

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**IDENTIFICAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE FALTAS
UTILIZANDO ANÁLISE POR DECOMPOSIÇÃO
WAVELET PARA RELÉS DE LINHAS DE
TRANSMISSÃO**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.



03451448

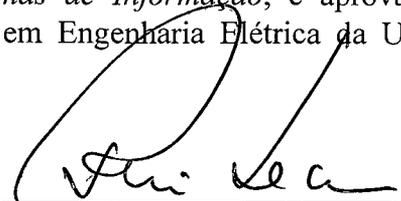
Paulo Márcio da Silveira

Florianópolis, Agosto de 2001

IDENTIFICAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE FALTAS UTILIZANDO ANÁLISE POR DECOMPOSIÇÃO WAVELET PARA RELÉS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Paulo Márcio da Silveira

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração *Sistemas de Informação*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Rui Seara, Dr.
Orientador

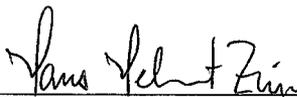
Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Rui Seara, Dr.
Presidente



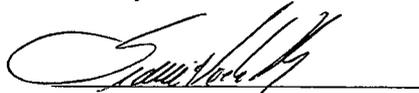
Prof. Hans Helmut Zürn, Ph.D.
Co-orientador



Prof. Jacques Szczupak, Ph.D.



Prof. Carlos Alberto Mohallem Guimarães, Ph.D.



Prof. Sidnei Noceti Filho, Dr.



Prof.ª Jacqueline Gisele Rolim, Dr.

DEDICATÓRIA

*A minha esposa Maria Stela,
à minha filha Carolina e
aos meus filhos André e Miguel,
com carinho pela grande compreensão
ao longo desses anos.*

AGRADECIMENTOS

À Deus, meu Rochedo, princípio e fim de todas as coisas, que me reabilitava nos momentos de desânimo, me fortalecia nas derrotas e me alegrava nas conquistas.

Ao Prof. Dr. Rui Seara, pela valiosa orientação na elaboração deste trabalho, bem como pela grande atenção e amizade demonstrada ao longo desse período.

Ao Prof. Dr. Hans Helmut Zürn, pela paciência e disponibilidade com que sempre fui recebido.

Ao Grupo de Estudos em Qualidade da Energia Elétrica - GQEE (EFEI) e ao seu Coordenador Prof. Dr. José Policarpo G. Abreu, pela confiança em mim depositada.

Aos Professores do Departamento de Eletrotécnica da EFEI, pelo incentivo recebido.

À CAPES pelo suporte financeiro.

À toda minha família e à família da minha esposa. Sagrados são os laços que nos unem.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de doutor em Engenharia Elétrica.

IDENTIFICAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE FALTAS UTILIZANDO ANÁLISE POR DECOMPOSIÇÃO WAVELET PARA RELÉS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Paulo Márcio da Silveira

Agosto/2001

Orientador: Prof. Rui Seara, Dr.

Área de Concentração: Circuitos e Instrumentação Eletrônica

Palavras-chave: relés de proteção, relés numéricos, relé de distância, processamento de sinais, transformada *wavelet*, identificação de faltas, localização de faltas.

Número de Páginas: 203

RESUMO: Este trabalho propõe o uso da análise multi-resolução via transformada *wavelet* em relés de proteção de linhas de transmissão. O objetivo é extrair as importantes informações contidas nos transitórios gerados pelas faltas que ocorrem nas linhas de transmissão em sistemas de potência. Duas dentre as principais tarefas desempenhadas por um relé numérico de linha são aqui desenvolvidas: a identificação da(s) fase(s) faltosa(s) e a localização da falta. A primeira é conseguida pelo uso dos coeficientes *wavelet* de fase, obtidos no primeiro ou no segundo nível de decomposição piramidal. Tais coeficientes são posteriormente desacoplados por uma transformação modal, seguida pela extração de suas energias. Essa seqüência de operação irá fornecer diferentes padrões cada qual para um possível tipo de falta. Tempo de resposta entre 1 e 2 ms é encontrado para a maior parte das simulações. A segunda tarefa visa extrair suficientes informações, de tal modo que não apenas a identificação da falta seja realizada, mas também a localização do ponto de falta. Nesse caso, uma mais elevada freqüência de amostragem é utilizada. Faltas são localizadas com razoável precisão, apropriadas tanto para a tomada de decisão por parte do relé, quanto para reparos executados pelas equipes de manutenção. Sinais de tensão e corrente obtidos por simulação em programas de transitórios eletromagnéticos são usados para validar os algoritmos propostos. Os resultados encontrados comprovam a viabilidade e a eficácia do uso da transformada *wavelet* em tarefas de proteção e supervisão de linhas de transmissão.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

FAULT TYPE IDENTIFICATION AND FAULT LOCATION USING WAVELET DECOMPOSITION ANALYSIS FOR TRANSMISSION LINES RELAYING

Paulo Márcio da Silveira

August / 2001

Advisor: Prof. Rui Seara, Dr.

Area of Concentration: Circuits and Electronic Instrumentation.

Keywords: protective relaying, numerical relay, distance relay, signal processing, wavelet transform, fault diagnosis, fault location.

Number of Pages: 203

ABSTRACT: This work proposes the use of multi-resolution analysis by wavelet transform in protection relays for transmission lines. The aim is to extract important information contained in the transients generated by faults that may occur in the power lines. Two among the main tasks carried out by a numeric relay are developed: the fault type identification and the fault location. The first task is achieved by use of the wavelet coefficients of the phases, obtained by pyramidal decomposition, which are uncoupled by a modal transformation, followed by the energy extraction contained in these ones. Such an operation sequence provides different patterns each for a possible fault type. The time of response is below 2 ms. The second task aims to extract enough information of the signals, in such a way that both the fault identification and its location pinpoint are achieved. A high sampling rate is used and the faults are located with enough accuracy for making relaying decisions and for maintenance staff. Voltage and current signals obtained by simulation with electromagnetic transient programs are used to validate the proposed algorithms. The obtained results prove the feasibility and the effectiveness of the wavelet transform as used for protection and supervision tasks of transmission lines.

SUMÁRIO

FOLHA DE ROSTO.....	i
FOLHA DE APROVAÇÃO.....	ii
DEDICATÓRIA.....	iii
AGRADECIMENTOS.....	iv
RESUMO	v
ABSTRACT.....	vi
SUMÁRIO	vii
SIMBOLOGIA.....	xi
1. INTRODUÇÃO.....	01
1.1 - A Evolução dos Relés de Proteção.....	01
1.2 - Aspectos Gerais do <i>Sotfware</i> e da Comunicação	04
1.3 - As Novas Investigações deste Trabalho.....	06
1.4 - Apresentação do Trabalho.....	09
2. TÉCNICAS NUMÉRICAS PARA PROTEÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO - BREVE REVISÃO	11
2.1 - Considerações Iniciais	06
2.2 - Algoritmos Baseados em Modelos de Sistemas.....	08
2.3 - Algoritmos Baseados na Forma de Onda.....	18
2.3.1 Algoritmos básicos - regime estacionário estável.....	20
2.3.2 Algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados.....	21
2.3.3 Algoritmos baseados na teoria de Fourier	23
2.3.4 Algoritmos baseados na filtragem de Kalman.....	29

2.3.5	Algoritmos utilizando componentes simétricas.....	31
2.4	- Algoritmos Baseados nos Transitórios da Falta.....	31
2.4.1	Algoritmos que utilizam ondas viajantes.....	32
2.4.2	Algoritmos que utilizam ruídos gerados durante a falta	36
2.5	- Algoritmos para Seleção de Fase.....	37
2.6	- Novas Filosofias e Ferramentas para Proteção de Linhas de Transmissão	39
2.6.1	Proteção adaptativa	39
2.6.2	Proteção baseada na teoria de conjuntos <i>fuzzy</i>	40
2.6.3	Proteção baseada em redes neurais artificiais	41
2.7	- As Mais Novas Investigações.....	44
2.8	- Algoritmos Utilizando Transformada <i>Wavelet</i>	45
2.9	- Considerações Finais	45
3.	TRANSFORMADA <i>WAVELET</i> E SUA APLICAÇÃO EM SINAIS DE ENERGIA	47
3.1	- Considerações Iniciais	47
3.2	- Transformada de Fourier	47
3.3	- Transformada de Fourier de Curto Tempo	49
3.4	- Transformada <i>Wavelet</i>	53
3.5	- Análise Multi-resolução - Implementação da DWT	59
3.5.1	Função escalamento.....	60
3.5.2	Função <i>wavelet</i>	61
3.5.3	Representação de funções no domínio <i>wavelet</i>	63
3.5.4	Filtros <i>wavelet</i>	64
3.5.5	Estrutura piramidal.....	66
3.5.6	Decomposição <i>wavelet</i> sem dizimação.....	70

3.6 - Comentários sobre as Aplicações da TW em Sinais de Energia	72
3.7 - Considerações Finais	73
4. CONCEPÇÃO GERAL DA APLICAÇÃO DA AMR NA PROTEÇÃO E SUPERVISÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	74
4.1 - Considerações Iniciais	74
4.2 - Um Sistema de Propósito Geral	74
4.3 - Circunstâncias Tecnológicas.....	77
4.4 - Partes Funcionais.....	79
4.4.1 Sinais de entrada.....	79
4.4.2 Filtros <i>wavelet</i>	80
4.4.3 Processamento dos sinais.....	83
4.4.4 Saídas.....	83
4.4.5 Outros blocos.....	83
4.5 - Considerações Finais.....	83
5. IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS.....	85
5.1 - Considerações Iniciais	85
5.2 - Identificação de Faltas.....	86
5.2.1 Extração dos ruídos de falta.....	86
5.2.2 Transformação modal.....	88
5.2.3 Obtenção do padrão de identificação de falta.....	89
5.2.4 Refinamento dos sinais de saída.....	93
5.2.5 Estabelecimento dos limiares de comparação.....	97
5.3 - Considerações de Testes e Resultados.....	100
5.3.1 Linhas de transmissão simuladas.....	100
5.3.2 Estatísticas dos resultados.....	107

5.3.3	Tempo de resposta.....	121
5.3.4	Influência da não transposição das linhas de transmissão.....	122
5.3.5	Resposta a outros eventos.....	125
5.4	- Comentários sobre Outros Métodos.....	129
5.5	Considerações Finais.....	132
6.	LOCALIZAÇÃO DE FALTAS.....	133
6.1	- Considerações Iniciais.....	133
6.2	- O Princípio da Teoria das Ondas Viajantes.....	134
6.3	- Abordagem da Localização de Faltas por Ondas Viajantes.....	135
6.4	- Aplicação da Transformada <i>Wavelet</i>	138
6.4.1	Faltas não aterradas.....	138
6.4.2	Faltas aterradas.....	144
6.4.3	Estabelecimento dos limiares de detecção.....	157
6.5	- Considerações de Testes e Resultados.....	160
6.5.1	Dados de testes.....	160
6.5.2	Estatísticas e comentários sobre os resultados.....	162
6.5.3	Avaliação dos erros.....	164
6.5.4	Resposta a outros eventos.....	165
6.5.5	Influência da não transposição das linhas.....	168
6.5	- Considerações Finais.....	170
7.	LIMITAÇÕES, MELHORIAS E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS.....	172
7.1	- Considerações Iniciais.....	172
7.2	- Limitações.....	172
7.3	- Melhorias e Futuros Desenvolvimentos.....	174
7.4	- Considerações Finais.....	178

8. CONCLUSÕES.....	179
9. ANEXO - O PROGRAMA DESENVOLVIDO.....	182
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	190

SIMBOLOGIA

A	magnitude de um sinal genérico	
\hat{A}	amplitude estimada pelo método do mínimos quadrados	
\bar{A}_x	magnitude estimada de um sinal genérico	
A_i	magnitude do i -ésimo componente harmônico	
a	parâmetro de escalamento	
b	parâmetro de translação	
C	capacitância da linha	[F/km]
$CWT_x^\psi(a,b)$	transformada wavelet contínua	
$CWdq$	coeficientes wavelet desacoplados quadráticos	
c_j	coeficientes de aproximação na escala de decomposição j	
Db	função discriminante de onda reversa	
Df	função discriminante de onda direta	
DWT_x^ψ	transformada wavelet discreta	
d_1	vetor de coeficientes wavelet acoplados	
d_j	coeficientes wavelet na escala de decomposição j	
do	vetor de coeficientes wavelet desacoplados	
dx	distância da falta	[km]
$E[]$	valor esperado	
$f(x)$	função genérica	
f_0	freqüência fundamental	[Hz]
fr	fator de correção do limiar	
fs	freqüência de amostragem	[Hz]
$G(z)$	resposta em freqüência do filtro digital no domínio Z	
$g(n)$	filtro de escalamento, filtro passa-baixa	
H	fator de comprimento da seqüência	
$\mathbf{H}[]$	matriz de transição de medição	
$h(n)$	filtro wavelet, filtro passa-alta	
$i(t)$	corrente	[A]

I_d	corrente diferencial da linha	[A]
I_i	corrente terminal da linha	[A]
\mathbf{K}_k	vetor ganho de Kalmam	
L	indutância da linha	[H/km]
$L^2(\mathfrak{R})$	espaço de funções quadráticas integráveis	
l	comprimento da linha	[km]
M	comprimento do intervalo de análise da variância	
$Maxc$	valor máximo do coeficiente wavelet da onda viajante	
N	número de amostras	
Nh	número de componentes harmônicos	
P	matriz de transformação modal	
R	resistência da linha	[Ω /km]
R_f	resistência de falta	[Ω]
\mathbf{S}	matriz de coeficientes	
S_l	saídas do identificador de faltas	
$STFT(f, \zeta)$	transformada de Fourier de curto termo	
T_0	período fundamental do sinal	[s]
Th	valor de limiar de comparação	
$\mathbf{T}(n, W)$	matriz de normalização no método <i>phaselet</i>	
t	tempo	[s]
t_e	tempo de execução do algoritmo	[s]
t_r	tempo de resposta do algoritmo	[s]
V_i	sub-espaço de funções	
v	frete de onda de tensão	
$v(t)$	tensão	[V]
\mathbf{v}_f	vetor de sinais no domínio de fase	
\mathbf{v}_{md}	vetor de sinais no domínio modal	
\mathfrak{S}	velocidade de propagação da onda	[km/s]
\mathbf{W}	matriz de pesos modais	
$WDFT(k, m)$	transformada discreta de Fourier com janela	

W_j	espaço complementar de funções ortogonais	
W_x	energia de um sinal genérico	
$w(t)$	função janela	
$w[n]$	função janela discreta	
$X(f)$	transformada de Fourier do sinal $x(t)$	
$X[n]$	transformada discreta de Fourier do sinal $x[n]$	
x_c	reatância capacitiva da linha	$[\Omega/\text{km}]$
x_r	reatância indutiva da linha	$[\Omega/\text{km}]$
$x[n]$	seqüência discreta do sinal $x(t)$	
Y_0	admitância de seqüência (zero)	$[\mathcal{U}]$
Y_1	admitância de seqüência (positiva)	$[\mathcal{U}]$
Y_c	coeficientes seno	
Y_m	valor máximo da forma de onda genérica senoidal	
Y_s	coeficientes cosseno	
$y(t)$	forma de onda genérica senoidal	
y_k	k-ésima amostra de um sinal genérico	
Z_0	impedância de seqüência (zero)	$[\Omega]$
Z_1	impedância de seqüência (positiva)	$[\Omega]$
Z_c	impedância característica da linha	$[\Omega]$
Z_s	impedância de surto (seq. positiva e zero)	$[\Omega]$
z	operador de atraso (transformada Z)	
β	inverso da velocidade de propagação	$[\text{s}/\text{km}]$
Δf	resolução de freqüência	$[\text{Hz}]$
Δt	intervalo de tempo	$[\text{s}]$
Δt_e	intervalo de tempo entre a primeira onda viajante no modo terra e a primeira no modo aéreo	$[\text{s}]$
Δt_i	intervalo de tempo entre duas primeiras ondas viajantes consecutivas	$[\text{s}]$
$\varepsilon(t)$	sinal de erro	
ϕ	ângulo de fase	$[\text{rd}]$
$\hat{\phi}$	ângulo de fase estimado	$[\text{rd}]$

$\phi(x)$	função escalamento	
$\Phi[]$	matriz de transição de estado	
η	valor médio do sinal no intervalo de variância	
Σ	somatório	
σ	desvio padrão	
σ^2	variância de um sinal	
τ	tempo de propagação da onda pela linha	[s]
ω_0	freqüência angular do sinal fundamental	[rd/s]
$\psi(t)$	função wavelet mãe	
$\psi(x)$	função wavelet genérica	
$\psi_{ab}(t)$	função wavelet filha	
[Tv]	matrizes de diagonalização	
[Zf]	matriz de impedância da linha no domínio de fase	
[Zmd]	matriz de impedância da linha no domínio modal	
$\langle \cdot \rangle$	produto interno	

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - A EVOLUÇÃO DOS RELÉS DE PROTEÇÃO

Ao conhecermos a história dos relés de proteção, nos deparamos com um dos componentes mais surpreendentes da evolução tecnológica dentro da indústria da energia elétrica.

Embora tantas vezes rotulada como conservadora, a área de proteção de sistemas de potência - ferramental e filosofia - vem passando por grandes inovações em um curto espaço de tempo. É bem verdade que se ainda existe certo conservadorismo, isso se deve muito mais a questões de complexidade, custo/benefício e confiabilidade do que a outras razões meramente pessoais, políticas ou filosóficas.

Essa história de evolução tem como princípio os velhos relés eletromecânicos que, embora já ultrapassados e de difícil ou inexistente aquisição junto aos fabricantes, mesmo em se tratando de peças de reposição, muitos se encontram ainda instalados em usinas e subestações elétricas de concessionárias e em parques industriais. Incontáveis benefícios técnicos e econômicos para o setor elétrico certamente foram obtidos graças ao desempenho destes "relógios suíços".

De fato, por causa das suas características de desempenho e de confiabilidade em realizar determinadas tarefas, chegaram a receber da Westinghouse [1] o cognome de *Silent Sentinels*.

Em meados da década de 70 o setor passou a adquirir e a instalar os relés de estado sólido, também chamados de estáticos analógicos. Apesar dos inconvenientes iniciais, principalmente quanto à tropicalização dos componentes, estes relés tiveram boa aceitação no setor, encontrando-se ainda hoje muitas unidades em operação. Por causa da ausência de partes em movimento, imunes a atritos e vibrações poderíamos também chamá-los de sentinelas e, certamente, mais silenciosos ainda.

Em seguida, cabe lembrar os estáticos de lógica digital, cuja vida tecnológica passou como num "pisar de olhos". Isso porque logo surgiram - final da década de 80 - os denominados relés numéricos que, junto com uma série de outros dispositivos de

medição e controle, também numéricos, receberam nos dias atuais a alcunha de IEDs - *Intelligent Electronic Devices*. É certo que, enquanto a instrumentação de medição numérica evoluía mais rapidamente, a instrumentação de proteção, principalmente os relés, tardava a entrar em operação. Embora a primeira publicação que se tem conhecimento [2] propondo a utilização do computador como elemento de proteção ser datada de 1969, alguns fatores retardavam o uso intensificado dessa ferramenta. Dentre tais fatores citam-se: o baixo nível de integração dos circuitos integrados, a elevada taxa de falhas dos sistemas digitais e a baixa velocidade dos processadores (deve-se lembrar que o fator tempo de processamento é requisito primordial para os algoritmos de proteção). Como a evolução dos microprocessadores passou a caminhar a passos cada vez mais largos, os relés numéricos, de certo modo, acompanharam essa dinâmica evolutiva. O gráfico da Fig. 1.1 lustra a evolução da velocidade das CPUs (*Central Processing Unit*) Intel® em Milhões de Instruções Por Segundo (MIPS) no período compreendido entre 1971 a 1999.

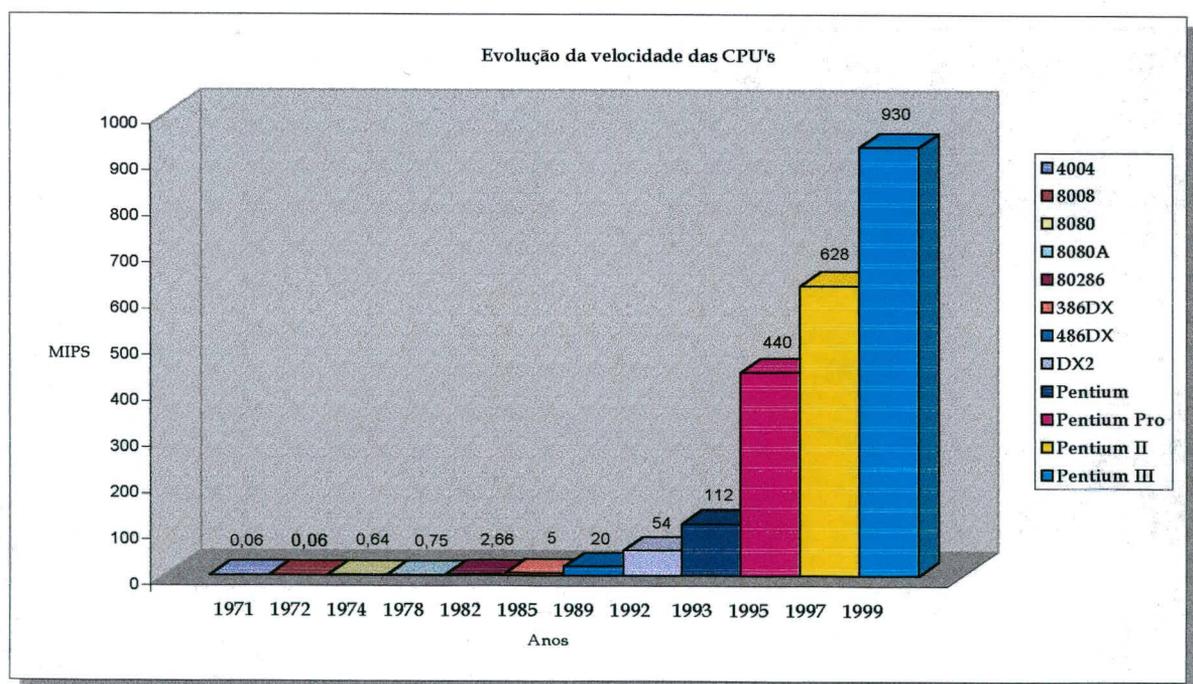


Fig. 1.1 - Evolução da velocidade das CPUs*.

* fonte: www.computerhistory.org

Inserindo essa realidade dentro do contexto dos sistemas elétricos de potência, o que se tem hoje são aplicações computacionais de ponta, tanto no nível dedicado, como são os IEDs: medidores, relés de proteção, localizadores de falta, reguladores

de tensão, registradores digitais, etc., quanto os de aplicação mais gerencial: controle de fluxo de carga *on line*, despacho centralizado, estimador de estado, previsão de carga e tantos outros.

Tradicionalmente os fabricantes têm produzido e ofertado no mercado diferentes relés numéricos que são específicos para a proteção dos diferentes componentes do sistema tais como motores, geradores, transformadores, linhas, barras, capacitores, etc. Esta abordagem é uma herança adquirida da era da fabricação dos eletromecânicos e dos estáticos analógicos, principalmente pelo fato de que as complexidades das aplicações eram, e ainda são, muito variadas e cada tipo de proteção tinha que ser implementado em configurações proprietárias. No entanto, desde que os relés numéricos se tornaram uma realidade tecnológica, a indústria da energia elétrica, os fabricantes e os pesquisadores têm especulado sobre a viabilidade dos *'open' systems relaying* [3] ou seja, relés que podem ser acrescidos, alterados, ajustados pelo usuário ou outro especialista e, que se comunicam com qualquer outro IED de diferentes fabricantes. Do mesmo modo que o computador pessoal (PC) tem sido uma ferramenta de propósito geral, realizando numerosas tarefas com diferentes aplicativos de *software*, os mais modernos relés numéricos já podem ser construídos sobre uma plataforma comum concebida para funcionar como um dispositivo de proteção de caráter universal. Eles são concebidos para rodar diferentes programas de proteção para as diferentes partes do sistema elétrico - de um simples relé de sobrecorrente a um relé de distância de alta velocidade. E, o que é mais importante, oferecendo uma solução efetiva de custo com pouca diferença entre as diferentes aplicações.

É nessa direção que alguns fabricantes têm lançados seus produtos desde 1998 e, dentre os principais aspectos funcionais destes relés de última geração podemos citar:

- *hardware* modular padrão incluindo: fonte de alimentação; módulo de entrada de sinais do sistema de potência; CPUs e DSPs (*Digital Signal Processing*) utilizando os mais avançados recursos de processamento de sinais para proteção e controle; memórias *flash* EEPROM; módulos I/O (digitais e analógicos) expansíveis e escalonáveis utilizando uma filosofia *plug-and-play*, portas de comunicação (RS232, RS485), acrescidos de porta Ethernet redundante que utiliza protocolos padrões, tais como, o *Manufacturing Message Specification/ Utility Communication*

Architecture - MMS/UCA2 ou ModBus TCP/IP (*Transfer Control Protocol/Internet Protocol*), etc;

- *software* amigável baseado em ambientes gráficos (Windows®, Linux®, etc.), com as seguintes características: *firmware* atualizável; lógica de controle programável (FlexLogic™) trabalhando com entradas e saídas virtuais via uma rede de área local (*Local Area Network* - LAN) de grande velocidade (100Mbps); parametrização *off-line* e *on-line*; total acesso aos parâmetros do relé; controle, monitoramento e medições diversas incluindo tensão, corrente, potência, demanda, fasores, oscilografia analógica/digital, registro de eventos, localização de faltas, dentre outros;
- características de comunicação *peer-to-peer*: ideal para aplicação em proteção diferencial de linhas, comparação direcional e esquemas de seletividade lógica e intertravamento complexos a longas distâncias; sincronização de tempo com o *Global Positioning System* -GPS; etc;
- aplicações - diferentes funções de proteção, controle e monitoramento, incorporadas em um equipamento universal, incluindo a possibilidade de criação de unifilares personalizados para comando e medição local via Ethernet. Também novas filosofias de operação, restrição e bloqueio incluindo funções adaptativas são encontrados.

