speed Digital Protection", IEEE TPWRD, vol 1, No.4, Oct 1986.
- [65] H.D.McInnes, I.F.Morrison, "Real Time Calculation of Resistance and Reactance for Transmission Line Protection by Digital Computer", Electrical Engineering Transaction, IE Australia, vol EE7, No.1, 1971.
- [66] W.J.Smolinski, "An Algorithm for Digital Impedance Calculation Using a PI Section Transmission Line Model", IEEE TPAS, vol 98, No.5, Sep/Oct 1979.
- [67] R.G.Lucket, P.J.Munday, B.E.Murray, "A Substation Based Computer for Control and Protection", Developments in Power System Protection, IEE Conference Publ. No.125, London, Mar 1975.
- [68] A.W.Brooks,Jr, "Distance Relaying Using Least-Squares Estimates of Voltage, Current and Impedance", PICA Conference, Paper No. 77CH1131-2 PWR, May 1977.
- [69] P.Bornard, J.C.Bastide, "A Prototype of Multiprocessor Based Distance Relay", IEEE TPAS, vol 101, No.2, Feb 1982.
- [70] J.G.Gilbert, R.J.Shovlin, "High Speed Transmission Line Fault Impedance Calculation Using a Dedicated Minicomputer", IEEE TPAS, vol 94, No.3, May/June 1975.

- [71] J.Makino, Y.Miki, "Study of Operating Principles and Digital Filters for Protective Relays with Digital Computer", IEEE PES Winter Meeting, Paper C75-1979, Jan 1975.
- [72] M.Ramamoorthy, "A Note on Impedance Measurement Using Digital Computers", IEE-IERE Proceedings India, Nov/Dec 1971.
- [73] D.D'Amore, A.Ferrero, "A Simplified Algorithm for Digital Distance Protection Based on Fourier Techniques", IEEE PES Winter Meeting, Paper 88WM117-4, New York, 1988.
- [74] A.L.St-Jacques, G.Santerre, "A Multiprocessor-Based Distance Relay: Design Features and Test Results", IEEE TPAS, vol 102, No.12, Dec 1983.
- [75] G.K.Laycock, P.G.McLaren, M.A.Redfern, "Signal Processing Techniques for Power System Protection Applications", Development in Power System Protection, IEE Conference Publication, No.25, London, Mar 1975.
- [76] H.J.Blinchikoff, A.I.Zmerezv, Filtering in the Time and Frequency Domain, John Wiley & Sons, 1976.
- [77] E.O.Brigham, The Fast Fourier Transform, Prentice Hall, Inc, Englewood Cliffs, New Jersey 1974.
- [78] A.Wisniewski, "New Algorithm of Calculating Current and Voltage Phasors for Fast Protection", IEE Proceedings, vol. 134, PtC, No.1, Jan 1987.

[79] G.C.Kakoti, H.K.Verma, "New Algorithms for Microprocessor-Based Distance Relaying", Electric Power Systems Research, 15(1988) 233-238.

[80] Y.G.Paithankar, "Fast (1-Shift) Orthogonal Functions for Extraction of the Fundamental Frequency Component for Computer Relaying", Electric Power Systems Research, 14(1988) 233-236.

[81] S.P.Goshal, S.K.Basu, S.Choudhoury, "Square Wave Correlation Technique Applied to High Speed Digital Impedance Relaying", IE(I) Journal-EL, vol. 68, Apr 1988.

[82] A. Isaksson, "Digital Protective Relaying Through Recursive Least-Square Identification"IEE Proceedings, vol 135, PtC, No.5, Sep 1988.

[83] M.Fikri, M.A.H.El-Sayed, "New Algorithm for Distance Protection of High Voltage Transmission Lines", IEE Proceedings, vol 135, PtC, No.5, Sep 1988.

[84] P.K.Dash, H.P.Khincha, "New Algorithm for Computer Relaying for Power Transmission Lines", Electric Machines and Power Systems, 14:163-178, 1988.

[85] T.Sakaguchi, "A Statistical Decision Theoretic Approach to Digital Relaying", IEEE TPAS, vol. 99, No.5, Sep/Oct 1980.

- [86] B.Jeyasurya, W.J.Smolinski, "Identification of a Best Algorithm for Digital Protection of Transmission Lines", IEEE TPAS, vol. 102, No.10, Oct 1983.
- [87] IEEE Power System Relaying Committee, "Criteria for the Evaluation of Digital Impedance Methods of Transmission Line Protection", IEEE TPAS, vol.104, No.1, Jun 1985.
- [88] M.Kezunovich, J.T.Cain, B.Perunicic, "Digital Protective Relaying Algorithm Sensitivity Study and Evaluation", IEEE TPWRD, vol. 3, No.3, Jul 1988.
- [89] S.P.Goshal, S.K.Basu, S.Choudhury, "Study of Some Algorithms for Digital Distance Relaying", IE(I) Journal-EL, vol. 68, Apr 1988.
- [90] J.R.Ragazzini, G.F.Franklin, Sampled-Data Control Systems, McGraw-Hill Book Company, Inc, 1958.
- [91] B.W.Kernigham, D.M.Ritchie, C A Linguagem de Programação, Editora Campos Ltda, 3ª Edição, 1987.
- [92] J.L.Scheidt (Chairman), "Future Role of High Level Languages in Power System Control Centers", IEEE TPAS, vol. 3, No.3, Aug 1988.
- [93] V.Cook, Analysis of Distance Protection, John Wiley & Sons, 1987.