1.2 - ASPECTOS GERAIS DO SOFTWARE E DA COMUNICAÇÃO

Ao longo da evolução dos relés numéricos dois elementos foram de capital importância: o *software* e a comunicação. De modo mais abrangente o *software* de um relé de proteção possui diferentes rotinas dentre as quais estão: (i) *Rotinas de proteção* compostas pelos algoritmos que envolvem todo o processo de medição e obtenção dos sinais digitalizados seguido do processamento destes sinais e da obtenção das grandezas de interesse que podem ser valores eficazes, fasores de tensão e/ou corrente, impedância, etc., dependendo do tipo de proteção. Finalmente, como núcleo principal, o processo de comparação com os valores de referência para a tomada de decisão (*trip*, bloqueio, desbloqueio, alarme, etc.). (ii) *Rotinas de auto-monitoração* que são incorporadas aos relés

para uma averiguação constante da integridade do mesmo, tanto em nível de *software* quanto em nível de *hardware* (CPU, DSP, memórias, módulos I/O, etc.). (iii) *Rotinas de comunicação* que são necessárias para que o relé se comunique com o mundo externo de modo a receber informações dos usuários ou de outros dispositivos para fins de parametrização, *reset*, atualizações, etc., bem como enviar informações aos usuários ou a outros dispositivos quando solicitados, tais como: valores atuais, mudanças de estado, registros de eventos, etc..

O *software*, quando incorporado aos primeiros relés de proteção, sugerindo-lhes o nome “numéricos”, tornava-os bastante vantajosos em relação aos seus antecessores, porém, possuíam apenas algumas rotinas de auto-monitoração e, além disso, a comunicação limitava-se a uma porta RS-232 para entrada de dados de ajustes e obtenção de informações *in loco*, obrigando engenheiros e técnicos a manusearem *laptops* dentro dos ambientes de uma subestação. A principal rotina do relé, contendo o algoritmo de proteção, era a mais compacta possível, utilizando as mais simples técnicas de processamento para a obtenção e a comparação das grandezas. A estrutura típica de *software* dos mais simples relés numéricos [4] (tensão, corrente) ocupava 16 Kbytes de programação, divididos em 1 Kbyte para o sistema operacional, 4 Kbytes para o programa de proteção, 6 Kbytes para comunicação serial, 3 Kbytes para interface homem-máquina (IHM) e 2 Kbytes de rotinas de auto-teste. Com a evolução das CPUs, dos DSPs e das redes de comunicação, a programação dos relés foi se tornando cada vez mais robusta e melhor elaborada. De fato, os relés estáticos analógicos, durante certo tempo, foram mais vantajosos do que os relés numéricos em termos de velocidade de atuação. Somente algum tempo depois que funções mais complexas como, por exemplo, a proteção de linhas de transmissão, igualou-se em velocidade aos antecessores analógicos. Nos dias atuais, os modernos relés multifuncionais chegam a ocupar alguns Mbytes de programação, possuem habilidade de comunicação em alta velocidade, integrando-se a outros dispositivos via LAN e podendo-se comunicar com outros centros de controle via redes proprietárias (*Wide Area Network* - WAN) ou até mesmo via Internet.

Sem dúvida alguma, o elemento *comunicação* dos relés, alcançou grande avanço nos dias atuais, de tal modo que eles podem ficar continuamente comunicando-se com outros IEDs, com as salas de controle, com os centros de operação e até mesmo com usuários, pesquisadores e consumidores. Essa característica tem mudado profundamente

o paradigma dos relés de proteção de tal maneira que os mesmos, mais apropriadamente, poderiam ser denominados de "Garrulous Guardians" [5].

A Fig. 1.2 é uma ilustração que resume a evolução dos relés de proteção a qual acompanha a evolução da comunicação, da informática e da tecnologia microprocessada.

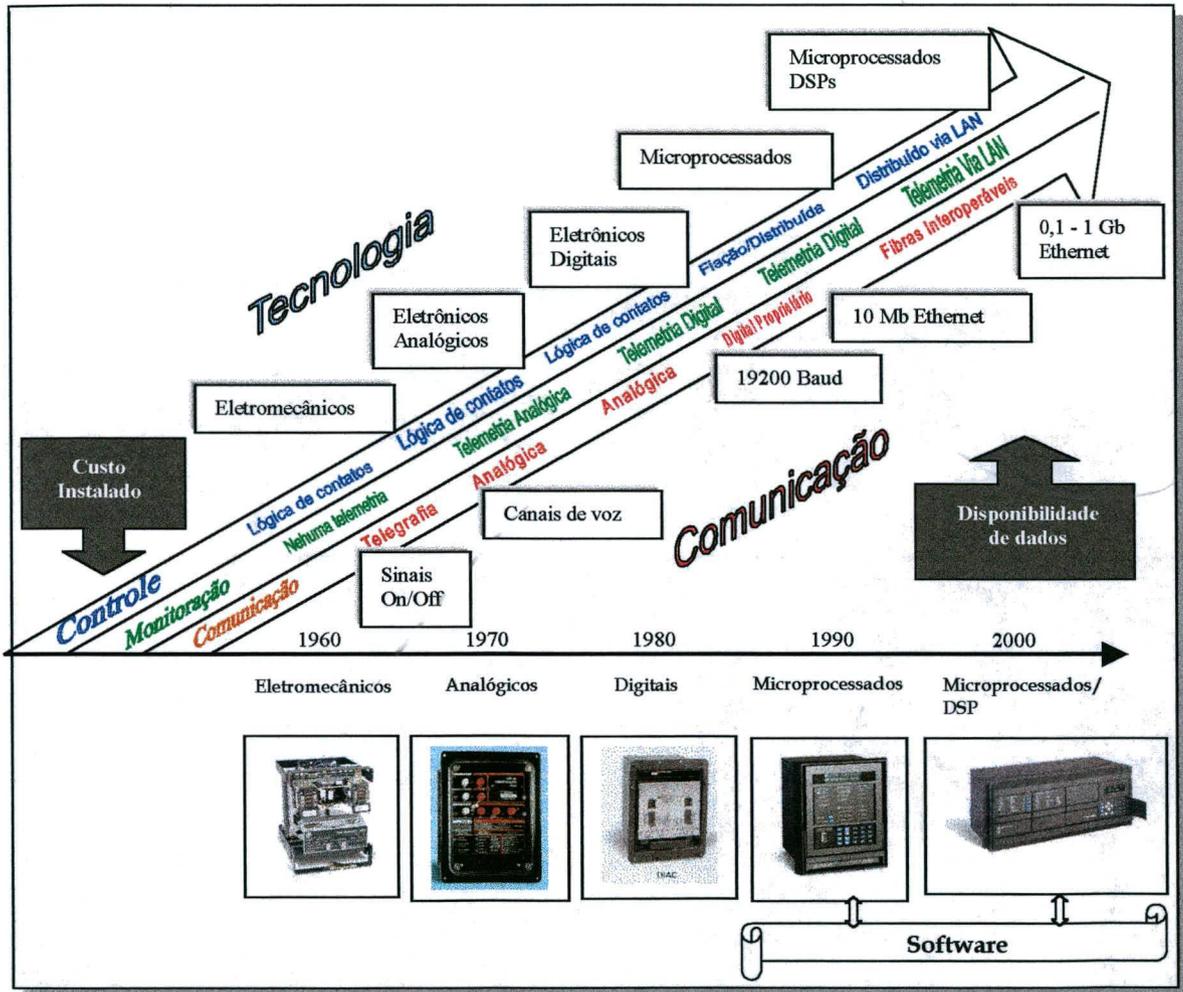


Fig. 1.2 - Evolução dos relés de proteção de sistemas elétricos*.
 *(figura adaptada com permissão da GE Power Management)

É certo que toda essa evolução não para aqui, mas projeta-se para o futuro, de um modo mais ordenado, considerando algoritmos de proteção cada vez mais rápidos e inteligentes, incluindo novas técnicas de processamento de sinais, mais lógicas adaptativas, incorporação de mais ferramentas de diagnóstico e um maior poderio de auto-monitoração.

1.3 - AS NOVAS INVESTIGAÇÕES DESTE TRABALHO

Os desenvolvedores das rotinas de comunicação de dados, auto-monitoração e outras de ordem mais gerencial dos relés, não necessitam necessariamente conhecer os aspectos que envolvem os sistemas de energia elétrica para os quais os relés estão sendo preparados. Porém, para as rotinas de proteção, os desenvolvedores devem conhecer os sistemas que serão protegidos, bem como os fenômenos elétricos a estes relacionados.

Dentro deste amplo aspecto multi-disciplinar que, nos dias atuais, envolve a concepção de um relé numérico, este trabalho concentra toda a sua atenção nos algoritmos de proteção, mais especificamente na proteção de linhas de transmissão.

A Fig. 1.3 mostra os principais blocos que compõem o núcleo de um algoritmo para proteção de linhas de transmissão com possibilidade de alimentação de ambos os terminais, como são os casos mais comuns de configurações apresentados na Fig. 1.4.

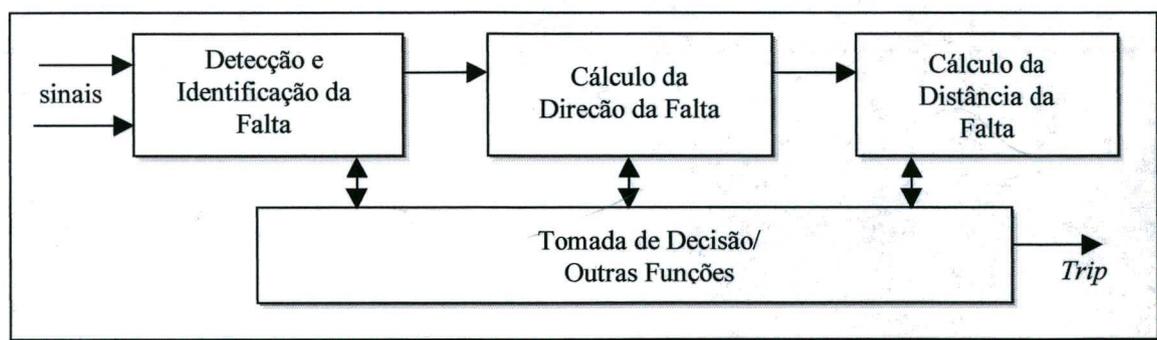


Fig. 1.3 - Principais blocos de um relé de proteção de linhas.

Dependendo do sistema a ser protegido e/ou da filosofia adotada na proteção, nem sempre os três blocos mostrados na Fig. 1.3 estarão presentes. É o caso, por exemplo, da proteção de distância em linhas radiais cuja corrente normal ou de falta sempre fluirá numa mesma direção não havendo necessidade do segundo bloco (em casos mais simples até mesmo relés de sobrecorrente podem ser utilizados). Em sistemas alimentados por ambos os lados (Fig. 1.4), outras filosofias podem ser adotadas. Um exemplo disso é a proteção direcional por ondas trafegantes. Neste caso somente os blocos 1 e 2 são necessários.

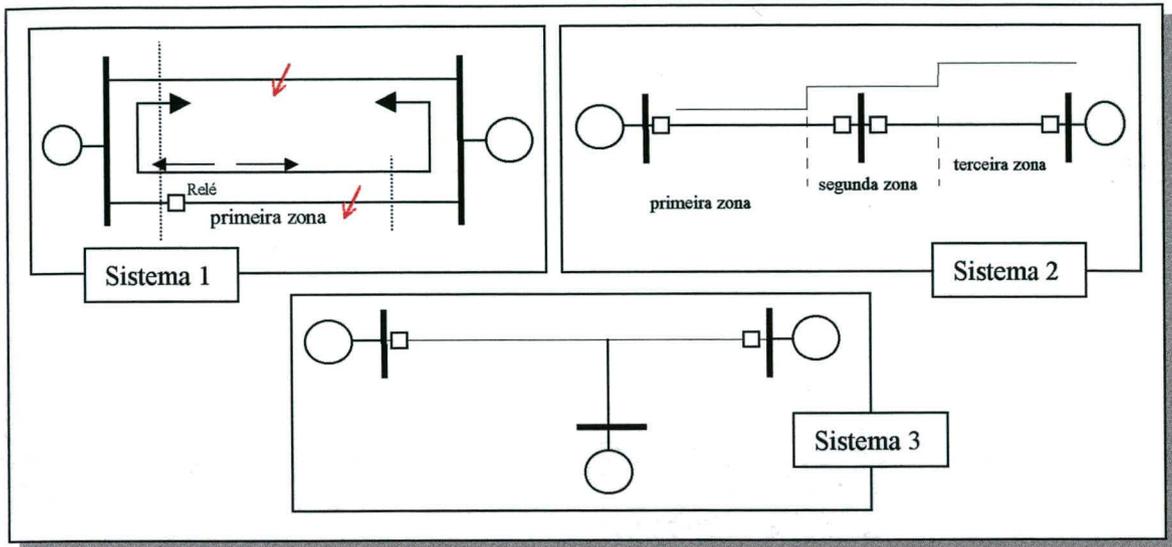


Fig. 1.4 - Exemplos de linhas protegidas por relés de distância.

Tomando por modelo o esquema apresentado na Fig. 1.3 (mais usual), essa tese de doutorado irá apresentar o estudo e o desenvolvimento de algoritmos para uso em relés de proteção de linhas de transmissão. Tais algoritmos são baseados em uma ferramenta matemática que vem sendo recentemente estudada e aplicada em processamento de sinais de energia elétrica. Trata-se da Transformada *Wavelet* (TW) cujos princípios e aplicações serão apresentados posteriormente.

Assim, duas diferentes abordagens foram trabalhadas:

- 1 - Estudo e desenvolvimento de um identificador de faltas via transformada *wavelet*, utilizando os transitórios¹ de alta frequência gerados pela falta. Uma faixa de frequência de amostragem entre 2 e 10 kHz tem sido utilizada neste caso.
- 2 - Estudo e desenvolvimento de um sistema de localização e identificação de faltas via transformada *wavelet*, utilizando a teoria de ondas viajantes. Neste caso, uma faixa de frequência de amostragem entre 60 e 200 kHz tem sido utilizada.

Como resultados do desenvolvimento, incluindo simulações, implementações computacionais e testes, tem-se procurado:

- uma avaliação efetiva da viabilidade e da adequação da utilização da transformada *wavelet* em sistemas de proteção de linhas de transmissão;

¹ Um ato falho, principalmente de engenheiros de potência, é tratar tais transitórios, simplesmente como **ruídos**. Tal conotação é também uma herança adquirida da era dos eletromecânicos, cujos transitórios eram de pouca importância. Uma mudança de paradigma requer uma nova visão: não mais ruídos e sim, informações da falta.

- a obtenção de um identificador de faltas, robusto e de velocidade superior àqueles apresentados na literatura;
- a obtenção de um sistema de localização do ponto de falta que seja preciso e ao mesmo tempo rápido o suficiente para uma tomada de decisão de desligamento (*trip*) ou bloqueio/desbloqueio por parte do relé de linha;
- a abertura de novas possibilidades para a aplicação da transformada *wavelet* em sistemas de proteção bem como em sistemas de medição para detecção de eventos em sistemas de potência para fins de qualidade de energia.

Para a realização dos algoritmos propostos, os sinais de entrada são de fundamental importância. Nesse caso, os sinais de tensão e de corrente de sistemas de transmissão são obtidos através de simulações com o programa *Eletromagnetic Transient Program* (EMTP) [6]/ *Alternative Transient Program* (ATP) [7]. Diferentes tipos de falta em diferentes modelos de linhas de transmissão (transpostas e não transpostas) têm sido realizados. Diversos fatores que podem influenciar o comportamento dos algoritmos também têm sido incluídos, tais como: variações nas posições da falta ao longo da linha, três diferentes condições de carga, vários ângulos de incidência da falta e diferentes resistências de falta.

De modo a analisar o desempenho dos algoritmos propostos, uma grande quantidade de simulações foram executadas. A partir dos resultados obtidos conclusões são extraídas e comparadas com outras abordagens existentes.

1.4 - APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Dando seqüência a apresentação desta tese, o Capítulo 2 (Técnicas Numéricas para Proteção de Linhas de Transmissão) apresenta uma visão geral do estado-da-arte dos algoritmos de proteção numérica de linhas de transmissão. Faz-se uma revisão dos primeiros algoritmos propostos, e apresenta-se as últimas pesquisas neste campo. Ênfase é dada aos métodos convencionais e aos problemas que os afetam.

No Capítulo 3 (Transformada Wavelet e sua Aplicação em Sinais de Energia) é apresentada uma breve descrição das transformações lineares que são utilizadas neste trabalho, iniciando com algumas considerações sobre a transformada de Fourier para fins

comparativos. Ênfase é dada à teoria da transformada *wavelet* discreta bem como à sua implementação em bancos de filtro, denominada de análise multi-resolução (AMR). Ilustra-se ainda a eficácia desta ferramenta para a análise de transitórios eletromagnéticos associados a faltas em sistemas de potência.

O Capítulo 4 (Concepção Geral da Aplicação da AMR na Proteção e Supervisão de Linhas de Transmissão) tem por objetivo introduzir as principais idéias a respeito dos algoritmos desenvolvidos e apresentados nos Capítulos 5 e 6. São apresentadas as circunstâncias tecnológicas tomadas por base para o desenvolvimento em questão. É feita ainda uma descrição dos principais blocos para fins de implementação dos algoritmos.

O Capítulo 5 (Identificação de Faltas) descreve de forma detalhada o desenvolvimento da idéia central da tese. Apresenta-se o desenvolvimento do algoritmo de identificação de faltas fazendo uso da análise por decomposição *wavelet* em conjunto com uma transformação modal. Neste mesmo capítulo são apresentados os resultados da aplicação do algoritmo para os sinais faltosos obtidos por simulação.

No Capítulo 6 (Localização de Faltas) é apresentado o método utilizado para a localização do ponto de falta em uma linha de transmissão. O método é similar ao do Capítulo 5, porém utiliza seqüências obtidas em alta taxa de amostragem para fins de capturar as frentes de ondas viajantes. Além da localização do ponto de falta o método desenvolvido faz também a identificação do padrão de falta. Também aqui são apresentados os resultados da aplicação do algoritmo para os sinais faltosos obtidos por simulação.

O Capítulo 7 (Limitações, Melhorias e Futuros Desenvolvimentos) tem por objetivo expor as limitações do uso da transformada *wavelet* nas tarefas de identificação e localização de faltas. Mostra alguns pontos que não foram explorados neste trabalho e que por si só se revelam como desafiadoras tarefas. Finalmente, propõe e discute futuros desenvolvimentos.

No Capítulo 8 (Conclusões) são tecidos os principais comentários relativos ao desenvolvimento da tese, que são: as estatísticas dos resultados, os erros encontrados e as contribuições alcançadas.

Segue posteriormente um anexo sobre o programa desenvolvido, bem como, as referências bibliográficas que foram utilizadas neste trabalho.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS NUMÉRICAS PARA PROTEÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

De todos os tópicos da proteção numérica, tais como: proteção de geradores, transformadores, barramentos e a proteção de linhas de transmissão, essa última, é aquela que tem experimentado um maior número de pesquisa e de desenvolvimento [8].

O fato é que se deve pensar em uma linha de transmissão como sendo a espinha dorsal de um sistema fornecedor de energia elétrica. Então, quando arrançadas na forma de redes, as linhas desempenham um papel essencial para a qualidade do fornecimento de energia elétrica, desde as plantas geradoras até o usuário final. Como cada linha de transmissão está sujeita a faltas principalmente do tipo curto-circuito, protegê-la é uma importante tarefa para salvaguardar o sistema de potência como um todo. Considerando ainda o aumento da capacidade e da complexidade dos sistemas elétricos de potência, as companhias de energia elétrica passam a exigir equipamentos de proteção cada vez mais confiáveis e com melhor desempenho.

As faltas em linhas de transmissão aérea são provocadas, principalmente, por descargas atmosféricas e quedas de árvores ou galhos de árvores. Outras causas como vento muito forte, gelo sobre os cabos, aves que se aninham nas cadeias de isoladores, envelhecimento da isolação, etc., também são relatadas pelas empresas concessionárias. Estas faltas normalmente resultam em alterações significativas nas grandezas dos sistemas, tais como: sobrecorrentes, sobretensões, subtensões, subimpedância, subfrequência, etc.. O indicador mais comum da falta é o aumento repentino e significativo da corrente na linha. Por este fato é que no passado as proteções das linhas aéreas eram feitas por relés de sobrecorrente. Apesar desses serem os mais simples e os de menor custo, os mesmos são bastante dependentes da configuração do sistema elétrico. Necessitam freqüentemente de reajustes ou até mesmo de substituição quando as alterações que ocorrem no sistema de potência resultam em variações consideráveis na corrente de carga ou nos níveis de curto-circuito. Por estas razões, atualmente os relés de

sobrecorrente são utilizados somente em sistemas de distribuição, em sistemas industriais ou em linhas radiais de pequena distância.

Tradicionalmente, a proteção das linhas de transmissão de maior porte tem sido feita por dispositivos que contemplam três diferentes filosofias, a saber: *a proteção de distância, a proteção direcional e a proteção diferencial.*

Na *proteção de distância* os relés (eletromecânicos, estáticos analógicos ou numéricos) realizam a medida de uma impedância (impedância medida ou aparente) relacionando as tensões e as correntes obtidas no local de instalação. Em condições de regime, a impedância “vista” pelo relé é elevada, incluindo a linha (ou os trechos de linha) juntamente com a carga. Sob falta e em condições ideais, a impedância medida é diretamente proporcional à distância da falta. Assim, se a falta estiver localizada dentro da área de proteção do relé (zona de proteção), o mesmo deverá fornecer o mais breve possível um sinal de desligamento (*trip*) da linha ou do trecho de linha, mantendo a integridade dos demais trechos não afetados pela falta. Esta prática, denominada de seletividade da proteção, tem por objetivo manter o fornecimento da energia e contribuir para a manutenção da estabilidade do sistema. Por esta razão, os relés possuem um temporizador graduado de acordo com a distância da falta, como ilustrado pela Fig. 2.1.

Para o sistema representado pela Fig. 2.1 o relé 21_C deve fornecer uma imediata ordem de *trip* (até 20 ms) para o desligamento do trecho C-D, no caso da falta “F” indicada. Na eventual falha do relé 21_C, o relé 21_B deve desligar seu disjuntor correspondente após o tempo especificado de segunda zona (cerca de 100 ms). Finalmente, caso falhe também o relé 21_B, o relé 21_A separa a linha A-D da fonte de alimentação A, após seu tempo de retaguarda (cerca de 200 ms). A fim de conseguir o comportamento descrito, cada relé deve ser capaz de estimar, dentro de uma certa margem de erro, a distância da falta. Todo o processo de estimação da área de falta deve ser bastante confiável e preciso. Caso contrário, violações poderão ocorrer na seletividade da proteção deixando consumidores sem energia mesmo sem nenhuma falta ter ocorrido nas suas imediações, além de outras conseqüências, tais como: danos materiais, riscos de vida, perdas monetárias, etc..

Para as linhas de transmissão com possibilidade de alimentação de ambos os lados, torna-se necessário a inclusão de unidades direcionais, caso contrário desligamentos ocorrerão para as faltas atrás do relé.

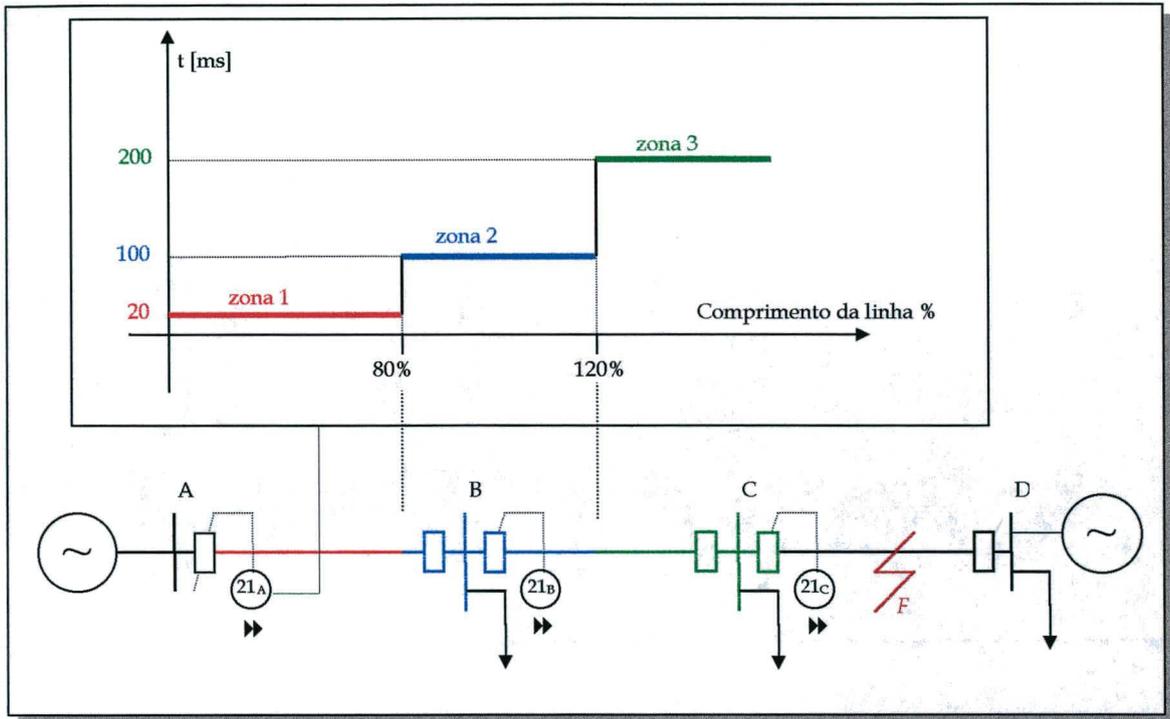


Fig. 2.1 - Exemplo de temporização do relé de distância 21_A da linha de transmissão.

Os princípios da proteção descrita anteriormente contêm uma dificuldade fundamental: não é possível eliminar uma falta pelos dois lados da linha se a falta estiver localizada próxima ao terminal remoto, por exemplo, a 90% da barra A (Fig. 2.1), devido às incertezas na medição. Para estes casos, o retardo de segunda zona é inevitável, porém, não desejável. Para evitar este descompasso, a proteção de distância normalmente é utilizada em conjunto com uma proteção piloto, que é na verdade uma adaptação dos princípios da proteção diferencial. O termo "piloto" refere-se a um canal de comunicação existente entre dois ou mais terminais de uma linha de transmissão, a fim de eliminar uma falta em tempo de primeira zona ao longo dos 100% da linha. Essa forma de proteção também é conhecida como "teleproteção" e os canais de comunicação normalmente utilizados são: a própria linha de transmissão através de um PLC (*Power Line Carrier*), sistemas microondas, fibras óticas ou cabos metálicos, sendo que o PLC é o mais utilizado em função do seu custo/benefício. Na prática, são encontradas diferentes

filosofias de proteção por canal piloto [9], tais como: comparação direcional com bloqueio (*Directional Comparison Blocking* - DCB) ou desbloqueio (*Directional Comparison Unblocking* - DCU), transferência direta de *trip* por subalcance (*Direct Transfer Tripping* - DTT), transferência de *trip* permissivo por subalcance (*Permissive Underreaching Transfer Tripping* - PUTT) ou por sobrealcance (*Permissive Overreaching Transfer Tripping* - POTT) ou esquemas de comparação de fase. Com exceção deste último esquema, todos os demais utilizam relés de distância e, suas aplicações, são dependentes das características da linha, das filosofias adotadas pela empresa e dos custos/benefícios advindos de cada esquema.

O termo *proteção direcional* normalmente é empregado para referir-se a uma unidade de proteção (*hardware* ou *software*) que atua em conjunto com relés de distância ou outros, como já mencionado anteriormente. Porém o mesmo termo pode ser utilizado para designar o principal elemento de um esquema de proteção, sem, por exemplo, a necessidade de medição de distância. São os casos dos esquemas de comparação direcional (DCU e DCB) citados anteriormente. Estes utilizam como princípio a comparação dos sentidos das correntes que fluem pelos terminais da linha protegida. Sentidos não concordantes, conforme Fig 2.2, iniciará operação de abertura dos disjuntores da linha. Embora tal esquema pudesse utilizar somente relés direcionais (ANSI-67), normalmente são empregados relés de distância (ANSI-21) intrinsecamente direcionais por questões de sensibilidade [9].

Quaisquer que sejam os esquemas de proteção direcional haverá sempre a necessidade de um canal de comunicação entre os terminais da linha protegida, a fim de que a seletividade seja mantida.

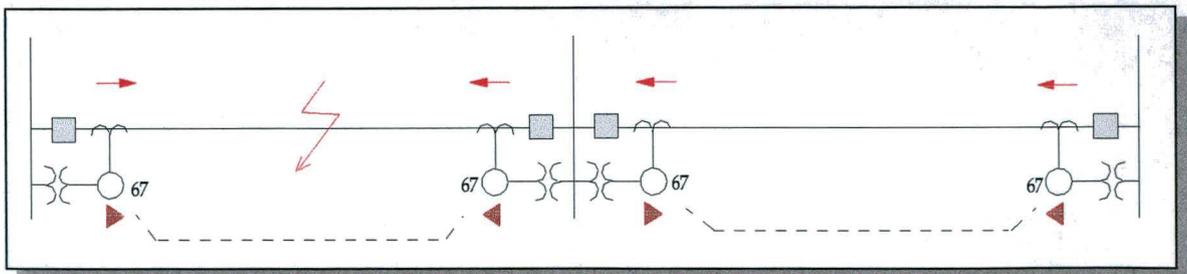


Fig. 2.2 - Ilustrativo da proteção direcional.

Embora, os esquemas de teleproteção possam ser considerados uma espécie de *proteção diferencial* eles não o são de fato. Na verdade o que mais se aproxima é o esquema

de comparação de fases, porém a proteção diferencial além da fase, inclui também a magnitude dos sinais (normalmente as correntes da linha). Assim os fasores de corrente, obtidos em todos os terminais i da linha, conforme Fig. 2.3, são utilizados para o cálculo da corrente diferencial (2.1).

$$|I_d| = \left| \sum_i I_i \right| \quad (2.1)$$

Teoricamente, sob condição normal ou sob condição de falta externa, a soma fasorial das correntes entrando em cada fase de todos os terminais da linha é igual a zero. Sob condição de falta interna haverá uma corrente diferencial diferente de zero que fará o relé atuar de modo a abrir os terminais da linha. Na prática, haverá sempre uma corrente diferencial devido ao carregamento da linha. Esta corrente de carregamento juntamente com outros desvios, tais como: ruídos, transitórios, diferença no ganho dos sensores de corrente, erros de saturação de transformadores de corrente (TCs), erros de *clock*, etc., deverão ser computados para estabelecer uma característica de restrição de operação do relé. Desse modo, o relé poderá ser dessensibilizado de modo a acomodar todos estes possíveis erros. Por trás desse princípio básico, outras três considerações técnicas são de grande importância: a consolidação dos dados, a sincronização da amostragem e a comunicação entre os terminais.

Modernos relés diferenciais têm trabalhado com novas técnicas incluindo a sincronização das amostras e a comunicação em alta velocidade, de modo a melhorar o desempenho dos mesmos [10].

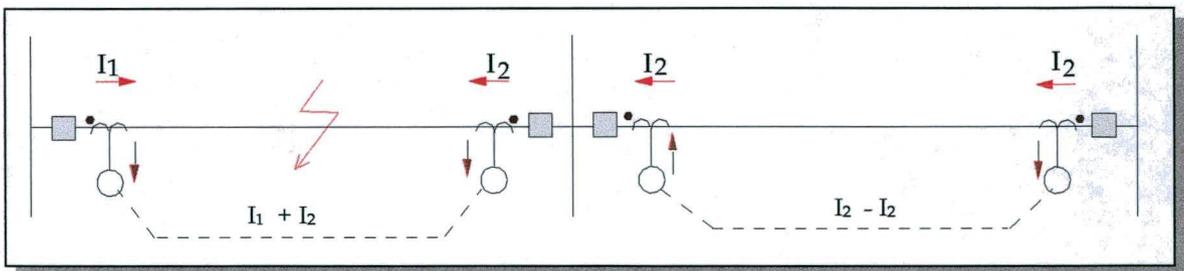


Fig. 2.3 - Idéia ilustrativa da proteção diferencial.

Por razões de custo/benefício, a grande parte dos esquemas de proteção existente nas linhas de transmissão em corrente alternada utiliza a primeira filosofia que contempla relés de distância juntamente com algum esquema teleproteção via PLC. Com a diminuição do custo e o uso cada vez mais intensificado de cabos de fibra ótica,

conduzidos por dentro dos cabos de transmissão, há uma forte tendência na implantação de proteções diferenciais de linha por parte das companhias de energia elétrica.

De qualquer modo, seja qual for a filosofia ou esquema de proteção adotado, os relés de proteção de linha devem ser capazes de extrair eficazmente as grandezas de interesse para rápidas e corretas tomadas de decisão.

Em proteção de linhas, os fasores de tensão e corrente são os parâmetros de maior interesse, dos quais podem ser deduzidas: a distância, a identificação das fases, a direção da falta, a corrente diferencial, dentre outras grandezas. No entanto, nem todas as técnicas numéricas propostas na literatura utilizam tal princípio. Assim sendo, o conhecimento dos algoritmos de proteção propostos na literatura, bem como utilizados na prática, é de grande importância para o desenvolvimento de proteções numéricas, seja para a melhoria daquelas já existentes, ou seja, para o desenvolvimento de novas técnicas [11]. De maneira bastante abrangente, esses algoritmos podem ser agrupados em três diferentes categorias a saber:

- i. algoritmos baseados em modelos de sistemas;
- ii. algoritmos baseados na forma de onda dos sinais de tensão e corrente;
- iii. algoritmos baseados nos ruídos gerados pela falta.

2.2 - ALGORITMOS BASEADOS EM MODELOS DE SISTEMAS

Tais métodos baseiam-se nas equações diferenciais extraídas dos modelos de linha a fim de estimar a impedância de falta.

McInnes e Morrison [12] foram os primeiros a utilizar um circuito RL , conforme Fig. 2.4, como um modelo de linha de transmissão e resolver a equação diferencial associada (2.2), obtendo-se os valores x_R e x_L desconhecidos. Sendo a impedância proporcional à distância da falta (x) a mesma passa a ser também conhecida. Para esse algoritmo, deve-se assumir que o comprimento da linha seja tal que a capacitância *shunt* possa ser negligenciada, o que na maioria das vezes é válido somente para linhas curtas. Um outro problema é a possível resistência de falta e a alimentação do terminal remoto que, juntos, poderão introduzir erros no algoritmo. Tais erros podem ser contornados mediante ajustes nas características do relé, porém, durante um transitório exponencial, erros oscilatórios adicionais

podem ser graves, caso a resistência de falta seja muito alta. Além disso, o algoritmo possui uma janela de dados pequena tornando o mesmo pouco seletivo em frequência, surgindo a necessidade de um filtro passa-baixas que, por sua vez, introduz atraso na resposta do algoritmo.

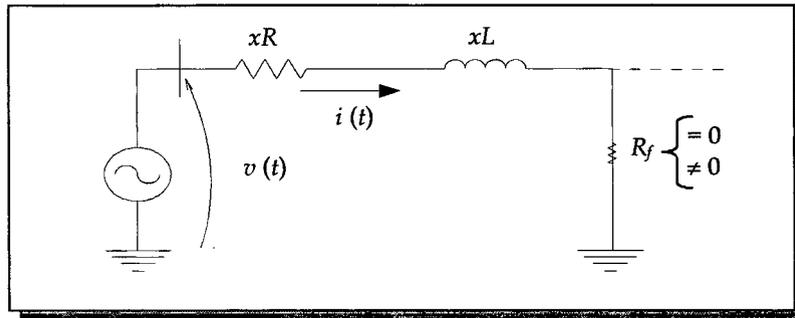


Fig. 2.4 - Linha de transmissão representada somente pelos parâmetros série.

$$v(t) = xR.i(t) + xL \frac{di(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Ranjbar e Cory [13] melhoraram o desempenho do algoritmo utilizando uma janela de dados maior (em torno de um ciclo), que por outro lado compromete o tempo de resposta do relé. Smolinski [14] aplicou o mesmo método para linhas de maior comprimento, acrescentando os parâmetros transversais, conforme mostrado na Fig. 2.5, e resolvendo o conjunto de equações (2.3). A inclusão destes parâmetros de carregamento da linha permitiu trabalhar com ondas com componentes exponenciais e componentes de frequências mais elevadas, sem a necessidade de filtragem prévia. Contudo, persistia o erro provocado pela resistência de falta além de um excessivo esforço computacional devido ao modelo mais complexo.

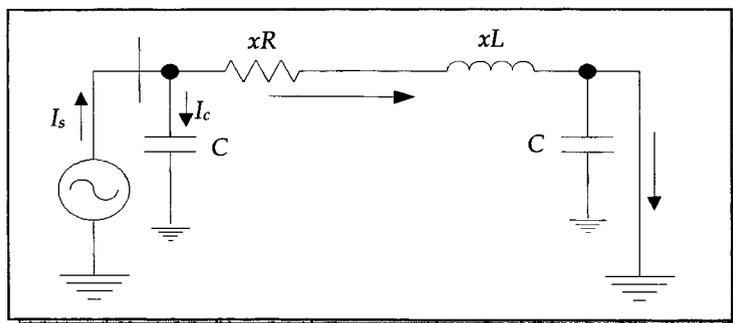


Fig. 2.5 - Modelo incluindo parâmetros *shunt*.

$$v(t) = xR \cdot (i_s(t) - i_c(t)) + xL \frac{d(i_s(t) - i_c(t))}{dt} \quad (2.3)$$

$$i_c(t) = xC \frac{dv(t)}{dt}$$

Mais recentemente Akke e Thorp [15] retomaram estudos propondo os algoritmos baseados em equações diferenciais, porém introduzindo filtros de mediana para melhorar a estimativa da localização da falta, juntamente com indicadores Booleanos para a identificação do tipo de falta. A técnica continua válida somente para linhas curtas, perfeitamente transpostas e com pequenas resistências de falta.

2.3 - ALGORITMOS BASEADOS NA FORMA DE ONDA

Nesta segunda categoria se encontram os métodos baseados em modelos de forma de onda em si, isto é, os algoritmos necessitam extrair informações a partir das ondas de tensão e de corrente para um posterior processamento e tomada de decisão. As informações de interesse podem ser os valores de pico ou os fasores (magnitude e fase) dos sinais na frequência fundamental conforme mostrado na Fig. 2.6. Dentro desta categoria se encontra a grande maioria dos algoritmos de proteção.

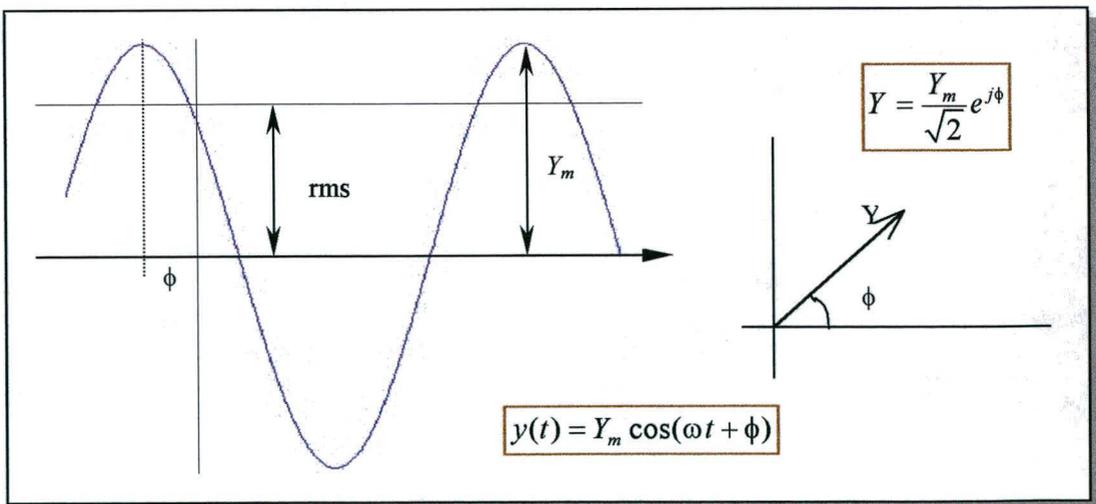


Fig. 2.6 - Fasores de V ou I.

Os métodos de estimação de parâmetros, baseados na forma de onda, utilizam amostras de tensão e/ou corrente de tal modo a obter os parâmetros desconhecidos e desejados.

Como exemplo, seja o sinal descrito pela Eq. (2.4):

$$y(t) = Y_c \cos \omega_0 t + Y_s \sin \omega_0 t + \varepsilon(t) \quad (2.4)$$

onde, $y(t)$ é o sinal de corrente ou tensão; Y_c e Y_s são os parâmetros desconhecidos; ω_0 é a frequência fundamental do sistema de potência, e $\varepsilon(t)$ é um sinal de erro incluindo ruídos, transitórios de alta frequência, componentes de corrente contínua exponencial (*direct current offset* ou *dc offset*), etc.. Considerando que $\varepsilon(t)$ é um processo randômico, é razoável considerar que um filtro *anti-aliasing* juntamente com o algoritmo de proteção, possam fazer o tratamento adequado eliminando ou, ao menos, diminuindo a influência desses erros.

A Fig. 2.7 apresenta a idéia básica para a obtenção dos parâmetros Y_c e Y_s . Durante o período pré-falta a janela de dados contém amostras do sinal em regime, o que torna relativamente fácil determinar a magnitude (A) e fase (ϕ) do sinal fundamental (2.5). Porém, durante o período pós-falta, o algoritmo deverá ser capaz de filtrar o sinal $\varepsilon(t)$ e encontrar o fasor fundamental no novo estado.

$$A = (Y_c^2 + Y_s^2)^{1/2} \text{ e } \phi = \text{tg}^{-1}(-Y_c / Y_s) \quad (2.5)$$

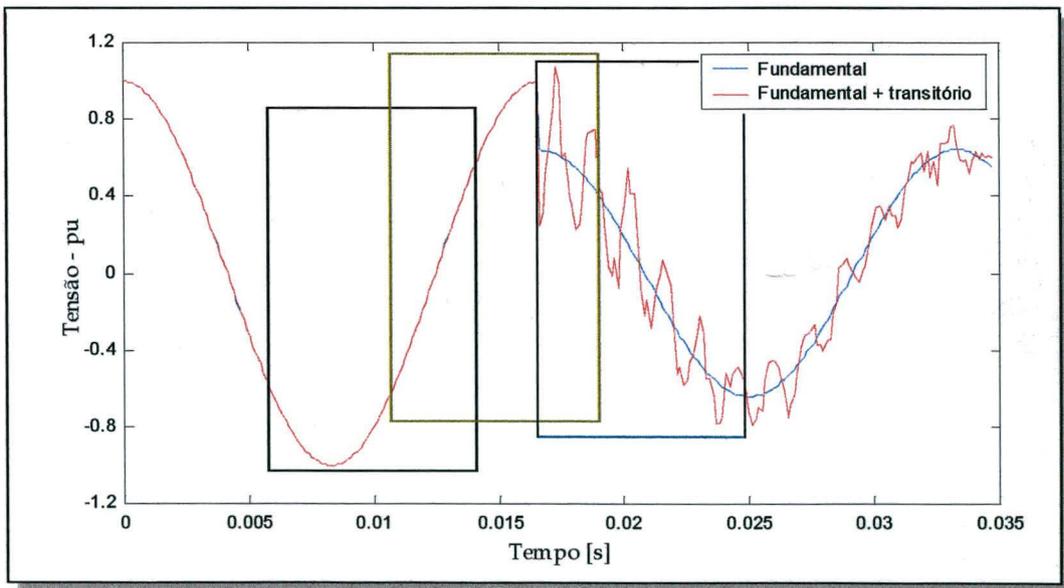


Fig. 2.7 - Sinal apresentando período pré-falta e o período pós-falta cujos transientes e ruídos de falta devem ser filtrados para obter o sinal fundamental.

Por essa razão, nos métodos baseados em formas de onda, a resposta em frequência do algoritmo é uma importante parte do processo de implementação do algoritmo. Há que se colocar, porém, que a resposta em frequência é um conceito introduzido para sistemas lineares e invariantes no tempo (LIT). Porém, ao se tratar com as características no domínio da frequência de sistemas não lineares, como os descritos pelos algoritmos de proteção, deve-se tomar cuidado para evitar confusões causadas pelo uso da mesma terminologia, mas de significados diferentes. Todos os algoritmos de proteção baseados em fasores podem ser representados pelo modelo genérico [16], mostrado na Fig. 2.8.

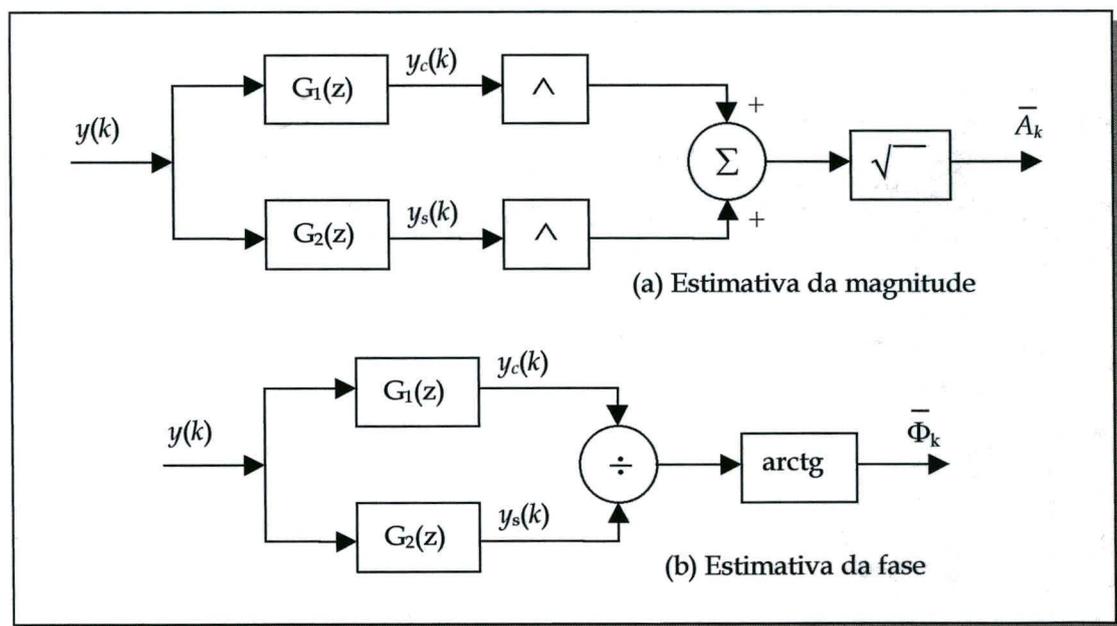


Fig. 2.8 - Algoritmo de proteção baseado em fasor (forma de onda).

Supondo um sinal de entrada $y(k) = A \cos(k\omega\Delta t + \phi)$, uma expressão genérica pode ser encontrada [16]. Tal expressão mostra que a magnitude estimada (\bar{A}_k), dos algoritmos não lineares, irá variar dentro de uma faixa de valores, cujos limites superior e inferior irão refletir as características do algoritmo no domínio da frequência. Assim, quando o limiar superior se aproxima de zero para determinada frequência harmônica, isso significa a capacidade do algoritmo em rejeitar tal harmônico. Obviamente a característica ideal seria aquela cujos limites superior e inferior fossem iguais a 1 na frequência fundamental e zero para todas as outras frequências.

2.3.1 - Algoritmos básicos - regime estacionário estável

Logo após a publicação de [2] que propunha o uso de computadores digitais como ferramenta de proteção em subestações, Mantey [17] apresentou o primeiro algoritmo que tentava amostrar o valor de pico de um sinal de corrente, de forma a obter uma quantidade proporcional ao valor eficaz da onda. Tal algoritmo é extremamente sensível aos transitórios e ruídos, possuindo valor apenas histórico.

Mann e Morrison [18] apresentaram uma técnica que estimava os fasores de tensão e corrente a partir da informação de seus valores instantâneos, bem como de suas derivadas. O método, no entanto, não é diretamente aplicável, pois uma análise criteriosa da resposta em frequência desse algoritmo, ilustra o risco das suposições a que ele se baseia (pequena janela de dados - 3 amostras, existência de corrente de curto-circuito perfeitamente senoidal). Além disso, o componente aperiódico de curto-circuito deve ser eliminado previamente.

O algoritmo sugerido foi modificado, fazendo uso da primeira e segunda derivadas, de forma a reduzir a influência do componente aperiódico. Embora isso seja verdade, outras frequências não nominais não são filtradas. Apesar desses inconvenientes, esse algoritmo foi aplicado ao primeiro relé que usou um computador digital para a proteção de linhas de transmissão, o Prodar 70 [19]. A Fig. 2.9 mostra a resposta em frequência destes algoritmos.

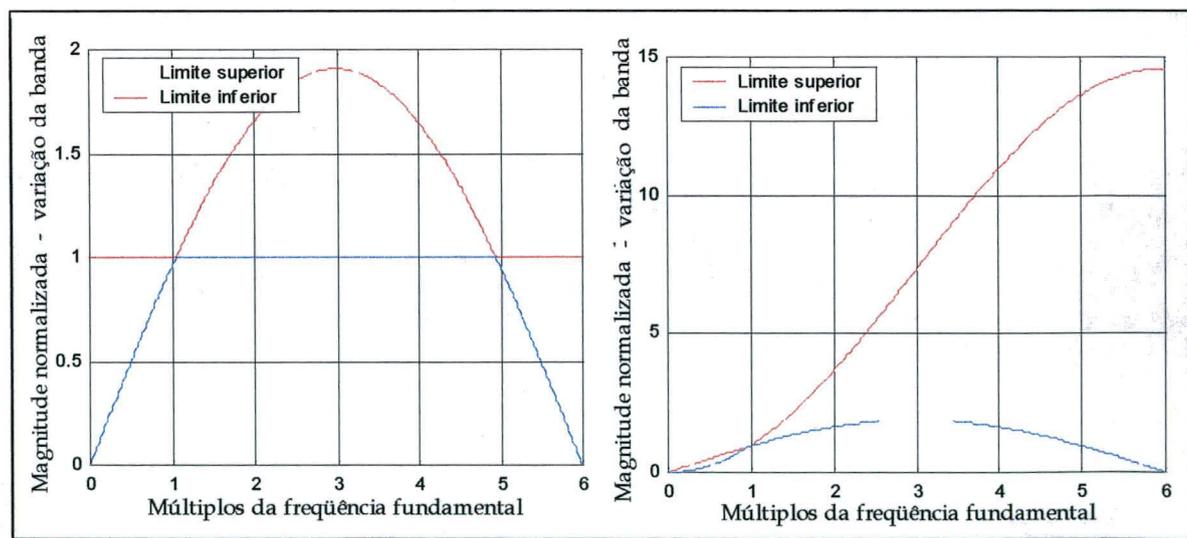


Fig. 2.9 - Resposta em frequência do algoritmo de Mann-Morrison e do Prodar70.

2.3.2 - Algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados

Luckett *et al.* [20] investigaram uma solução de estimação da impedância da falta utilizando o método dos mínimos quadrados, levando em consideração alguns componentes harmônicos e um componente exponencial de constante de tempo conhecida, conforme (2.6).

$$y(t) = \sum_{n=1}^{Nh} A_n \cdot \text{sen}(n\omega_0 t \Delta t + \phi_n) + A_0 \cdot e^{-(1/\tau)t \Delta t} + \varepsilon(t) \quad (2.6)$$

com $t = 1, \dots, N$, onde N é o número de amostras, $\tau = L/R$ é a constante de tempo do sistema, Δt é o período de amostragem, $\omega_0 = 2\pi f$, Nh o número de harmônicos e $\varepsilon(t)$ são erros adicionais. O problema então é estimar os coeficientes A_n dos valores $y(t)$ obtidos. Com K amostras de $y(t)$ obtidas, pode-se escrever a forma matricial

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S}\mathbf{A} + \varepsilon \quad (2.7)$$

representando N equações com $2Nh + 1$ incógnitas ($A_0, A_1^s, A_1^c, A_2^s, A_2^c, \dots, A_{Nh}^s, A_{Nh}^c$), com \mathbf{S} contendo os valores da função seno e exponencial nos instantes K . Se $N \geq (2Nh + 1)$ e o vetor ε é assumido ter média zero, com matriz de covariância múltipla de uma matriz unitária [20], uma solução que minimiza o quadrado dos erros é dada por

$$\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{Y} \quad (2.8)$$

Na verdade somente as duas linhas correspondentes a $\cos \omega_0 t$ e a $\text{sen} \omega_0 t$ são necessárias para um relé de linha de transmissão.

Sachdev e Baribeau [21] também utilizaram a mesma técnica para obter os componentes de frequência fundamental (magnitude e fase) dos sinais de tensão e corrente, porém com vantagem em relação a [20]. Estes autores substituíram o componente exponencial por sua equivalente série de Taylor utilizando apenas os dois primeiros termos. Neste caso, a hipótese prévia da razão L/R do sistema não era mais necessária. Mais tarde Sachdev e Nagpal [22] simplificaram ainda o modelo assumindo apenas o termo A_0 e aplicaram o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (*Recursive Least Square - RLS*), mais adequado para processamento em tempo real. De qualquer modo, as influências de componentes inter-harmônicos afetavam as estimativas dos fasores. Outras contribuições surgiram do uso dos métodos dos mínimos quadrados, dentre elas, a de Almeida e Lima [23], que introduziram um gerenciamento da matriz de

covariância (*RLS* com um *reset* externo) como um novo elemento de melhoria no desempenho do algoritmo, quando os sinais elétricos estão muito afetados por ruídos coloridos.

O gráfico da Fig. 2.10, mostra uma resposta em frequência típica do algoritmo *RLS* com janela de um ciclo e frequência de amostragem de 480 Hz. O sinal de entrada $y(k)$ é composto pela fundamental 60 Hz e mais harmônicos de segunda e terceira ordens, além do componente exponencial.

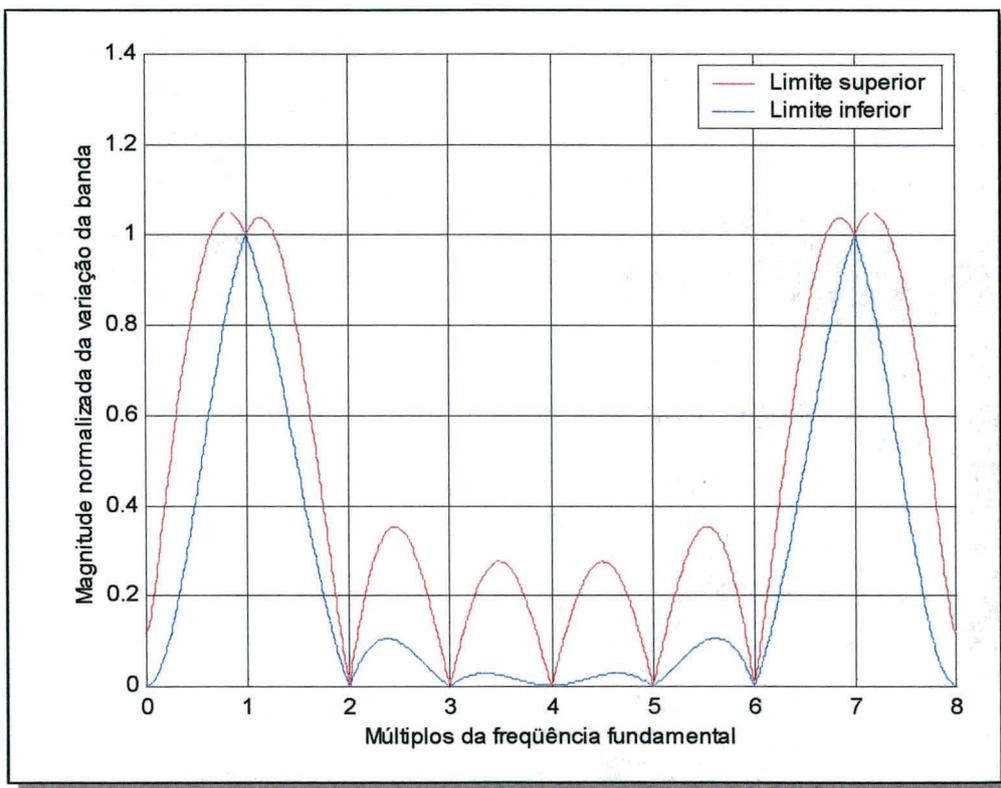


Fig. 2.10 - Resposta em frequência do algoritmo de Sachdev.

2.3.3 - Algoritmos baseados na teoria de Fourier

Assim como o método anterior estes algoritmos são de fato considerados algoritmos de filtragem digital e foram desenvolvidos em diferentes abordagens:

(i) Série de Fourier

Ramamoorty [24] foi o primeiro a propor a utilização da análise Fourier como algoritmo de proteção. Para a estimação dos parâmetros seno e cosseno do componente

fundamental da série de Fourier, as integrais são aproximadas pelo método trapezoidal, dando origem as equações (2.9) e (2.10).

$$Y_c = \frac{1}{N} \left[y_{k-N} + 2 \sum_{n=1}^{N-1} y_{k-N+n} \cos\left(\frac{2\pi}{N} n\right) + y_k \right] \quad (2.9)$$

$$Y_s = \frac{1}{N} \left[2 \sum_{n=1}^{N-1} y_{k-N+n} \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{N} n\right) \right] \quad (2.10)$$

sendo y_k uma amostra do sinal e N o número de amostra da janela de dados. Para um relé de distância, a impedância é calculada a partir dos sinais de tensão e corrente, ou seja:

$$R = \frac{V_c I_c + I_s V_s}{I_s^2 + I_c^2} \quad \text{e} \quad X = \frac{V_s I_c - I_s V_c}{I_c^2 + I_s^2} \quad (2.11)$$

Este algoritmo tem boas qualidades filtrantes, respondendo com razoável precisão para uma forma de onda distorcida pelo *dc offset*. A grande desvantagem é o tamanho da janela de dados: um ciclo.

(ii) DFT de ciclo completo

Um dos mais conhecidos algoritmos para proteção numérica é aquele que utiliza a análise de Fourier, mais especificamente a *Discrete Fourier Transform* - DFT [25,26]. Utilizando-se uma janela retangular de comprimento idêntico a um ciclo da fundamental do sinal, com N amostras por ciclo, $[(N/2)-1]$ harmônicos podem ser computados. Como a estimativa de harmônicos não é necessária para proteção de linhas, a DFT se torna uma boa ferramenta para uso em relés de distância. Assim, o componente fundamental dos sinais de tensão e corrente na forma $Y_c \cos \omega_0 t + Y_s \operatorname{sen} \omega_0 t$ pode ser obtido por:

$$Y_c = \frac{2}{N} \sum_{l=0}^{N-1} y_{(n-N+l+1)} \cos\left(\frac{2\pi l}{N}\right) \quad (2.12)$$

$$Y_s = \frac{2}{N} \sum_{l=0}^{N-1} y_{(n-N+l+1)} \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi l}{N}\right) \quad (2.13)$$

Porém, apesar deste algoritmo ser aquele que possui a melhor característica de filtragem (ver resposta em frequência na Fig. 2.11), dentre aqueles que utilizam uma janela de um ciclo, o tamanho da janela compromete o tempo de resposta do relé.

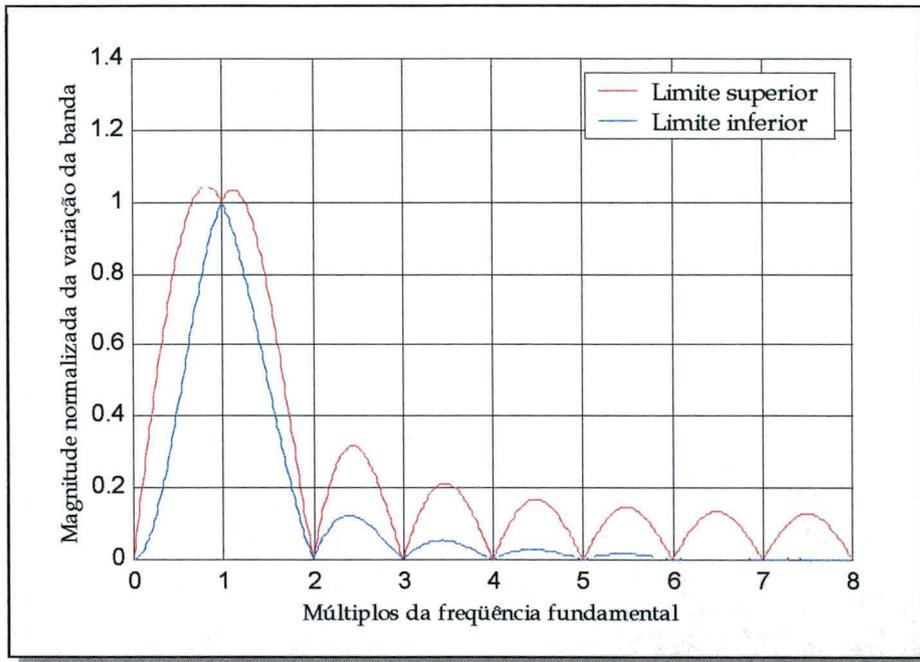


Fig. 2.11 - Resposta em frequência do algoritmo DFT - 1 Ciclo.

(iii) DFT de 1/2 ciclo

Para resolver o problema do tamanho da janela do algoritmo com a DFT, Phadke *et al.* [27] sugeriram o uso de uma janela de meio ciclo. As equações dos coeficientes cosseno e seno, neste caso, se tornam:

$$Y_c = \frac{4}{N} \sum_{l=1}^{N/2} y_{(n-\frac{N}{2}+l)} \cos\left(\frac{2\pi l}{N}\right) \quad (2.14)$$

$$Y_s = \frac{4}{N} \sum_{l=1}^{N/2} y_{(n-\frac{N}{2}+l)} \text{sen}\left(\frac{2\pi l}{N}\right) \quad (2.15)$$

Este algoritmo apresenta um bom compromisso de velocidade, porém apresenta erros devido aos componentes *dc* do sinal de falta, bem como não consegue eliminar a influência dos harmônicos pares, conforme pode ser observado pela resposta em frequência mostrada na Fig. 2.12. Vale no entanto ressaltar que o *dc offset* pode ser removido, ou por filtragem analógica, ou pela incorporação de filtragem digital [28] e, neste caso, o algoritmo oferece consideráveis vantagens em termos de simplicidade e desempenho.

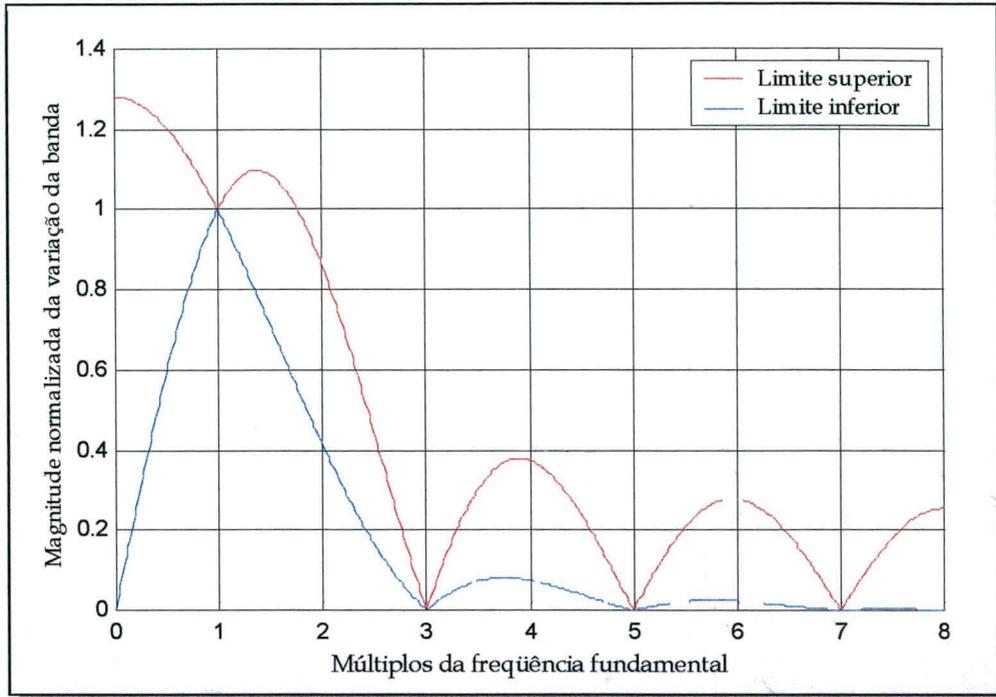


Fig. 2.12 - Resposta em frequência do algoritmo de DFT de 1/2 Ciclo.

(iv) DFT recursivo

St-Jacques e outros [29,30], propuseram a utilização de uma forma recursiva do algoritmo de Fourier (*Recursive Discrete Fourier Transform - RDFT*) de um ciclo a fim de diminuir o esforço computacional requerido. A idéia básica é utilizar N pares de filtros, para as N amostras/ciclo, ao invés de um único par. Os N pares são utilizados sucessivamente, de modo que ao entrar uma nova amostra, os dados da nova janela são filtrados pelo próximo par de filtros. A grande vantagem desse algoritmo é que ele obtém o novo fasor a partir do antigo, utilizando muito dos cálculos já realizados com os dados da antiga janela. Esta abordagem permite escrever:

$$Y_s^k = Y_s^{k-1} + (y_k - y_{k-N}) \text{sen} \left(\frac{-2\pi}{N} k \right) \quad (2.16)$$

$$Y_c^k = Y_c^{k-1} + (y_k - y_{k-N}) \text{cos} \left(\frac{2\pi}{N} k \right) \quad (2.17)$$

Um grande problema do algoritmo é o fato de que as estimativas dos fasores são afetadas pela presença de outros sinais não múltiplos da fundamental, como também pelo decaimento exponencial. Além disso, a resposta de estado transitório deste

algoritmo é pior do que a dos algoritmos anteriores. Isto se deve ao fato de que nos algoritmos recursivos os coeficientes do filtro variam a cada amostra, de modo que o filtro fica alternando entre os tipos seno e cosseno a cada $\frac{1}{4}$ de ciclo.

(v) Phaselets

Em 1996 Adamiak *et al.* [31], apresentaram uma nova técnica para cálculo dos fasores de tensão e corrente. Esta técnica, denominada de “*phaselet*” (mini fasor) tem sido utilizada nos relés de proteção de última geração fabricados pela *GE Power Management* lançados em 1998. Embora parte deste desenvolvimento esteja ainda muito restrita à *GE Corporate Research and Development*, alguns pormenores são descritos a seguir.

Na realidade as *phaselets* são somas parciais de produtos das amostras do sinal com coeficientes seno e cosseno. As equações 2.18 e 2.19 representam a parte real e imaginária da p -ésima *phaselet*.

$$Phaselet\ Real_p = \sum_{k=p \cdot P - P + 1}^{p \cdot P} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\left(k - \frac{1}{2}\right)\right) x_k \quad (2.18)$$

$$Phaselet\ Imag_p = \sum_{k=p \cdot P - P + 1}^{p \cdot P} -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{N}\left(k - \frac{1}{2}\right)\right) x_k \quad (2.19)$$

onde p é o índice da *phaselet*; P é o número de amostras por *phaselets* por ciclo e x_k representa a k -ésima amostra do sinal. Sendo N o número de amostras por ciclo, existem N/P *phaselets* por ciclo.

Grupos de *phaselets* podem ser somados e transformados para criar um fasor, conforme Eqs. (2.20) e (2.21).

$$Soma\ Phaselet\ Real_n = \sum_{p=n - \frac{W}{P} + 1}^n Phaselet\ Real_p \quad (2.20)$$

$$Soma\ Phaselet\ Imag_n = \sum_{p=n - \frac{W}{P} + 1}^n Phaselet\ Imag_p \quad (2.21)$$

sendo W o tamanho da janela em amostras e n o índice do fasor.

Segundo os autores [31], as *phaselets* tornam mais eficiente a computação dos fasores sobre uma janela de dados que não é restrita a um múltiplo de um ciclo ou de meio ciclo do sinal fundamental.

No caso de uma janela de dados cujo comprimento seja múltiplo de meio ciclo, a computação das somas das *phaselets* é exatamente igual a DFT ((2.22) e (2.23)).

$$Fasor Real_n = \frac{2}{N} \left[\sum_{p=n-\frac{N}{P}+1}^n Phaselet Real_p \right] \quad (2.22)$$

$$Fasor Imag_n = \frac{2}{N} \left[\sum_{p=n-\frac{N}{P}+1}^n Phaselet Imag_p \right] \quad (2.23)$$

No caso de uma janela não múltipla de meio ciclo, existe uma correção adicional, como resultado das funções seno e cosseno não serem ortogonais sobre tal janela. Essa correção é feita multiplicando-se as *phaselets* por uma matriz de normalização dois por dois. Tal matriz depende do tamanho da janela, do número de amostras por ciclo, do número de amostras por *phaselet* e da *phaselet* atual. Para um algoritmo com 8 *phaselets* por ciclo, existirão 64 diferentes matrizes de normalização.

$$\begin{bmatrix} Fasor Real_n \\ Fasor Imag_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{RR}(n, W) & T_{RI}(n, W) \\ T_{IR}(n, W) & T_{II}(n, W) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Soma Phaselet Real_n \\ Soma Phaselet Imag_n \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Em regime permanente uma janela de um ciclo é usada. As *phaselets* são somadas fornecendo resultado equivalente a DFT com janela de um ciclo. Quando um distúrbio é detectado, o tamanho da janela de dados é reduzida dinamicamente à largura de uma única *phaselet*. Quando novas *phaselets* são obtidas, o tamanho da janela aumenta incluindo os novos dados. A janela de dados continua a expandir até que um completo ciclo da fundamental seja novamente utilizado como a DFT convencional. De acordo com os autores, pelo fato dos dados pré-falta terem sido totalmente removidos, começando uma nova *phaselet*, a estimativa do fasor responde mais rapidamente ao novo estado do sistema, e a exatidão da estimativa melhora a cada nova *phaselet* adicionada.

O algoritmo baseado em *phaselets* necessita também eliminar o componente *dc* da falta e isto normalmente é feito por *software* (algoritmo mímico [28]).

(vi) Outras variações dos métodos de Fourier

Outros métodos que podem ser considerados como uma variação do algoritmo de Fourier (ou de sinais ortogonais) foram propostos, tais como: funções de Walsh [32], Haar [33], funções ortogonais [34] e outros [35,36,37].

2.3.4 - Algoritmos Baseados na Filtragem de Kalman

Em adição aos algoritmos anteriormente apresentados, algoritmos baseados no conceito de filtro de Kalman (FK) foram também propostos por Girgis e Brown [38,39], para a estimação de fasores em relés numéricos. Tal proposta foi posteriormente melhorada por Sachdev et al. [40] e aplicada ao projeto de um relé de distância numérico.

Os algoritmos determinísticos, vistos anteriormente, são essencialmente filtros digitais não recursivos (FIR). Estes filtros possuem coeficientes constantes, utilizam janelas de comprimento finito e suas saídas dependem somente dos dados contidos dentro da janela. Por sua vez, o filtro de Kalman é um filtro recursivo (IIR) cujas saídas dependem das entradas presentes bem como de todas as entradas anteriores. Além disso, são baseados nas estatísticas dos sinais e, dependendo do modelo selecionado para representar o sinal, seus coeficientes de ganho são variantes no tempo (ganhos não estacionários).

A aplicação dos filtros de Kalman aos sistemas de potência e em particular aos relés numéricos de distância parte de uma base importante que consiste em considerar os componentes de frequência diferentes da frequência fundamental (harmônicos, ondas viajantes, erros, etc.) como sinais de ruído. Além disso, considera-se que a covariância dos ruídos na tensão e na corrente não são constantes, mas possuem um decaimento ao longo do tempo.

De modo a obter a impedância de falta (no relé de distância), o algoritmo trabalha com dois modelos de filtragem: um para tensão, que contém dois estados e outro para a corrente contendo três estados. O modelo de dois estados que representa os sinais de entrada dos dois filtros lineares no algoritmo do relé são descritos por (2.25)

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} y_1(k-1) \\ y_2(k-1) \end{bmatrix} + K_k \left(y(k) - H_k \Phi \begin{bmatrix} y_1(k-1) \\ y_2(k-1) \end{bmatrix} \right) \quad (2.25)$$

onde Φ e H_k são as matrizes de transição de estados e de medição, respectivamente, e K_k é o vetor ganho de Kalman, contendo os coeficientes que variam no tempo. Esses

coeficientes são calculados, de modo a minimizar o quadrado dos erros esperados entre os valores atuais ($y_1(k)$, $y_2(k)$) e os valores estimados ($\hat{y}_1(k)$, $\hat{y}_2(k)$) dos estados do sistema, no instante k . Os ganhos de Kalman são calculados previamente (não dependem de medições atuais) e armazenados para posterior uso.

Uma abordagem comum neste tipo de algoritmo propõe as seguintes matrizes:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \cos \frac{2\pi}{N} & -\text{sen} \frac{2\pi}{N} \\ \text{sen} \frac{2\pi}{N} & \cos \frac{2\pi}{N} \end{bmatrix} \quad (2.26a) \quad \text{e} \quad H = [1 \ 0] \quad (2.26b)$$

O modelo para o sinal de corrente inclui uma terceira variável de estado $y_3(k)$ representando o componente *dc* de um sinal de falta.

A filtragem de Kalman para uso em proteção numérica envolve um melhor conhecimento prévio do sistema a ser protegido e das estatísticas dos sinais, principalmente, dos ruídos de falta. Além disso, só se justificaria se a covariância de erro da medição diminuísse significativamente durante os primeiros ciclos após a ocorrência da falta, o que nem sempre é verdade. Nesse caso, a filtragem de Kalman possui a mesma habilidade do algoritmo da DFT, porém com uma carga computacional notavelmente maior [26].

A Fig. 2.13 mostra a resposta em frequência de um algoritmo baseado em FK com dois particulares valores do vetor de ganho.

2.3.5 - Algoritmos utilizando componentes simétricos

Phadke *et al.* [41] utilizaram um algoritmo baseado nos componentes de seqüência positiva (1), negativa (2) e zero (0) (componentes simétricos) combinadas com a DFT. Esse algoritmo recebeu o nome de SCDFT (*Symmetrical Component Discrete Fourier Transform*). Após a obtenção dos fasores, via DFT, tais quantidades de fase são transformadas em componentes seqüenciais (0, 1, 2) aplicando-se a matriz de transformação de componentes simétricos. Com os valores das correntes de seqüência (I_0 , I_1 e I_2) pré- e pós-falta juntamente com as impedâncias Z_0 , Z_1 e Z_2 da linha de transmissão e, considerando todos os possíveis tipos de faltas, uma expressão geral para o cálculo da distância é obtida. A grande vantagem do algoritmo é a não necessidade de se determinar *a priori* qual é o tipo de falta.

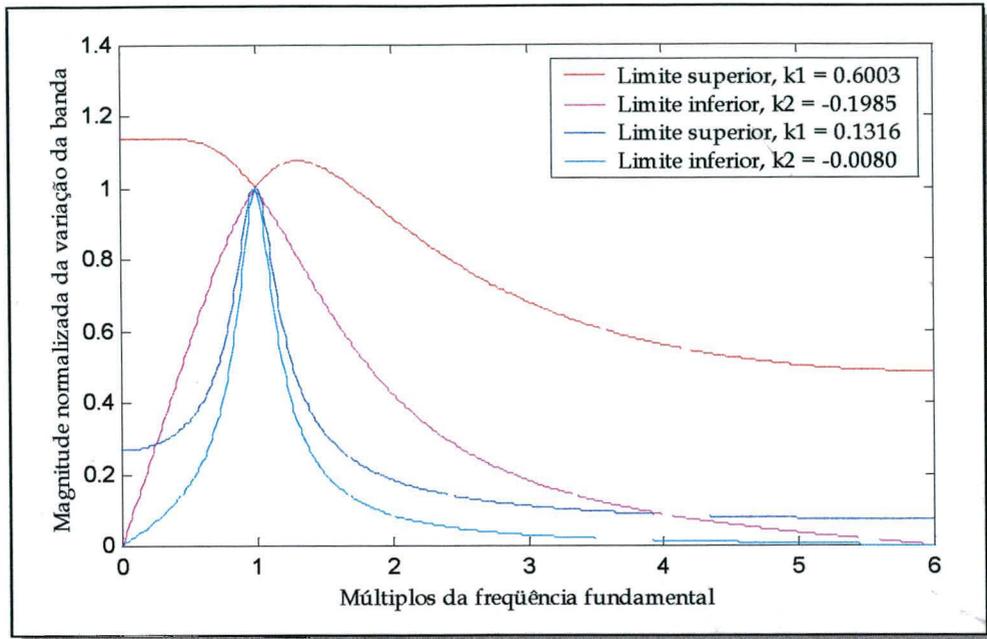


Fig. 2.13 - Resposta em frequência de um algoritmo de Kalman.

Cabe enfatizar porém, que os componentes de seqüência são obtidos a partir de uma transformação linear das tensões e das correntes no domínio de fase na frequência fundamental, as quais são alcançadas através de análise de Fourier ou através de outros métodos já mencionados, tornando a metodologia bastante trabalhosa.

A carga computacional, no entanto, segundo Phadke [26] pode ser bastante reduzida por uma conveniente escolha da frequência de amostragem, combinando-se efetivamente o algoritmo da DFT (um ou meio ciclo) com os componentes simétricos. Mais uma vez, as ocorrências de harmônicos e componentes dc influenciam a precisão do método.

Waikar *et al.* [42,43] têm apresentado alguns aprimoramentos que podem ser incorporados a esta técnica.

2.4 - ALGORITMOS BASEADOS NOS TRANSITÓRIOS DE FALTA

Finalmente, a terceira categoria de algoritmos de proteção é aquela cujos métodos são baseados nos transitórios de alta frequência gerados durante uma falta. Tais transitórios aparecem pelo fato de que qualquer distúrbio elétrico ocorrendo na rede irá se propagar como ondas viajantes pela linha de transmissão. Essas ondas irão se refletir nas discontinuidades da linha (barramentos, fontes, transformadores, ponto de falta,

etc.), viajando nos sentidos direto e reverso, dando origem a sinais de alta frequência que, somados a ruídos de arcos, se superpõem ao sinal de frequência fundamental. Na realidade estas frequências não fundamentais são frequências naturais do sistema, devido à troca de energia entre as indutâncias e as capacitâncias, quando excitados por uma abrupta mudança. As formas de onda dos sinais transitórios (amplitudes, fases, decaimentos, etc.) são portanto dependentes principalmente da natureza do sistema que alimenta a falta, da localização da falta e do ângulo de incidência sobre o sinal de tensão.

Além das ondas viajantes, também tem sido estudada a utilização de ruídos de alta frequência que aparecem nos sinais e que são gerados também pelos arcos de falta. Referências a esta abordagem serão mostradas ainda neste capítulo.

A Fig. 2.14 ilustra duas famílias de onda de tensão contendo ruídos de falta: a primeira para uma mesma característica de curto-circuito em diferentes localizações ao longo da linha e, a segunda família, uma outra condição de falta em uma mesma localização porém com diferentes ângulos de incidência.

A localização, a direção e outros detalhes de uma falta podem ser conseguidas utilizando-se da teoria das ondas viajantes e de outras técnicas de análise espectral dos ruídos durante o período transitório, como serão mostradas nas próximas sub-seções.

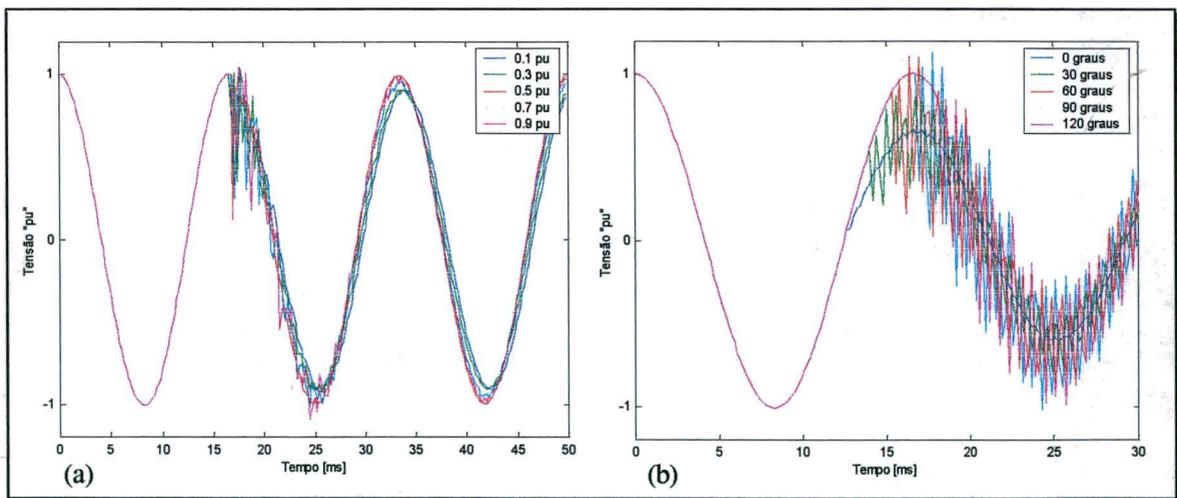


Fig. 2.14 - Famílias de ondas de tensão. (a) Falta em diferentes locais da linha. (b) Faltas com diferentes ângulos de incidência em um mesmo local da linha.

2.4.1 - Algoritmos que utilizam ondas viajantes

A utilização de relés de proteção de alta velocidade é um dos métodos mais eficientes para salvaguardar os materiais e os equipamentos, bem como manter a estabilidade transitória do sistema de potência. Com a concepção de disjuntores ultra-rápidos em alta tensão (AT) e extra alta tensão (EAT), que possuem tempo de interrupção inferior a um ciclo, passou-se a pesquisar mais intensamente as proteções de alta velocidade que, associadas a estes disjuntores, pudessem reduzir o tempo total de falta a um ciclo apenas [44].

Como visto anteriormente, os algoritmos convencionais utilizam as informações de frequência nominal obtidos dos sinais de tensão e corrente. Sendo assim, é necessário filtrar os demais componentes de frequências gerados pela falta, isto é: as ondas viajantes, os componentes exponenciais, além dos harmônicos múltiplos e não múltiplos da fundamental. É certo que a utilização de filtros introduz necessariamente atrasos no processo de medição, requerendo um maior tempo para a tomada de decisão.

Uma maneira de aumentar a velocidade de atuação dos relés numéricos é através do encurtamento das janelas de dados, tornando-se necessário imaginar o sinal da rede não mais como uma única frequência, mas em termos de um espectro de frequências mais amplo. Essas razões motivaram investigações sobre as propriedades das ondas viajantes presentes nos sinais de tensão e corrente de uma linha, logo após a ocorrência de uma falta.

Já em 1968, Walker e Odgen [45] haviam tentado, sem muito sucesso, a utilização de ondas viajantes com o objetivo de proteção. Porém foram nos anos de 1977 e 1978 que o conceito dos *High Speed Relays* tomaram força com os trabalhos [46-48]. Nestes trabalhos a abordagem de ondas viajantes aparece como aplicação nas três distintas filosofias de proteção de linha: distância, diferencial, e direcional em relés ainda híbridos (digitais e analógicos). Com o avanço da tecnologia microprocessada nos anos 80, diferentes algoritmos foram apresentados na literatura especializada.

Na proteção de distância, grande parte dos algoritmos que utilizam ondas viajantes, dentre eles [49-53], baseiam-se na detecção de uma frente de onda direta (F_1), a qual é armazenada para posterior comparação com ondas reversas subseqüentes (F_2), utilizando-se

técnicas de correlação cruzada. A função de correlação usada fornece o intervalo de tempo entre duas subseqüentes ondas, o qual significa o tempo de propagação da onda a partir do ponto de instalação do relé até o ponto de falta e seu retorno até o mesmo. Assim, conhecendo-se esse intervalo de tempo, bem como a velocidade de propagação, tem-se a distância da falta.

O método é tão mais eficaz quanto maior for o comprimento da janela de dados para guardar a primeira onda direta. Por isso, o método sofre de limitações uma vez que o tamanho ótimo da janela de dados depende da própria localização da falta (que define o intervalo entre duas ondas subseqüentes) a qual, obviamente, é desconhecida.

As aplicações destes algoritmos se restringem a sistemas com dois ou três terminais, pois um sistema interligado com múltiplos terminais adicionaria às ondas viajantes um grande número de ondas refletidas vindas de outras barras mais distantes, impossibilitando a utilização da técnica de correlação com a eficiência desejada.

Outras técnicas de proteção de distância, usando ondas viajantes foram publicadas [54,55], porém possuíam as mesmas limitações quanto à possibilidade de aplicação em sistemas multi-terminais, além de exigirem altíssimas taxas de amostragem e portanto um suporte de *hardware* de alto custo para a época.

Dentre as possíveis aplicações usando ondas viajantes, a proteção direcional é certamente aquela que apresenta mais vantagens em termos computacionais. Neste esquema, o relé deve ser capaz de distinguir entre faltas internas e externas ao trecho protegido, discriminando-se a direção das ondas que se propagam em ambos os sentidos da linha, por ocasião de uma falta como é ilustrado na Fig. 2.15.

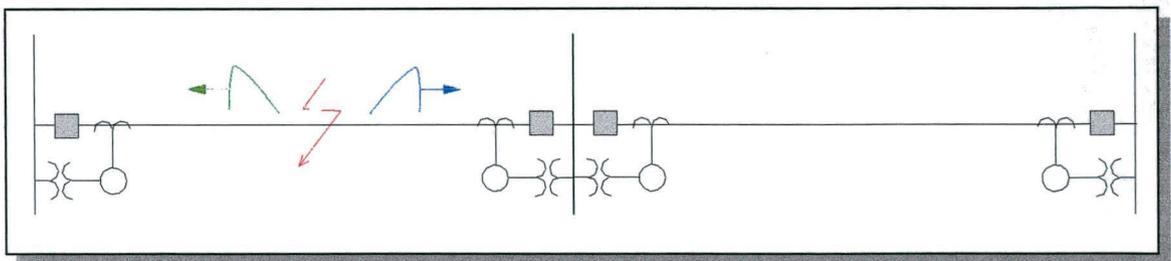


Fig. 2.15 - Idéia ilustrativa da proteção direcional por ondas viajantes.

Foi, por exemplo, a partir do trabalho apresentado em [48] que, posteriormente, a ASEA desenvolveu uma das primeiras implementações práticas de relés de ondas

viajantes, então designado como RALDA. Também o algoritmo de [56] foi aperfeiçoado por Engler *et al.* [57] e aplicado, em 1986, ao relé LR91 da Brown Boveri (hoje ASEA Brown Boveri – ABB).

Além destes, outros algoritmos de proteção direcional foram apresentados na literatura tais como o algoritmo de Aggarwal *et al.* [58] e o de Mansour *et al.* [59,60]. Estes dois últimos (aperfeiçoamento de [47]) utilizam o princípio da superposição e a análise modal [61] permitindo aplicação em proteção do tipo comparação direcional com transferência de disparo para bloqueio ou desbloqueio (DCB ou DCU). O relé faz uso de duas funções capazes de indicar a presença de uma onda viajante reversa (F_2) e direta (F_1), respectivamente. O discriminante para faltas ocorrendo na frente do relé, a partir de F_2 é dado por (2.27) e para faltas atrás do relé para ondas diretas (F_1) é dado por (2.28).

$$Df = (\Delta v(t_k) - Z_c \Delta i(t_k))^2 + \frac{1}{\omega} \left(\frac{d}{dt} (\Delta v(t_k) - Z_c \Delta i(t_k)) \right)^2 = (F_2)^2 + \frac{1}{\omega} \left(\frac{dF_2}{dt} \right)^2 \quad (2.27)$$

$$Db = (\Delta v(t_k) + Z_c \Delta i(t_k))^2 + \frac{1}{\omega} \left(\frac{d}{dt} (\Delta v(t_k) + Z_c \Delta i(t_k)) \right)^2 = (F_1)^2 + \frac{1}{\omega} \left(\frac{dF_1}{dt} \right)^2 \quad (2.28)$$

sendo $\Delta v(t_k) = v(t_k) - v(t_k - T)$, $\Delta i(t_k) = i(t_k) - i(t_k - T)$, T o período da fundamental, t_k o instante de amostragem e Z_c a impedância característica da linha.

Essas funções discriminantes são calculadas para cada fase, no modo aéreo 1, sendo, portanto, seis discriminantes. Uma lógica para a verificação de falta interna ou externa é executada após os cálculos dos discriminantes.

Uma importante observação é o fato de que para faltas muito próximas ao relé, ocorre um grande número de reflexões das ondas entre o relé e o ponto de falta, antes que as tensões e correntes sejam amostradas para o cálculo dos discriminantes. Segundo os autores, para estes casos, permanece válido o critério de discriminação direcional, uma vez que os valores dos discriminantes são reforçados com a chegada das frentes de onda subseqüentes e continuam crescendo ainda por um intervalo de tempo considerável. Também, segundo os autores, não há a necessidade de uso de uma elevada frequência de amostragem. Exemplos são apresentados usando 2 kHz e tempo de resposta da ordem de 4 ms são reportados.

Embora os algoritmos apresentados nesta seção têm sido classificados como algoritmos de ondas viajantes, eles não o são no seu sentido amplo. Com exceção de [59,60], todos os demais algoritmos fazem uso de filtros digitais ou analógicos que atenuam as ondas viajantes, de modo a evitar atuações indevidas durante o transitório. Nesses casos, eles funcionam muito mais como relés baseados nos parâmetros de frequência fundamental para quantidades incrementais. Mesmo o algoritmo de Mansour e Swift [59,60], após análise criteriosa, seria melhor designado simplesmente como algoritmo baseado nos ruídos de falta.

Cabe finalmente citar que algoritmos para relés diferenciais também podem ser baseados em ondas viajantes [46,62]. Nestes casos, comparações das ondas viajantes de corrente em ambos os terminais da linha devem ser feitas. Consideremos, por exemplo, a Fig. 2.16 onde F_1 e F_2 são ondas de corrente se propagando nos sentidos indicados.

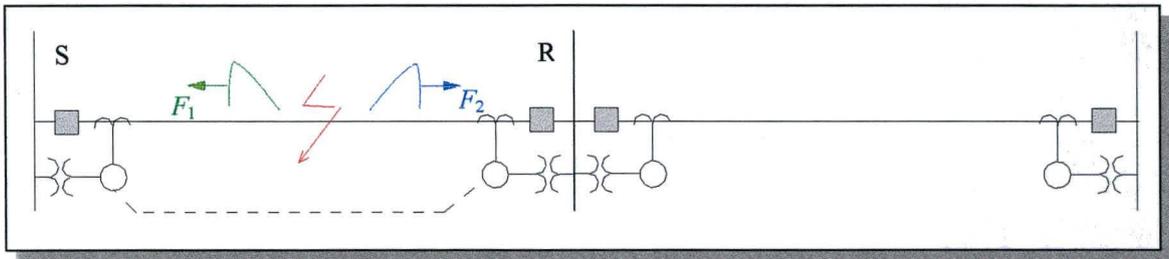


Fig. 2.16 - Idéia ilustrativa da proteção diferencial por ondas viajantes.

Sendo τ o tempo de propagação da onda entre os dois terminais e, considerando uma linha sem perdas, as relações (2.29 e 2.30) são válidas no caso de um defeito externo. No caso de defeitos internos, tais relações serão iguais à própria corrente de defeito, ocorrendo assim a discriminação desejada.

$$\zeta(t) = F_{1R}(t) - F_{2S}(t - \tau) = 0 \quad (2.29)$$

$$\eta(t) = F_{1S}(t) - F_{2R}(t - \tau) = 0 \quad (2.30)$$

Os poucos trabalhos existentes em proteção diferencial utilizando ondas viajantes evidenciam as maiores dificuldades desta abordagem.

2.4.2 - Algoritmos que utilizam ruídos gerados durante a falta

Mais recentemente novos algoritmos baseados não apenas nas ondas viajantes mas principalmente nos ruídos de alta frequência gerados pelos arcos de falta (não

lineares) têm sido propostos. Autores desta abordagem normalmente utilizam *hardwares* especiais para detectar tais ruídos, argumentando que estes normalmente estão fora da largura de banda de muitos esquemas de proteção que usam os transdutores convencionais. O primeiro trabalho deste grupo de autores [63] propõe a utilização de um circuito conectado aos transformadores de potencial capacitivos (TPCs) convencionais de modo a extrair estes ruídos de alta frequência. Tais circuitos são arrançados para atuarem como chaves sintonizadoras de HF (*High Frequency*) ajustados para uma determinada frequência central. Como apenas este circuito apresentava limitações para determinados tipos de falta, [64,65] propuseram também o uso de especiais bobinas de bloqueio dos PLCs instalados na LT. Uma vez obtidos os sinais na saída destes sintonizadores, os mesmos são filtrados (filtros *anti-aliasing*) e digitalizados com alta frequência de amostragem ($f_s \geq 200$ kHz). Posteriormente os sinais amostrados são analisados: (i) seja por dois filtros digitais passa-banda e especiais operadores de restrição e operação [64-66], ou (ii) por redes neurais treinadas por dados extraídos do espectro de frequência [67]. Como tais sistemas apresentavam custos que limitavam suas aplicações práticas, Bo [68] propõe um novo esquema que extrai os sinais de corrente de TCs convencionais. Os sinais de fase são transformados em seus componentes modais e posteriormente convertidos em sinais digitais numa elevada taxa de amostragem (200 kHz). Filtros digitais multi-canais são utilizados para se analisar a energia espectral obtendo-se operadores de restrição e de operação. As relações entre tais operadores indicarão se a falta é interna ou externa ao primeiro trecho de linha. Simulações apresentam bons resultados, embora o argumento de que os TCs convencionais filtram os sinais de alta frequência não são comentados pelo autor. Além disso, a metodologia para o processamento dos sinais requer grande esforço computacional.

2.5 - ALGORITMOS PARA SELEÇÃO DE FASE

Existem muito mais detalhes envolvidos em um relé de linha do que simplesmente a estimação de parâmetros (distância, direção, etc.) para tomadas de decisão. Dentre estes detalhes estão: a determinação do tipo de falta e suas conseqüências na estimação dos parâmetros, a qualidade das estimativas (erros) e considerações de velocidade e alcance [26].

Os algoritmos apresentados anteriormente, com algumas exceções, são essencialmente algoritmos monofásicos. Ao considerar-se as linhas trifásicas, com fases nomeadas de A, B e C, dez possíveis faltas existirão: três faltas fase-terra (AT, BT, CT), três faltas fase-fase-terra (ABT, BCT, CAT), três faltas fase-fase (AB, BC, CA) e a falta trifásica (ABC ou ABCT).

Desde que o tipo de falta *a priori* seja desconhecido, o mais simples dos relés de distância (baseado em modelo de sistema ou forma de onda) deveria, em princípio, processar seis equações de cálculo de distância, correspondentes a três faltas fase-terra e três faltas fase-fase, denominados de *loops* de falta. Resultados de cada uma destas equações seriam comparadas com os alcances ajustados no relé antes da tomada de decisão. Para tais casos, considerável economia computacional pode ser obtida utilizando-se um identificador de falta antes do cálculo da distância.

Assim sendo, esquemas de identificação baseados nos sinais de tensão e/ou corrente são usados em diversos tipos de relés de distância. Os métodos mais antigos utilizavam critérios de desvio de tensão, porém, um significativo número de identificações errôneas era registrado. Métodos convencionais mais robustos utilizam as transformações modais tais como, Clarke [69] e Wedepohl [70], ou a transformação em componentes simétricas, sendo os dois primeiros preferidos por serem matrizes reais.

Relés baseados em ondas viajantes também utilizam as transformações modais a fim de determinar o tipo de falta. Algoritmos como o de [59,60], por exemplo, necessitam calcular o valor da função discriminante (2.27) para os dois modos aéreos e o modo terra, referidos a cada fase, em um total de nove discriminantes, os quais irão compor uma tabela padrão. Essa identificação do tipo de falta é feita, obviamente, após a averiguação de falta interna.

Além da economia computacional para certos algoritmos, a correta identificação do tipo de falta é essencial para realizar o correto chaveamento, ou seja: (i) monopolar (desligamento e religamento automático) no caso de faltas monofásicas ou, (ii) tripolar para os demais tipos de falta.

No caso de chaveamento monopolar², uma confiável identificação da fase faltosa é muito importante a fim de evitar o desligamento da fase errada, aumentando ainda mais as dimensões da falta, ou o desligamento desnecessário. Esta prática contribui em muito para a segurança e a confiabilidade do sistema elétrico em virtude do fato que dois condutores ainda energizados conduzem 50% da potência sincronizante [71].

2.6 - NOVOS PRINCÍPIOS DE PROTEÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

É de consenso geral que muitos dos métodos anteriormente mostrados, principalmente os métodos baseados em impedância, não possuem a habilidade suficiente para considerar todos os possíveis efeitos que ocorrem num sistema de potência (alta impedância de falta, *infeed* remoto, mudanças de estado permanente, variação nos parâmetros de seqüência zero, acoplamentos mútuos, etc.). Por essa razão, erros podem ocorrer, levando os relés a tomarem falsas decisões (*trip*, bloqueio, desbloqueio) podendo danificar equipamentos e/ou destruir a estabilidade dinâmica do sistema.

Frente a estes desafios, faz-se necessário que indústrias, concessionárias e universidades continuem a pesquisar métodos que possam introduzir melhorias nos algoritmos já existentes ou que possam mudar, para melhor, os paradigmas atuais. Felizmente, novas filosofias e novas ferramentas para os relés numéricos têm sido propostas nestes últimos anos, tais como: proteção adaptativa, proteção baseada em redes neurais (RN) e algoritmos com lógica *fuzzy*. Na seqüência, abordaremos rapidamente tais idéias, principalmente pelo fato de que elas não podem ser deixadas de lado em qualquer novo desenvolvimento de algoritmos de proteção.

2.6.1 - Proteção adaptativa

No final da década de 80, com o avanço da tecnologia dos relés numéricos, um novo conceito em proteção elétrica começou a ser investigado: a *proteção adaptativa* [72-74].

² Realizado para faltas em primeira zona no caso de relés de distância ou para faltas dentro do trecho protegido no caso de esquemas direcionais e diferenciais.

Muito mais do que um algoritmo, a proteção adaptativa é “uma filosofia de proteção que permite e procura realizar automaticamente modificações de ajustes em várias funções de proteção, de modo a mantê-las mais harmonizadas com as condições prevalentes no sistema de potência” [75]

Os segmentos específicos que podem beneficiar-se da incorporação de características adaptativas incluem, dentre outras, os seguintes [76]:

- seleção do algoritmo mais adequado;
- mudança nos ajustes do relé quando ocorrerem mudanças na configuração do sistema;
- compensação de erros de medição;
- compensação de acoplamento mútuo em linhas paralelas;
- compensação do fluxo de corrente pré-falta;
- proteção de linhas multi-terminais;
- proteção de *backup* de linhas.

É importante apontar que a filosofia da proteção adaptativa deve tirar vantagem de um *hardware* cada vez mais robusto, dos avanços na comunicação dos IEDs entre si e entre os centros de controle, das novas estruturas dos sistemas de proteção, bem como dos avanços nas técnicas de processamento.

Diferentes técnicas podem ser utilizadas para a implementação de esquemas adaptativos. Dentre estas estão os métodos numéricos convencionais, tais como: filtragem digital, identificação, estimação de parâmetros, etc.. Contudo, muitas das características adaptativas desejadas aos relés de proteção necessitarão de métodos com mais alto nível de abstração, ao contrário de procedimentos estritamente analíticos. Técnicas de inteligência artificial (IA) poderão fornecer alternativas para alcançar as metas desejadas. É dentro dessa linha que se abrem grandes perspectivas [76] para a utilização de sistemas especialistas, redes neurais artificiais e lógica *fuzzy*, de tal modo que um relé possa reconhecer determinados padrões de natureza elétrica, para então tomar sua decisão, seja adaptando-se ao novo ambiente, seja enviando sinais de comunicação ou ordens de comando. Dentre as técnicas de IA, a lógica *fuzzy* e principalmente as RNs têm merecido destaque quando utilizadas em processamento de sinais para a proteção adaptativa de linhas de transmissão.

2.6.2 – Proteção baseada na teoria de conjuntos *fuzzy*

Dois recentes trabalhos devem ser mencionados. O primeiro [77] tem como objetivo apresentar uma nova metodologia e mostrar como esta pode ser usual em relés digitais sempre que decisões “fuzzy” forem necessárias. O artigo sugere que o método deve ser associado aos algoritmos que utilizam os componentes simétricos como é o caso de [41]. O objetivo é tornar mais robusta a identificação dos tipos de falta. O segundo, referência [78], combina técnicas de redes neurais com lógica *fuzzy*, objetivando também a identificação de faltas em linhas de transmissão. A metodologia sugerida também faz uso das correntes de seqüência positiva, negativa e zero (componentes simétricos). Os algoritmos não foram implementados em tempo real, porém, os resultados apresentados mostram que algumas faltas são classificadas e identificadas em um tempo inferior a 10 ms.

2.6.3 – Proteção baseada em redes neurais artificiais

Como ilustrado em seções anteriores, a maioria das técnicas de proteção de linhas de transmissão usa a definição dos estados do sistema através da identificação de padrões associados aos sinais de tensão e corrente. Isto significa que o desenvolvimento da proteção adaptativa também pode e deve ser tratada como um problema de reconhecimento ou classificação de padrões. Devido às mudanças nas condições do sistema e aos diversos fatores que influenciam as faltas, os métodos convencionais não estão completamente capacitados a realizar o correto mapeamento entrada-saída. Esses mapeamentos de padrões associados aos distúrbios nas redes elétricas são bastante complexos e altamente não lineares. Muitos autores têm afirmado que é justamente nesse sentido que as RNs apresentam a maior habilidade. Uma RN pode ser pensada como um método adaptativo intrínseco, uma vez que o mapeamento não linear de uma RN contempla as condições não cobertas pelos métodos tradicionais.

Dentre os principais problemas de engenharia de potência tratados pelas RNs estão: previsão de carga [79], análise de segurança [79], diagnóstico de faltas e falhas em componentes de sistemas [79,80].

Especificamente em proteção de linhas de transmissão algumas publicações têm merecido especial destaque:

Inicialmente deve-se citar as publicações de Chakravarthy *et al.* [81,82]. Nestas, os autores desenvolvem um estudo teórico das limitações dos atuais sistemas de proteção e posteriormente oferecem uma solução para o problema baseado em reconhecimento de padrões. Os resultados obtidos demonstram que a utilização de reconhecimento de padrões para otimizar a proteção de linhas é bastante viável.

Khaparde *et al.* [83] utilizam uma rede neural do tipo *Adaline* para a proteção de distância. Uma tabela de relações entre tensão e corrente é usada como dados de entrada da rede. A saída é binária e informa a ocorrência ou não de uma falta. Apesar de ser um modelo bastante simples, ele pode ser considerado como uma primeira forma de pesquisa do desempenho de RNs aplicadas para este fim.

Aggarwal *et al.* [67] propõem um novo tipo de identificador de faltas (seletor de fase) utilizando redes neurais. A técnica é baseada na utilização do ruído de alta frequência gerado durante a falta e capturado através de um capacitor de acoplamento de um TPC convencional. A RN faz o reconhecimento dos vários padrões existentes dentro do espectro de frequência dos sinais de fase, para então estimar a fase faltosa. Os autores destacam que o desempenho das redes neurais, considerando sinais de entrada ruidosos, mantém-se bastante satisfatório.

Com relação à identificação de faltas, Dalstein e Kulicke [84] utilizam uma rede neural multicamada do tipo *feedforward*. A RN é treinada (usando um algoritmo *backpropagation*) com os vários tipos possíveis de falta num sistema de transmissão gerados por simulação e sem filtragem prévia. Os resultados obtidos com as diferentes situações de testes (dados de simulação) são promissores. Tempos de identificação menores do que 7 ms são reportados. Devemos, no entanto, considerar o enorme volume de dados para o treinamento (45.000 padrões) e a extensão da RN que contém 30 nós de entrada (3 sinais de tensão e 3 sinais de corrente cada qual contendo a amostra atual e quatro amostras passadas), 20 e 15 neurônios em duas camadas ocultas e 11 neurônios na camada de saída (10 tipos de falta e um estado normal).

Posterior a esta publicação, Song *et al.* [85] apresentaram um estudo comparativo entre cinco diferentes arquiteturas de redes neurais para classificação de faltas em linhas de transmissão. O conjunto de treinamento é bem menor do que o citado anteriormente, e as redes do tipo *counter-propagation* (CP) e do tipo aprendizado por quantização vetorial (LQV –

Learning Quantization Vector) se sobressaem em relação às demais. Vale lembrar que as redes foram desenvolvidas para a particular aplicação em linhas com compensação série e os dados de entrada foram pré-processados.

Dash *et al.* [86] apresentam um novo algoritmo para estimação dos parâmetros das formas de onda de tensão ou corrente contaminadas por ruídos. O problema de estimação é formulado pelo uso de uma RN do tipo *adaline*. O modelo utilizado é o mesmo de [22]. A diferença se faz pela metodologia de estimação dos parâmetros. Enquanto [22] utiliza o método RLS, Dash utiliza uma RN cujos pesos são adaptados via algoritmo Widrow-Hoff [87]. Estes pesos servem para calcular os parâmetros desejados.

Pesquisas envolvendo a aplicação de redes neurais artificiais, operando especificamente como relés de proteção, podem ser encontradas em recentes publicações. Sidhu *et al.* [88] propõem um relé neural direcional para uma rápida e precisa determinação da direção da falta, mesmo durante mudanças nas condições do sistema de potência. Uma das contribuições desse trabalho é mostrar a viabilidade da implementação de algoritmos de proteção baseados em redes neurais, usando processadores digitais de sinais (DSPs). O algoritmo foi implementado em um TMS320C30 da *Texas Instruments* e bons resultados com dados registrados em campo, nunca vistos pela RN, indicaram a capacidade de generalização da rede.

Dalstein *et al.* [89] utilizaram RNs como meio para estimar a localização de uma falta (zona 1 ou 2) para um relé de distância como apresentado na Fig. 2.1. Foram construídas 10 RNs, uma para cada tipo de falta, associadas a um detetor e a um identificador de faltas. As entradas das RNs são do tipo *time-delay* tomadas das amostras de tensão e corrente com janelas de $\frac{1}{4}$ de ciclo (5 amostras). Cada uma das dez redes do tipo *feedforward* com 3 camadas é treinada com um algoritmo do tipo *backpropagation*. A saída é binária sendo "1" para faltas na zona 1 e "0" para faltas na zona 2. Esses valores somente são válidos se a saída do detetor de faltas é verdadeiro. Foram utilizados 16.000 padrões de treinamento e, segundo os autores, os resultados obtidos apontam para a possibilidade de utilização das RNs como elementos de sistemas de proteção de distância. Alguns desses resultados indicam a correta classificação da área de falta em menos de 5 ms após a detecção e a identificação da falta. Outros resultados, contendo ruídos de arco, em torno de 12 ms. Os autores realizaram testes somente com dados de simulação.

Coury e Jorge [90] também apresentaram uma abordagem de relé de distância baseada em redes neurais. A principal diferença em relação ao trabalho [89] está no pré-processamento. Coury e Jorge fazem uso da DFT, com janela de $\frac{1}{2}$ ciclo, como um extrator de características, obtendo-se os fasores de tensão e corrente. Após esse pré-processamento, somente as magnitudes dos sinais (tensão e corrente) na frequência fundamental são usadas como padrão de entrada da rede neural. Deve-se notar que tal procedimento diminui efetivamente o conjunto de treinamento, bem como as dimensões da configuração da RN que é: (6-6-2-1). O esquema é capaz de discriminar entre faltas que incidem dentro de 80% do comprimento da linha (zona 1) e faltas que estão fora deste alcance (zona 2). Segundo os autores os resultados também são bastante promissores.

Outros trabalhos baseados em redes neurais têm sido recentemente publicados sempre na tentativa de melhorar o desempenho (velocidade, precisão, segurança) de algoritmos existentes. Considerando trabalhos como [86,89,90] comentados anteriormente, torna-se evidente que o uso de componentes na frequência do sistema, extraídos no período pós-falta é mais vantajoso (menor RN, treinamento mais rápido, melhores resultados) do que o uso dos sinais de alta frequência gerados neste mesmo período. Sendo assim, quaisquer componentes de alta frequência, como ondas viajantes, harmônicos, etc. devem ser filtrados. Ora, nesse caso, esquemas de proteção baseados em RNs tornam-se muito similares aos métodos baseados na forma de onda, os quais, como já mencionado, estão sujeitos a erros na estimação dos parâmetros. Contudo, conforme descrito por Coury e Jorge [90], 'deve ser apontado que essa ferramenta (RN) abre uma nova dimensão na filosofia de relés, a qual deve ser amplamente investigada, permitindo resolver alguns dos vários problemas relacionados à proteção de distância de linhas de transmissão.'

Faz-se necessário concluir esta seção, enfatizando que a utilização de um bom extrator de características de sinais em sistema de potência pode diminuir bastante os esforços computacionais das redes neurais. É por isso que muitos pesquisadores da área de IA têm dado grande importância à busca de extratores com características mais adequadas para treinamento das RN.

2.7 - AS MAIS NOVAS INVESTIGAÇÕES

Nestes dois últimos anos outras técnicas têm sido experimentadas em algoritmos de proteção, tais como: redes de Petri [91], métodos de Prony [92], TLS (*Total Least Squares*) [93], FFT (Fast Fourier Transform) dos sinais de corrente de um único terminal [94], transformada *wavelet*, etc..

Certamente muito terá que ser feito ainda para comprovar a eficácia e os ganhos reais destas novas técnicas. Dentre estas novas ferramentas, daremos destaque a transformada *wavelet*, a qual passamos a descrever.

2.8 - ALGORITMOS UTILIZANDO TRANSFORMADA WAVELET

Até o presente momento são poucas as publicações propondo o uso de *wavelet* como ferramenta de proteção elétrica. Chaari *et al.* [95] utilizaram a transformada *wavelet* em um algoritmo de proteção para detectar transitórios específicos em um particular sistema de distribuição. Wai e Yibin [96] utilizaram as *wavelets* para localizar faltas de alta impedância também em sistemas de distribuição. Magnago e Abur apresentam em [97] os princípios da localização de faltas em linha de transmissão através da transformada *wavelet*. A metodologia se baseia na detecção das frentes de onda refletidas durante a falta através do uso da análise multi-resolução auxiliada pelo tratamento dos sinais no domínio modal. Finalmente, em [98] os autores utilizam a análise multi-resolução para detecção e classificação de faltas.

É na linha de pesquisa destes dois últimos trabalhos [97,98] que propomos a nossa contribuição, inserindo novos detalhes e obtendo melhores resultados.

Assim, os artigos *Fault-Type Identification Using Wavelet Transform* [99] e *An Approach for Using Wavelet Transform for Fault Type Identification in Digital Relaying* [100], constituem os primeiros frutos desta tese de doutorado, cujo assunto será abordado com detalhes nos Capítulos 4, 5 e 6.

2.9 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os principais algoritmos para proteção numérica de linhas de transmissão. A principal limitação existente nos algoritmos de estimação de parâmetros se deve à presença dos imprevisíveis sinais de frequências diferentes da fundamental nas formas de onda de tensão e corrente. Esses sinais quando não considerados nos modelos causam erros nas estimativas dos parâmetros interferindo na segurança da identificação das faltas e na precisão da localização das mesmas.

De modo geral, existe uma inerente limitação velocidade x alcance, em todos os algoritmos de proteção de distância. Aqueles que possuem uma janela de dados curta, podem facilmente "limpar" as faltas que ocorrem próximas aos terminais de instalação da proteção, porém podem subalcançar ou sobrealcançar no caso de faltas remotas. Nesse caso, janelas mais longas seriam necessárias, o que, no entanto, pode comprometer a velocidade desejada. Uma possível solução é o uso de relés com características adaptativas, utilizando técnicas de IA e/ou novas ferramentas de processamento de sinais. Uma destas é, por exemplo, a transformada *wavelet*, a qual é tratada como a principal ferramenta no desenvolvimento desta tese. Por isso, o terceiro capítulo deste texto será dedicado a teoria *wavelet*.

CAPÍTULO 3

TRANSFORMADA WAVELET E SUA APLICAÇÃO EM SINAIS DE ENERGIA

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A teoria de *wavelet* é uma unificação de diversos estudos matemáticos desenvolvidos independentemente ao longo do século XX. Muitos pesquisadores vêem nesta teoria uma nova maneira de representar funções, outros a vêem como uma nova técnica de análise tempo-freqüência, assim como é a Transformada de Fourier de Curto Tempo [101] e a distribuição de Wigner-Ville [102]. Ambas as correntes estão corretas, devido à sua grande versatilidade e seu rico conteúdo matemático.

A transformada *wavelet* (TW), a qual tem despertado grande interesse das áreas de processamento de sinais (imagem e voz), compressão de dados, eliminação de ruídos, visão computacional e estudos sísmicos, tem sido agora vista como uma importante ferramenta para analisar de maneira rápida e efetiva as formas de onda de tensão e corrente registradas durante distúrbios ou eventos não desejáveis em sistemas de potência.

Semelhante à transformada de Fourier, a TW decompõe um sinal em seus componentes de freqüência, porém, diferentemente de Fourier, a TW fornece uma repartição não uniforme no domínio da freqüência. Essa característica pode facilitar sobremaneira a detecção de certas peculiaridades presentes em um determinado sinal.

Em particular a TW é de grande interesse na análise de sinais que contêm componentes senoidais associados a outros sinais e perturbações, como por exemplo, impulsos e transitórios de alta freqüência, como é o caso típico dos distúrbios de curta duração que ocorrem nas redes elétricas de potência, dentre outros.

3.2 - TRANSFORMADA DE FOURIER

As formas de onda que retratam os transitórios rápidos em sistemas de potência são sinais tipicamente não periódicos, contendo oscilações de alta freqüência e impulsos

localizados superpostos aos sinais de frequência fundamental e seus harmônicos. Esse tipo de sinal representa um problema para a tradicional análise de Fourier que é muito mais adequada às funções periódicas.

Basta recordar que a transformada de Fourier $X(f)$ de um sinal contínuo no tempo $x(t)$ é dada por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.1)$$

onde a função contínua $X(f)$ é a representação de $x(t)$ no domínio da frequência obtido pela soma de um número infinito de exponenciais complexas. Observa-se que a integração ocorre de $-\infty$ a $+\infty$ e, portanto, não importa quando no tempo, determinado componente de frequência irá aparecer. O resultado será o mesmo se tal frequência de interesse estiver no tempo t_1 ou no tempo t_2 , pois a transformada de Fourier fornece apenas o conteúdo espectral sem nenhuma informação do tempo. Diz-se, portanto, que a transformada de Fourier não apresenta a propriedade de localização no tempo.

Sabe-se que para a implementação em computadores digitais, é necessário o uso da Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform - DFT*), definida como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.2)$$

onde $x[n]$ é uma seqüência discreta que, para particulares aplicações, deve ser obtida pela amostragem de um sinal contínuo $x(t)$ a cada T_s segundos:

$$x[n] = x(n.T_s), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

A *DFT* produz uma seqüência de valores complexos $X[k]$, sendo que a magnitude de cada um destes valores representa o conteúdo de cada frequência discreta contida no sinal $x[n]$. Pela definição da *DFT* é necessário que $x[n]$ também seja periódico [101].

A limitação da *DFT* para sinais não-periódicos pode ser ilustrada, por exemplo, através da análise do sinal mostrado na Fig. 3.1 (a). Trata-se de um sinal de tensão em 60 Hz que apresenta diferentes segmentos dentro de uma janela de observação, no caso 12 ciclos, ou seja: (i) regime estacionário normal seguido de (ii) um afundamento da tensão (*sag*) a partir de uma descontinuidade, (iii) um transitório amortecido com frequência em

torno de 780 Hz, (iv) picos de sobretensão devido ao transitório, misturados a ruídos de mais alta frequência e finalmente (v) sua volta ao regime estacionário normal.

A análise do conteúdo espectral deste sinal via DFT é mostrado na Fig. 3.1(b). A presença das bandas de frequências laterais a 60 Hz e 780 Hz é o resultado da não periodicidade do sinal espúrio. O resultado não apresenta informações suficientes sobre a descontinuidade e sobre o afundamento da tensão. Além disso, nenhuma informação é dada sobre o tempo de ocorrência dos eventos. Assim, não importa em que tempo tenha ocorrido o transitório, o resultado dá a entender que as frequências encontradas estão presentes durante todo o tempo do intervalo analisado, o que não é verdade.

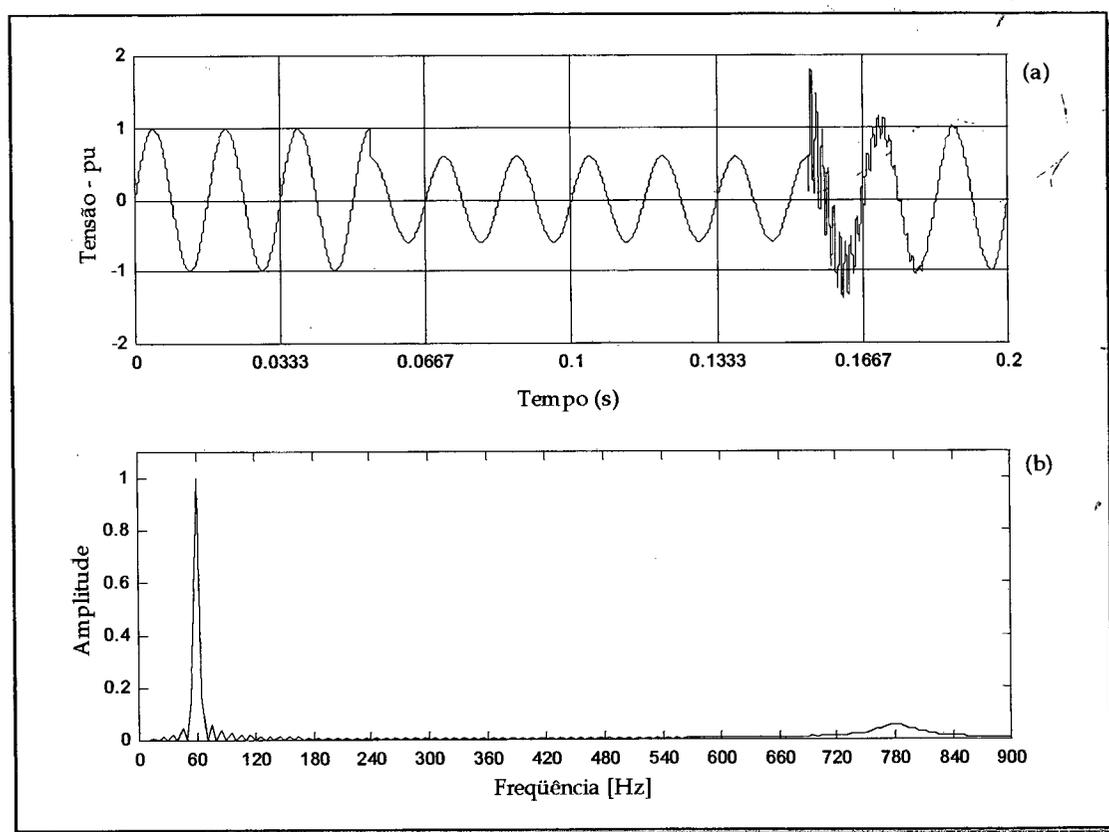


Fig. 3.1 - (a) Sinal não-estacionário. (b) Resultado da DFT.

3.3 - TRANSFORMADA DE FOURIER DE CURTO TEMPO

Transformações mais elaboradas foram desenvolvidas para reduzir o efeito de sinais não-periódicos sobre a análise de Fourier bem como extrair informações temporais além das frequências. A mais conhecida é a Transformada de Fourier de Curto Tempo (*Short-Time*

Fourier Transform - STFT). Nessa abordagem, o sinal analisado é dividido em segmentos suficientemente pequenos, os quais podem ser supostos estacionários. Para isso uma função janela $w(t)$ é escolhida, cuja largura deve ser igual ao seguimento do sinal para o qual a condição de sua estacionariedade seja válida. Esta janela por sua vez, deve ser transladada continuamente sobre o sinal analisado para produzir o resultado desejado. Assim,

$$STFT(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.4)$$

A STFT é similar à transformada de Fourier exceto pelo fato de que o sinal $x(t)$ é multiplicado por uma função janela $w(t)$.

Para a implementação digital a Transformada Discreta de Fourier com Janela (*Windowed Discrete Fourier Transform* - WDFT) é utilizada:

$$WDFT(k, m) = \sum_n x[n]w[n - m]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.5)$$

onde a seqüência $w[n]$ em sua forma mais simples é uma janela retangular, ou seja:

$$w[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n - m \leq N - 1 \\ 0, & \text{outros valores} \end{cases} \quad (3.6)$$

Dependendo da análise que se deseja, diversos outros tipos de função janela podem ser utilizadas [103].

Para cada janela $w_{m_0} = w[n - m_0]$, a WDFT produz uma seqüência de valores complexos $WDFT[k, m_0]$, para $k = 0, 1, \dots, N - 1$, cuja magnitude representa o conteúdo espectral associado às freqüências discretas do sinal $x[n]$.

O resultado da WDFT pode ser representado em um gráfico bidimensional (espectrograma) em que as divisões na direção horizontal representam a extensão de cada janela no tempo ($w[n - m]$); as divisões na direção vertical representam as k freqüências existentes no sinal e o sombreado de cada retângulo é proporcional à amplitude do componente espectral.

Seja, por exemplo, a aplicação da WDFT ao mesmo sinal do exemplo anterior. Como resultado, encontramos as informações de freqüência similares àquelas obtidas pela DFT, porém, com uma informação adicional: o tempo em que elas ocorrem são agora detectados pela transformação (ver Fig. 3.2(b)). No entanto, cabe salientar que uma

vez a janela tenha sido escolhida para a WDFT, a resolução tempo-freqüência fica definida. No exemplo da Fig. 3.2 a largura da janela usada é $T_w = 33,33$ ms (dois ciclos), levando à uma boa resolução em freqüência - 30 Hz ($\Delta f = 1/T_w$) porém, com pior resolução no tempo ou seja, o início dos transitórios estão localizados dentro de dois ciclos do sinal. Uma outra interessante informação do espectrograma é a menor energia durante o afundamento da tensão.

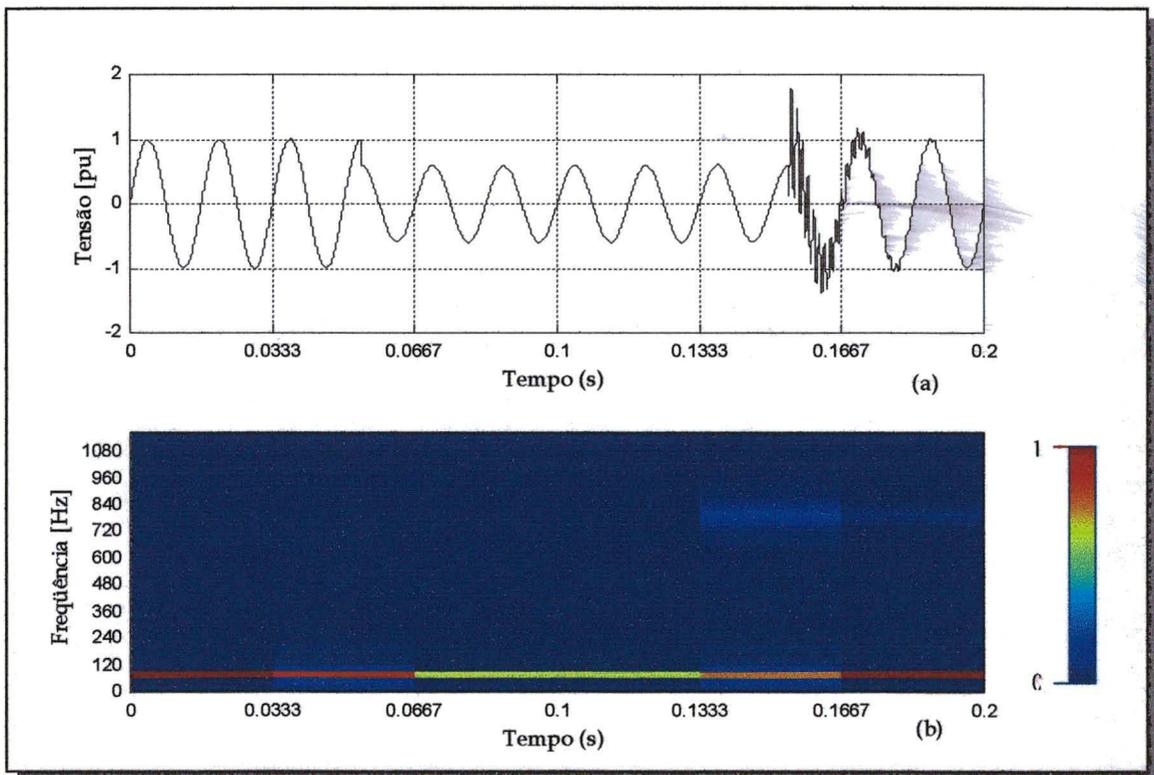


Fig. 3.2 - (a) Sinal não estacionário. (b) Resultado da WDFT no plano tempo-freqüência com janela de dois ciclos.

Assim, quanto menor a janela de observação, melhor o poder de localização no tempo da WDFT. Em contrapartida pior será a resolução em freqüência. É o que mostra o espectrograma da Fig. 3.3, cuja janela de dados foi escolhida ser igual a 8,33 ms (meio ciclo). Nesse caso, a resolução em freqüência se tornou quatro vezes maior, o que faz com que além dos componentes de alta freqüência, apareça considerável energia no nível dc e no componente de 120 Hz, distorcendo portanto os verdadeiros resultados. Além disso, deve-se observar que mesmo assim, os inícios dos transitórios não foram exatamente localizados no tempo, o que somente ocorreria se a janela fosse feita igual a $\frac{1}{4}$ de ciclo, porém com grande degradação na resolução em freqüência.

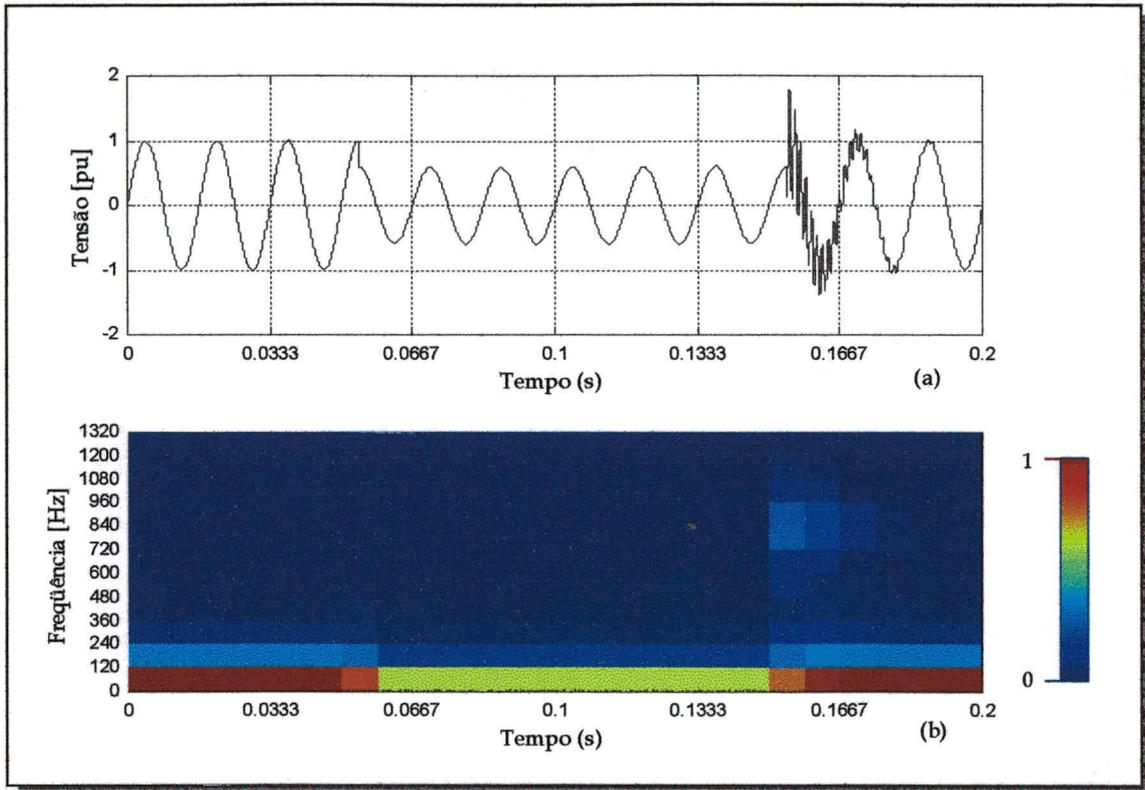


Fig. 3.3 - (a) Sinal não-estacionário. (b) Resultado da WDFT no plano tempo-freqüência com janea de $\frac{1}{2}$ ciclo.

O problema da STFT ou da WDFT remonta ao que é conhecido como *Princípio da Incerteza de Heisenberg* (ou *desigualdade de Heisenberg*) [104]. Este princípio, originalmente aplicado ao movimento e localização de partículas móveis, pode ser aplicado à informação tempo-freqüência de um sinal. Tal princípio estabelece que não se podem obter localizações precisas simultaneamente no tempo e na freqüência. Em outras palavras, não se pode saber que componentes espectrais existem para cada instante de tempo, ou quais são os intervalos de tempo em que certa faixa de freqüência ocorre. Tal problema está relacionado ao suporte (largura) da janela, como visto nos exemplos anteriores.

Para determinadas aplicações em sinais de energia isto representa sérios problemas uma vez que o tamanho ótimo da janela é de difícil determinação, primeiro porque os fenômenos transitórios são randômicos e não se sabe *a priori* quando eles irão ocorrer e, segundo, porque para determinadas análises não se pode sacrificar a resolução em freqüência.

É neste sentido que grande esforço de pesquisa tem sido realizado para superar tais dificuldades. Dentre as alternativas propostas na literatura [102] se destaca a

transformada *wavelet* [105,106] cuja aplicação resolve alguns dos problemas de resolução tempo-freqüência encontrados na STFT ou WDFT.

3.4 - TRANSFORMADA WAVELET

A transformada de *wavelet* é uma operação linear que decompõe um sinal em diferentes escalas com diferentes níveis de resolução. Diferente da análise de Fourier, que fornece uma representação global de um sinal, a TW fornece uma representação local (no tempo e na freqüência) sem os inconvenientes encontrados na STFT.

A transformada *wavelet* de um sinal contínuo (*Continuous Wavelet Transform* - CWT) $x(t)$, definido num espaço vetorial de funções quadráticas integráveis $L^2(\mathfrak{R})$, é definida como sendo:

$$CWT_x^\psi(a, b) = \langle x(t), \psi_{ab}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{ab}^*(t) dt \quad (3.7)$$

onde as funções $\psi_{ab}(t)$ são versões escaladas e transladadas de uma dada função $\psi(t)$, denominada *wavelet* mãe, e dadas por:

$$\psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (3.8)$$

com $\forall a \in \mathfrak{R}^+$, $\forall b \in \mathfrak{R}$, chamados de parâmetros de escalamento (expansão ou contração) e de translação, respectivamente, e finalmente * denotando o conjugado complexo de $\psi_{ab}(t)$. Essas funções são muitas vezes denominadas de *wavelets* filhas ou simplesmente *wavelets*. O termo $1/\sqrt{a}$ torna a energia das *wavelets* filhas a mesma da *wavelet* mãe.

Deve-se notar que, assim como na STFT, o sinal $x(t)$ é multiplicado por uma função de análise $\psi_{ab}(t)$, análoga a $w(t-T)e^{-j2\pi ft}$, porém não limitada a funções do tipo exponencial complexa. As poucas restrições sobre $\psi(t)$ é que ela deve ser oscilatória, ter média zero e um rápido decaimento de ambos os lados (suporte compacto e energia finita). Essas restrições não são muito severas e, certamente, infinitos tipos de funções dessa natureza podem ser encontradas como mostra a literatura especializada [107,108]. Assim, existem *wavelets* reais, complexas, contínuas, descontínuas, etc.. Segue uma apresentação de alguns exemplos clássicos de *wavelets* mãe. Dentre elas está a *wavelet* de

Haar, apropriada para a construção de famílias de *wavelets* ortogonais, utilizadas para implementação da transformada discreta de *wavelet*. Os demais exemplos são utilizados em aplicações da CWT.

$$\text{Wavelet de Haar: } \psi_{\text{Haar}}(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } 0 < t \leq 1/2 \\ -1 & \text{para } 1/2 < t \leq 1 \\ 0 & \text{para outros valores} \end{cases} \quad (3.9)$$

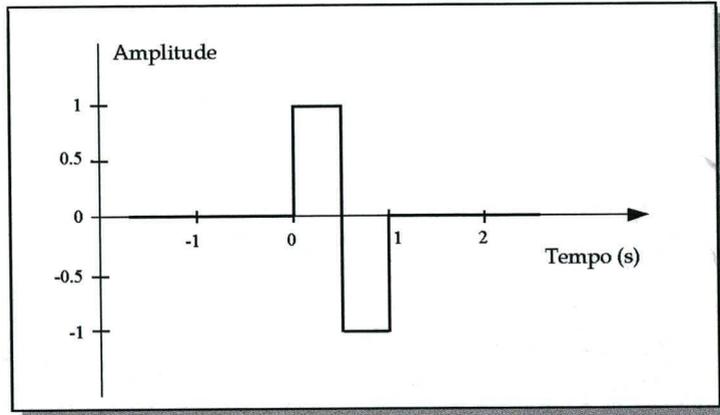


Fig. 3.4 - Wavelet de Haar.

$$\text{Wavelet Chapéu mexicano: } \psi_{\text{mex}}(t) = (1 - t^2) e^{-t^2/2} \quad (3.10)$$

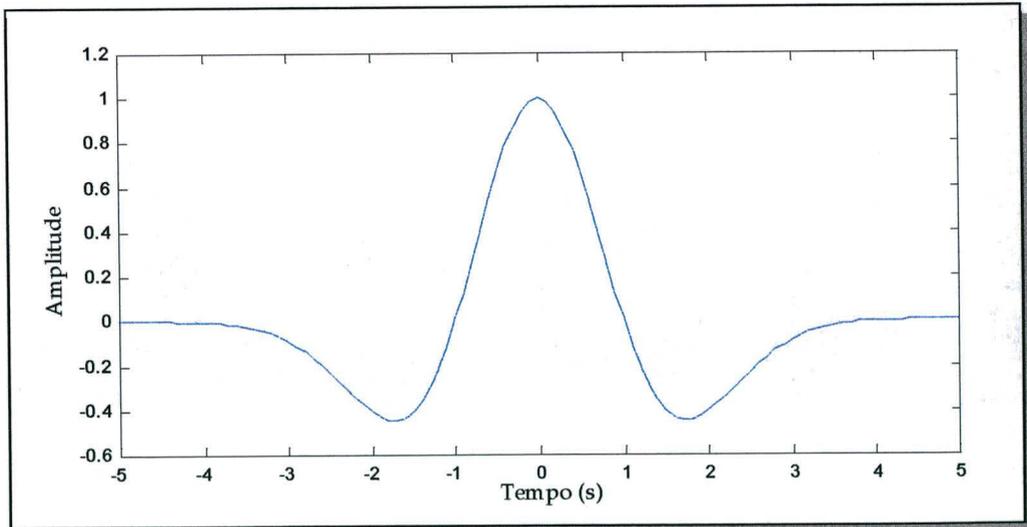


Fig. 3.5 - Wavelet Chapéu Mexicano.

$$\text{Wavelet de Morlet: } \psi_{\text{morlet}}(t) = \pi^{1/4} \cdot e^{-t^2/2} \cdot e^{j2\pi f_0 t} \quad (3.11)$$

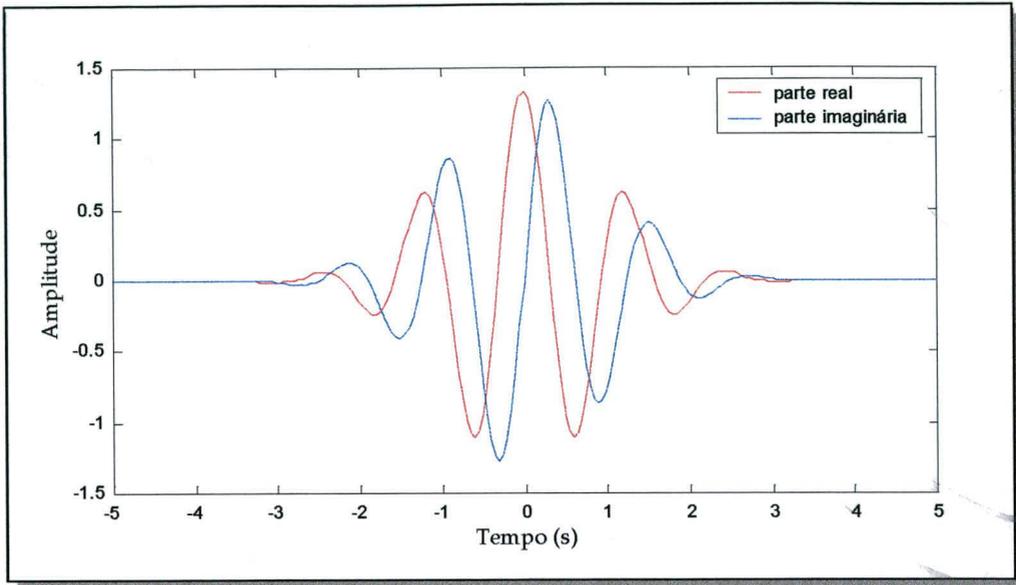


Fig. 3.6 - *Wavelet* de Morlet.

Uma segunda diferença em relação a STFT é o parâmetro a (escalamento no tempo). Uma dada *wavelet* é expandida ou contraída no tempo dependendo se $a > 1$ ou $a < 1$. Um valor de $a > 1$ ($a < 1$) expande (contraí) $\psi(t)$ no tempo e diminui (aumenta) a frequência das oscilações de $\psi_{ab}(t)$. Usualmente a análise é feita, aumentando-se continuamente o valor de a a partir da unidade, tornando a função cada vez menos focalizada no tempo.

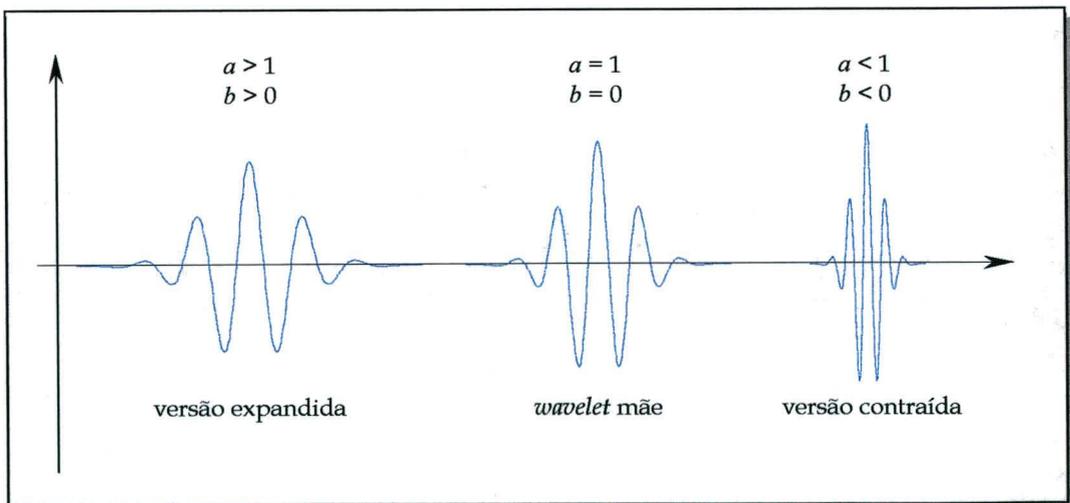


Fig. 3.7 - Exemplo de uma família de *wavelets*.

Assim, ao analisar determinado sinal pela CWT, a *wavelet* é colocada no ponto correspondente a $t = 0$. A função *wavelet* na escala "1" é multiplicada pelo sinal e então integrada ao longo de todo o tempo. Obviamente o produto é não zero somente onde o

sinal cai na região de suporte da *wavelet* e zero para os demais pontos. O resultado da integração é então multiplicado pela constante de normalização da energia obtendo-se o valor da CWT no tempo $t = 0$ (ou $b = 0$) e na escala $a = 1$, no plano tempo-escala. Em seguida a *wavelet* na escala "1" é deslocada para a direita por uma quantia $t = b$, e a equação da CWT é novamente computada obtendo-se um novo ponto no plano tempo-escala. O procedimento se repete para todo o sinal a ser analisado, obtendo-se uma linha completa de pontos no plano tempo-escala, na escala "1". No passo seguinte, a é aumentado por um pequeno valor, repetindo-se toda a operação anteriormente descrita. Finalmente, quando o processo é completado para todo o valor desejado de a , a CWT do sinal estará completada.

Deve-se enfatizar que sendo a CWT uma operação de produto interno, a mesma pode ser interpretada como uma medida de similaridade entre a função $x(t)$ e cada uma das *wavelets* filhas.

A CWT é uma transformação contínua e, portanto, a e b devem ser aumentados continuamente, porém para efeitos computacionais ambos os parâmetros são alterados em passos suficientemente pequenos. Uma forma bastante comum de discretização dos parâmetros de escalamento (a) e translação (b) é fazer $a = a_0^m$, $b = n a_0^m b_0$ com $m, n \in \mathbb{Z}$, $a_0 > 1$ e $b_0 \neq 0$. Com essa discretização, o resultado de (3.7) será um conjunto finito de coeficientes, porém a partir de um processamento ainda contínuo no tempo. Tal transformação é normalmente denominada de expansão em série *wavelet* [109].

Um eficiente algoritmo para a computação da CWT pode ser feito no domínio da frequência. Para isso, obtém-se primeiramente a transformada de Fourier do sinal a ser analisado. Posteriormente multiplica-se o mesmo pela transformada de Fourier da *wavelet* filha. Finalmente, a transformada inversa de Fourier de tal produto fornecerá a CWT do sinal para aquela escala que determinou a *wavelet* filha. Como cada *wavelet* filha possui seu próprio suporte (escala), suas correspondentes transformadas de Fourier estarão localizadas em diferentes bandas de frequência. Assim, o completo plano tempo-escala é obtido para o desejado número de escalas. A Fig. 3.8 ilustra tal procedimento mostrando algumas das escalas utilizadas para *wavelets* filhas do tipo Morlet. Em termos de escala, foi obedecida a seguinte relação: $a = 2(1/f_s)2^{j0,25}$ para $j = 0, 1, \dots, N$ e $f_s = 61440$ (1024 amostras por ciclo).

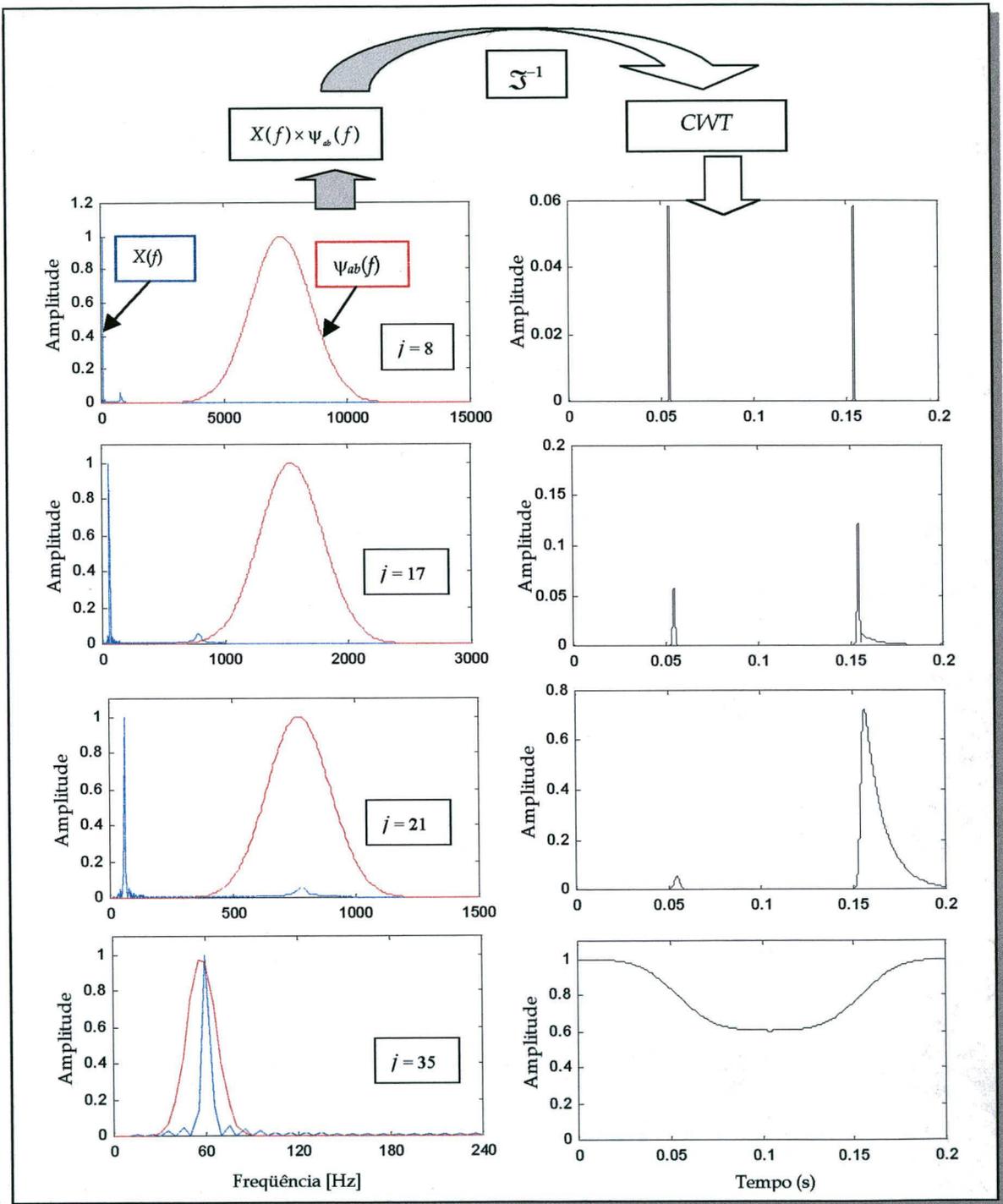


Fig. 3.8 – Resultados da CWT em diferentes escalas.

Já a Fig. 3.9 é o resultado final de todo o processo aplicado ao sinal não estacionário dos exemplos anteriores. No plano tempo-escala da Fig. 3.9 pode-se observar nitidamente os instantes iniciais dos transitórios, a alta frequência do segundo transitório, bem como os ciclos de afundamento (queda) de tensão.

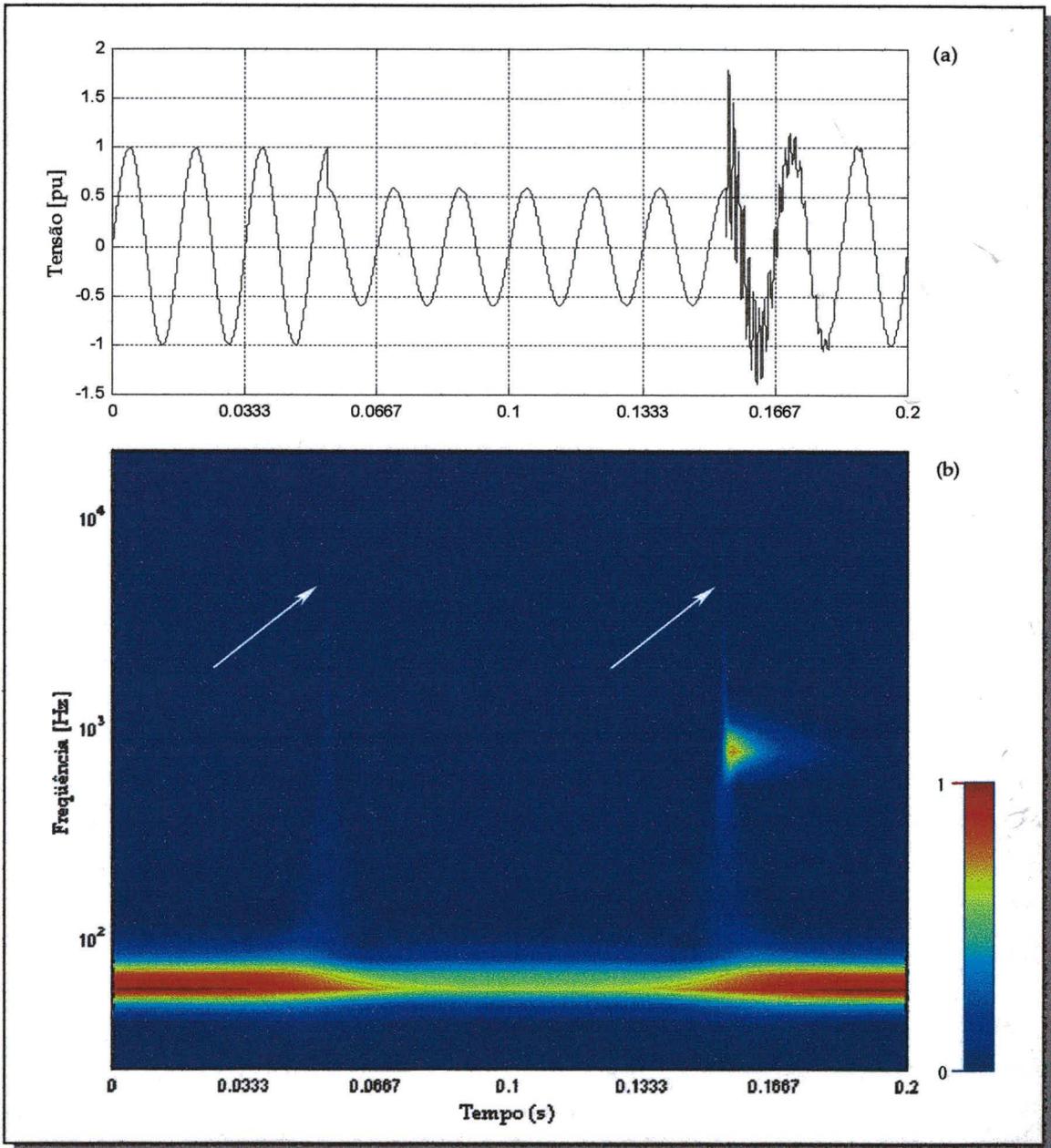


Fig. 3.9 - (a) Sinal não-estacionário. (b) Plano tempo-escala (frequência) da CWT.

Quando a função a ser analisada é um sinal discreto $x[n]$, deve-se utilizar a Transformada Wavelet Discreta ou simplesmente DWT (*Discrete Wavelet Transform*) definida por:

$$DWT_x^{\psi}[m,n] = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \psi \left[\frac{k - a_0^m n b_0}{a_0^m} \right] \tag{3.12}$$

O escalamento geométrico de $\psi(k)$, isto é $1, 1/a_0, 1/a_0^2, \dots$, e a translação por nb_0 fazem com que a saída da DWT possa também ser representada numa grade bidimensional, mas com diferentes divisões no tempo e na frequência conforme mostrado na Fig. 3.10. Os pontos mostrados na grade são os coeficientes da DWT.

Observa-se, portanto, que a DWT oferece uma melhor resolução no tempo e uma pior resolução na frequência para as mais baixas escalas e o inverso para as mais altas escalas. Assim, em contraste com a WDF, a DWT localiza, no tempo, os componentes transitórios em baixa escala (alta frequência), enquanto os componentes de mais baixa frequência, por exemplo 60 Hz, são representados durante todo o tempo de análise.

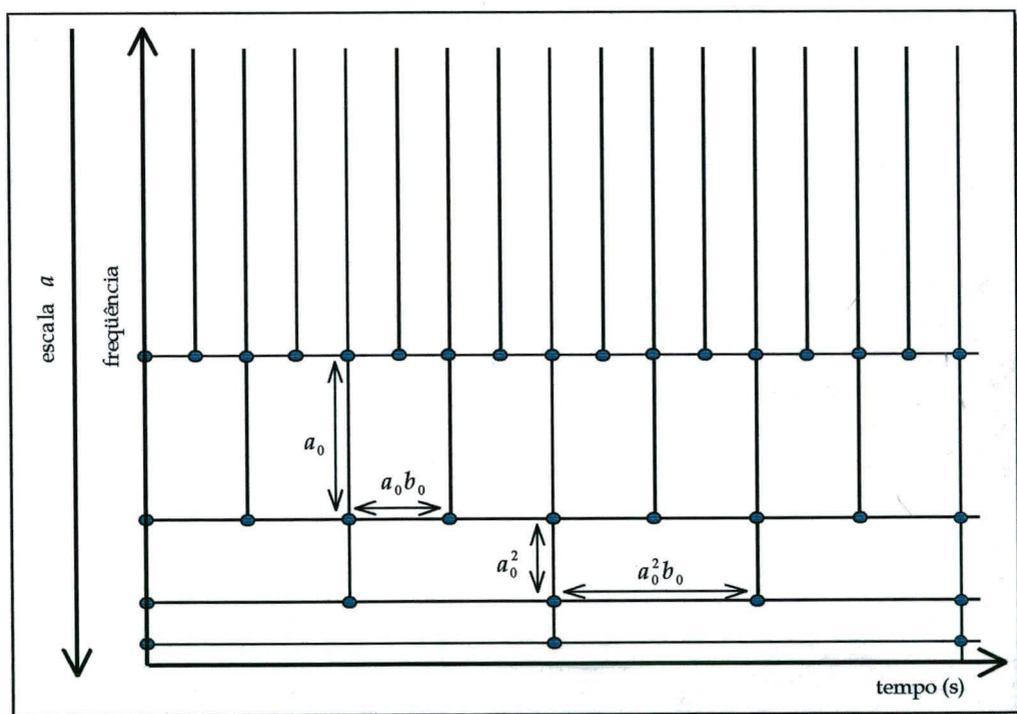


Fig. 3.10 - Grade tempo-escala.

3.5 - Análise Multi-resolução - Implementação da DWT

Pela seleção cuidadosa de a_0 e b_0 , famílias de *wavelets* expandidas podem constituir bases ortonormais de um espaço $L^2(\mathcal{R})$ [110]. A mais simples escolha para que isso seja possível é fazendo $a_0 = 2$ e $b_0 = 1$. Nesse caso, a transformada *wavelet* é chamada

diádica-ortonormal. Existem diversas razões para o uso de uma base ortonormal [107,110,111]. Dentre as várias razões, pode-se citar: a não existência de informações redundantes entre os sinais decompostos e a obtenção de um elegante algoritmo, conhecido como **análise de decomposição multi-resolução** ou simplesmente **análise multi-resolução** (AMR) cujas idéias principais são descritas a seguir. Um desenvolvimento completo da AMR pode ser encontrado em [107,111,112].

A idéia básica da AMR é dividir o espectro de um sinal em sub-bandas e então tratar individualmente cada uma das sub-bandas considerando o propósito desejado. Quando a AMR é realizada através da transformada *wavelet* [111] é possível estabelecer um adequado compromisso entre as resoluções no tempo e na frequência, permitindo uma eficiente extração de detalhes contidos nos sinais.

3.5.1 - Função Escalamento

A AMR parte da idéia de um espaço de funções de quadrado integráveis $L^2(\mathfrak{R})$ e da conveniente escolha de uma função chamada *função escalamento* $\phi(x)$. Esta função é escolhida de tal modo a satisfazer algumas exigências tais como: ter energia finita, ser oscilatória, ter média zero e um rápido decaimento em ambos os lados. Além dessas características, uma outra mais importante é que a família $\{\phi(x-k), k \in \mathbf{Z}\}$ deve formar uma base ortonormal para o sub-espaço de referência V_0 tal que:

$$\dots \subset V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2} \dots \subset L^2. \quad (3.13)$$

Os sub-espaços V_j podem ser vistos como uma seqüência de sub-espaços aninhados, de modo que $\cup_{j \in \mathbf{Z}} V_j$ é denso em $L^2(\mathfrak{R})$ e $\cap_{j \in \mathbf{Z}} V_j$ é vazio, conforme ilustrado pela Fig. 3.11.

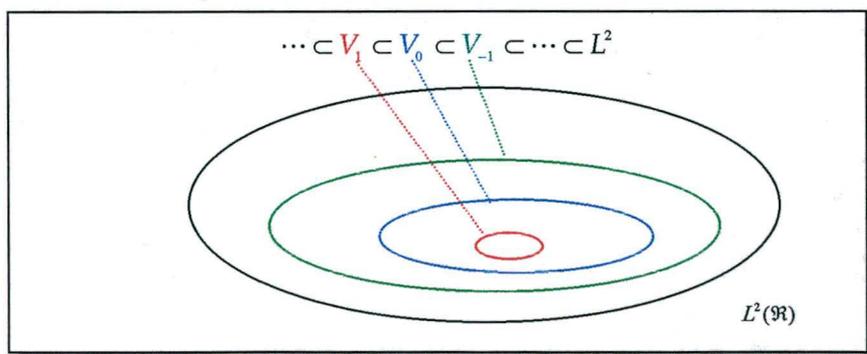


Fig. 3.11 - Sub-espaços aninhados gerados pela função escalamento.

Além disso, considerando uma função genérica $f(x)$ no espaço $L^2(\mathfrak{R})$, tem-se que:

$$f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(2x) \in V_{j-1}, j \in \mathbf{Z}. \quad (3.14)$$

Desse modo, se o espaço V_j é gerado por $\phi_{j,k}(x)$ para $j, k \in \mathbf{Z}$, então o espaço V_{j-1} será gerado por $\phi_{j-1,k}(x)$ para $j, k \in \mathbf{Z}$ e então, a seguinte relação é verdadeira:

$$\phi_{j-1,k}(x) = \sqrt{2} \phi_{j,k}(2x) \quad (3.15)$$

Pelo fato ainda de $V_0 \subset V_{-1}$, qualquer função em V_0 pode ser escrita como uma combinação linear da função de base V_{-1} . Isto significa que $\phi(x)$ pode ser escrita em termos de uma soma ponderada de funções deslocadas $\phi(2x)$, tal que

$$\phi(x) = \sum_n g(n) \sqrt{2} \phi(2x - n), \quad n \in \mathbf{Z}, \quad (3.16)$$

onde as amostras $g(n)$ - definidas como o produto interno de $\phi(x)$ e $\sqrt{2} \phi(2x - n)$ - é uma seqüência real ou complexa chamada de coeficientes da função escalamento (ou filtro de escalamento ou ainda vetor de escalamento), e o termo $\sqrt{2}$ serve para manter a norma da função escalamento com a escala de dois.

A equação recursiva 3.16 é fundamental na análise *wavelet* e ela é referida por diferentes nomes, descrevendo diferentes interpretações, tais como: equação de refinamento, equação da análise multi-resolução ou simplesmente equação de dilatação [111].

3.5.2 - Função *Wavelet*

As importantes características de um sinal podem ser melhor detalhadas ou parametrizadas, não simplesmente usando $\phi_{j,k}(x)$ e diminuindo j para aumentar o tamanho dos sub-espacos cobertos pela função escalamento, mas definindo-se um conjunto de funções $\psi_{j,k}(x)$ ligeiramente diferentes de $\phi_{j,k}(x)$, as quais geram as diferenças entre os espacos cobertos pelas várias escalas da função escalamento, denominados na Fig. 3.12 de W_j . Estas funções $\psi_{j,k}(x)$ são as *wavelets* discutidas nas seções anteriores.

Se trabalharmos apenas com funções escalamento e *wavelets* que sejam ortogonais entre si, o complemento de V_j em V_{j-1} , definido como W_j , será obviamente um

complemento ortogonal. Isto significa que todos os membros de V_j serão ortogonais a todos os membros de W_j .

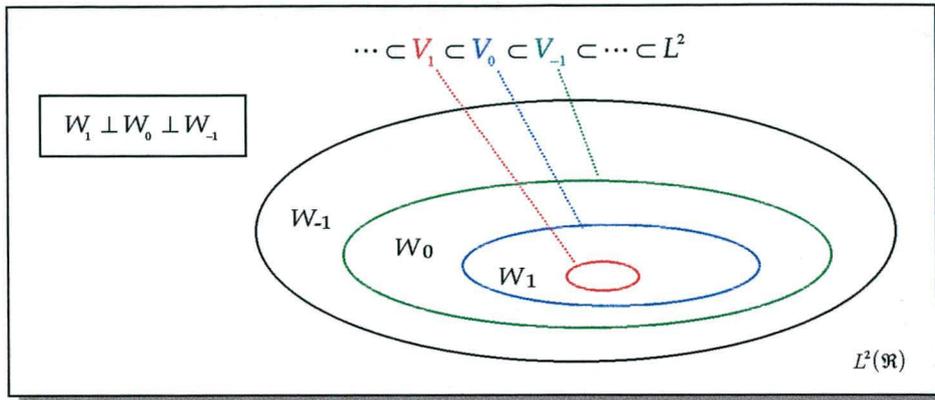


Fig 3.12 - Sub-espacos complementares.

Uma vez definido tal comportamento, matematicamente pode-se escrever:

$$V_{j-1} = V_j \oplus W_j \quad (3.17)$$

Assim, pode-se definir o sub-espaco W_1 tal que:

$$V_0 = V_1 \oplus W_1 \quad (3.18)$$

o qual pode ser estendido para

$$V_{-1} = V_1 \oplus W_1 \oplus W_0 \quad (3.19)$$

e, finalmente, para todo o espaco $L^2(\mathfrak{R})$:

$$L^2(\mathfrak{R}) = V_1 \oplus W_1 \oplus W_0 \oplus W_{-1} \oplus \dots \quad (3.20)$$

É importante salientar que a escolha da escala inicial j é arbitrária, podendo ser na mais alta ou na mais baixa resolução. Usualmente ela é escolhida para representar o detalhe mais "grosso" do sinal no tempo.

Desde que as *wavelets* residem no espaco gerado pela função escalamento, elas podem ser representadas por uma soma ponderada da função escalamento $\phi(2x)$ deslocada, tal que:

$$\psi(x) = \sum_n (-1)^n g(-n+1) \sqrt{2} \phi(2x-n), \quad n \in \mathbf{Z}, \quad (3.21)$$

É importante ressaltar que a família de funções

$$\psi_{j,k}(x) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - k), \quad j, k \in \mathbf{Z} \quad (3.22)$$

forma uma base ortogonal para $L^2(\mathfrak{R})$.

Na realidade as funções $\phi(x)$ e $\psi(x)$ não necessitam obrigatoriamente ser ortogonais, porém, trabalhar com funções desta natureza implica em uma grande simplificação dos cálculos dos coeficientes de expansão, bem como o teorema de Parseval poderá ser aplicado, o qual permite a partição da energia do sinal no domínio da transformada *wavelet*.

3.5.3 - Representação de funções no domínio *wavelet*

Com um conjunto de funções $\phi_k(x)$ e $\psi_{j,k}(x)$ gerando todo o espaço $L^2(\mathfrak{R})$, qualquer função $f \in L^2(\mathfrak{R})$ pode ser escrita como uma expansão em série de n termos das funções *wavelet* e escalamento. Assim,

$$f(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k)\phi_k(x) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} d_j(k)\psi_{j,k}(x), \quad (3.23)$$

sendo os parâmetros $d_j(k)$, os coeficientes *wavelet*, e a seqüência $c(k)$ representando o sinal no nível de mais baixa resolução (*coarsest scale*).

De modo geral, a expressão (3.23) pode ser re-escrita como

$$f(x) = \sum_k c_{j_0}(k) 2^{-j_0/2} \phi(2^{-j_0}x - k) + \sum_k \sum_{j=j_0}^{\infty} d_j(k) 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - k) \quad (3.24)$$

sendo j_0 uma escala arbitrariamente escolhida e que representa a mais baixa resolução no tempo (detalhes mais “grosseiros”) gerado por $\phi_{j_0,k}(x)$. O resto de $L^2(\mathfrak{R})$ é gerado pelas *wavelets* que fornecem os detalhes de mais alta resolução do sinal. Na prática, quando se tem apenas as amostras do sinal, não o sinal em si, a mais alta resolução e portanto a mais fina escala, é o próprio nível das amostras. Nesse caso, pode-se escrever:

$$f(x) = \sum_k c_N(k)\phi_{N,k}(x) + \sum_k \sum_{j=N}^{N-Nd+1} d_j(k)\psi_{j,k}(x) \quad (3.25)$$

onde N é o mais baixo nível de resolução e Nd o número de níveis de decomposição do sinal.

Sendo o sistema *wavelet* um sistema ortogonal, os coeficientes $c_j(k)$ e $d_j(k)$ podem ser calculados pelos produtos internos

$$\langle f(x), \phi_{j,k}(t) \rangle \quad (3.26)$$

e

$$\langle f(x), \psi_{j,k}(t) \rangle, \quad (3.27)$$

respectivamente.

O desenvolvimento das expressões (3.26) e (3.27) [112], nos fornecerá:

$$c_j(k) = \sum_m g(m-2k)c_{j-1}(m) \quad (3.28)$$

$$d_j(k) = \sum_m (-1)^{m-2k} g(-m+2k+1)d_{j-1}(m) \quad (3.29)$$

3.5.4 - Filtros *wavelet*

Em termos de processamento de sinais, a estrutura de (3.28) e (3.29) sugere que a análise *wavelet* não necessita tratar diretamente com as funções escalamento e *wavelet*, mas somente com os coeficientes $g(n)$ e $(-1)^n g(-n+1)$ presentes nas expressões (3.16) e (3.21), bem como pelos coeficientes de expansão $c_j(k)$ e $d_j(k)$. Esses coeficientes, $[g(n), (-1)^n g(-n+1)]$ e $[c_j(k), d_j(k)]$, podem ser vistos como filtros digitais e como sinais digitais, respectivamente. Desse modo, pela sua grande versatilidade, a análise *wavelet* (ou análise multi-resolução) pode ser desenvolvida do ponto de vista de bancos de filtros ao invés de expansão de sinais.

Assim a TW, quando usada para analisar um sinal discreto, pode ser implementada usando-se dois filtros digitais: um filtro passa-altas, com resposta ao impulso $h(n)$, relacionado a uma dada *wavelet* mãe $\psi(x)$, e sua versão espelhada passa-baixas, com resposta ao impulso $g(n)$, associada à função escalamento $\phi(x)$. Pode-se observar pelas expressões (3.16) e (3.21) ou (3.28) e 3.29) que a relação entre $h(n)$ e $g(n)$ é dada por

$$h(n) = (-1)^n g(1-n) \quad (3.30)$$

ou, considerando filtros de comprimento finito N , tem-se:

$$h(n) = (-1)^n g(N-1-n), \quad n \in \mathbf{Z}. \quad (3.31)$$

Esta relação entre $h(n)$ e $g(n)$ é própria da ortogonalidade dos sub-espacos complementares.

Dentre os filtros mais utilizados na AMR estão os filtros de Haar e os filtros de Daubechies [107]. As Figs. 3.13 e 3.14 apresentam alguns detalhes sobre esses filtros, que são de grande interesse no desenvolvimento deste trabalho.

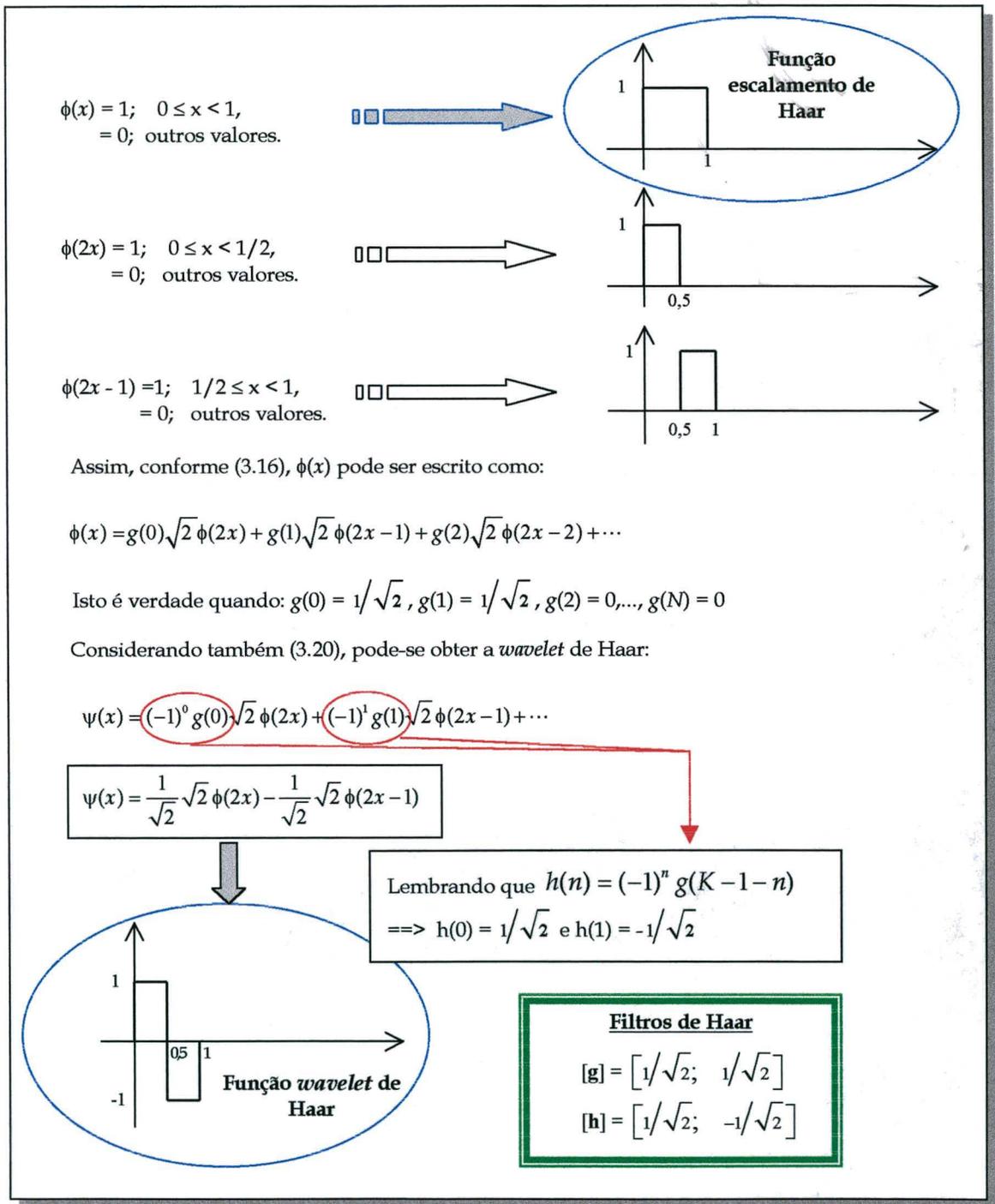


Fig. 3.13 - Esquema mostrando detalhes dos filtros de Haar.

Daubechies [107] trabalhou em diferentes versões de *wavelet*. Para a determinação de um filtro de comprimento 4, por exemplo, Daubechies trabalhou com um único parâmetro (um grau de liberdade) capaz de fornecer todos os coeficientes dos filtros $g[n]$ e $h[n]$ de tal modo que satisfizessem as condições necessárias à função escalamento, ou seja:

$$g(0) + g(1) + g(2) + g(3) = \sqrt{2}; \quad g^2(0) + g^2(1) + g^2(2) + g^2(3) = 1 \quad \text{e} \quad g(0)g(1) + g(2)g(3) = 0.$$

Este parâmetro pode ser um ângulo, conforme descrito nas equações abaixo:

$$g(0) = (1 - \cos(\alpha) + \sin(\alpha)) / 2\sqrt{2}$$

$$g(1) = (1 + \cos(\alpha) + \sin(\alpha)) / 2\sqrt{2}$$

$$g(2) = (1 + \cos(\alpha) - \sin(\alpha)) / 2\sqrt{2}$$

$$g(3) = (1 - \cos(\alpha) - \sin(\alpha)) / 2\sqrt{2}$$

Pode-se obter os coeficientes de Daubechies (Db4) para $\alpha = \pi/3$.

$$g = \left[\frac{1 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \frac{3 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \right]$$

$g[n]$	$h[n]$
0,48296291	0,12940952
0,83651630	0,22414387
0,22414387	-0,83651630
-0,12940952	0,48296291

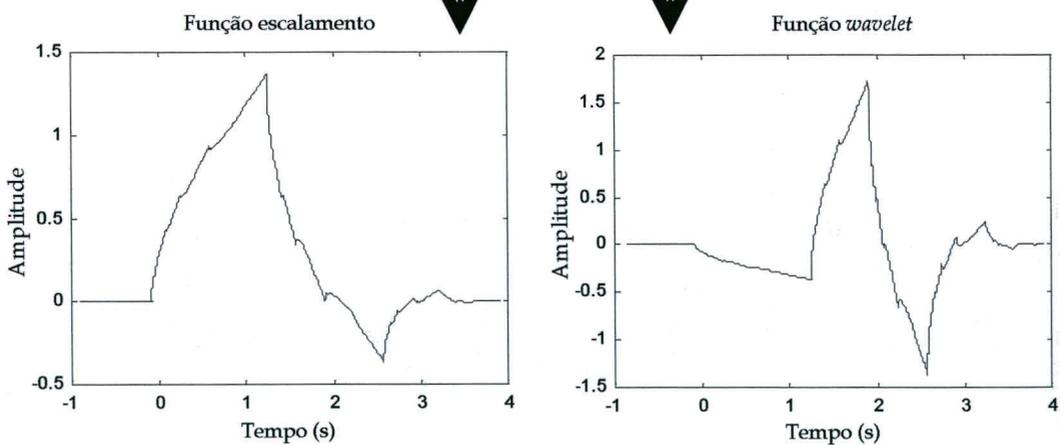


Fig. 3.14 - Detalhes sobre os filtros Daubechies Db4.

3.5.5 – Estrutura piramidal

Uma vez de posse dos filtros $h(n)$ e $g(n)$, pode-se construir uma estrutura de filtragem para decompor (reconstruir) um sinal em diferentes níveis de resolução. Essa

estrutura, também conhecida como decomposição piramidal, pode ser realizada conforme mostra a Fig. 3.15, para a qual três níveis de decomposição são considerados.

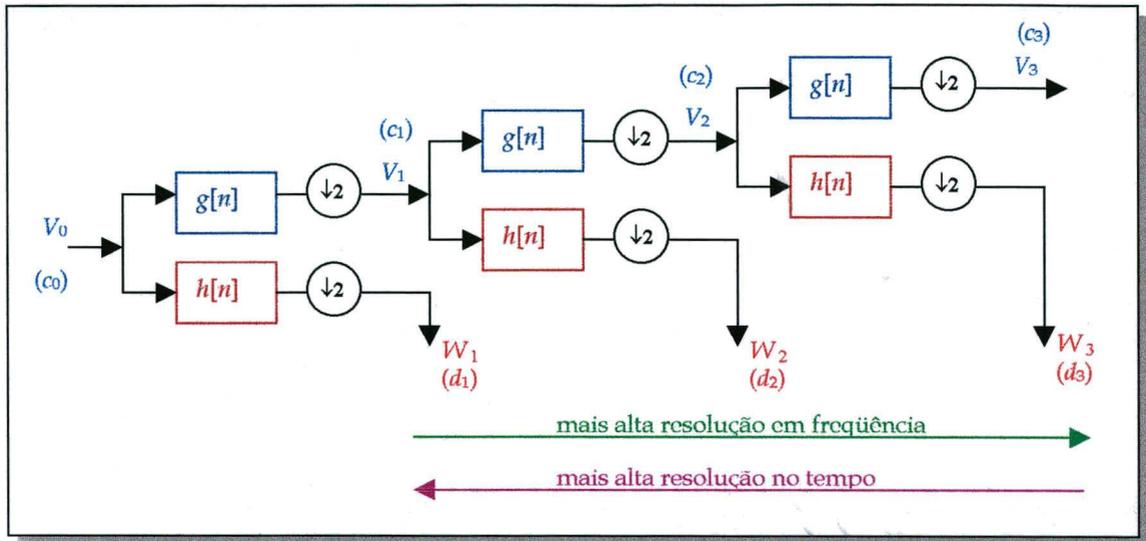


Fig. 3.15 - Estrutura piramidal para decomposição de sinais.

Na Fig. 3.15, o sinal discreto $c_0[n]$ representa as amostras da função $f(t)$, o qual é decomposto pelos filtros passa-altas $h[n]$, obtendo-se os coeficientes $d_1[n]$ (versão detalhada de $c_0[n]$, na escala "1"), e passa-baixas $g[n]$, obtendo-se os coeficientes $c_1[n]$ (versão de aproximação ou de tendência de $c_0[n]$, na escala "1"). Na próxima decomposição (escala $2^j = 4$), a filtragem será realizada sobre o sinal $c_1[n]$, obtendo-se $c_2[n]$ e $d_2[n]$. Decomposições em mais altas escalas (8, 16, etc.) podem ser realizadas de modo similar. Evidentemente que quanto mais alta a escala de decomposição, mais expandida estará a função de análise, o que torna a resolução no tempo cada vez pior, ocorrendo o inverso com a resolução em frequência, conforme já foi ilustrado na grade tempo-frequência da Fig. 3.10.

Na realidade, no caso do banco de filtros, o que torna a resolução tempo-frequência com tal característica é o dizimador representado por $(\downarrow 2)$ na saída dos filtros, o qual realiza um escalamento por dois a cada nível de decomposição. Isso significa, em termos de resolução no tempo, que os sinais $c_1[n]$ e $d_1[n]$ possuem a metade do comprimento do sinal anterior, $c_0[n]$, e que por este fato, a largura de banda do sinal é dividida por dois a cada nível de decomposição, conforme ilustra a Fig. 3.16. Tal fato não poderia ser diferente, tendo em vista o critério de Nyquist [113].

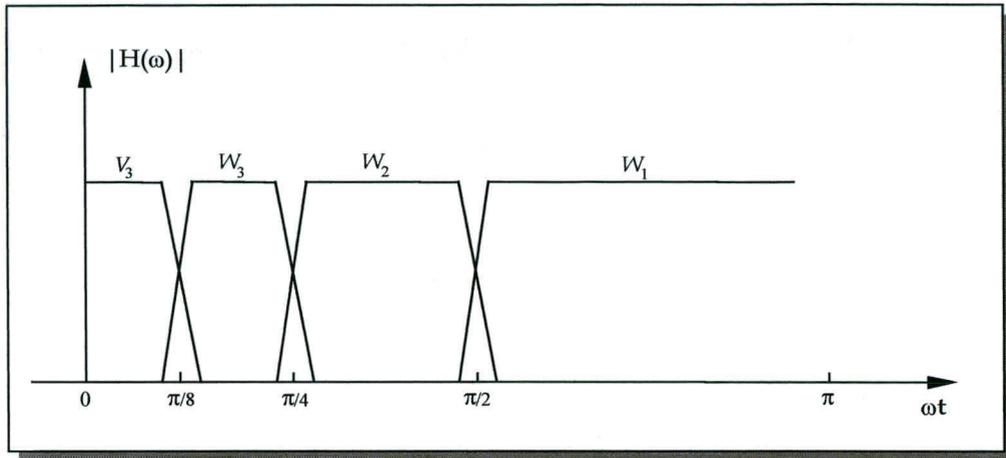


Fig. 3.16 - Bandas de frequência da decomposição piramidal.

Para exemplificar a habilidade da AMR, a mesma foi aplicada ao sinal não estacionário da Fig. 3.1(a). Para isso, um particular banco de filtros utilizando *wavelet* do tipo Daubechies 4 foi utilizado para decompor o sinal, realizando, a cada estágio, um escalamento por 2^j , fornecendo assim, as saídas c_j e d_j ($j = 1$ a 7), conforme mostrado na Fig.3.17. A frequência de amostragem do sinal original é de 61,44 kHz.

Resultados significativos podem ser observados na Fig. 3.17, tais como: (i) a exata detecção do início dos transitórios (descontinuidade antes do afundamento de tensão em 54,16 ms e o início do transitório de alta frequência em 154,16 ms); (ii) a grande concentração de energia dos coeficientes *wavelet* na escalas 5 (bandas de 960 a 1920 Hz) e, principalmente, na escala 6 (bandas de 480 a 960 Hz) devido à frequência principal do transitório que é 780 Hz, conforme foi observado no resultado da DFT na Fig. 3.1; (iii) o "alisamento" do sinal pelos filtros passa-baixas ($g[n]$) aproximando o mesmo de um sinal contendo apenas o componente de 60 Hz à medida em que se aumenta a escala. Isto seria melhor observado continuando-se a decomposição até a escala 2^9 .

Muitas destas características observadas podem ser utilizadas, por exemplo, para classificação de padrões de distúrbios, como será focalizado nos próximos capítulos.

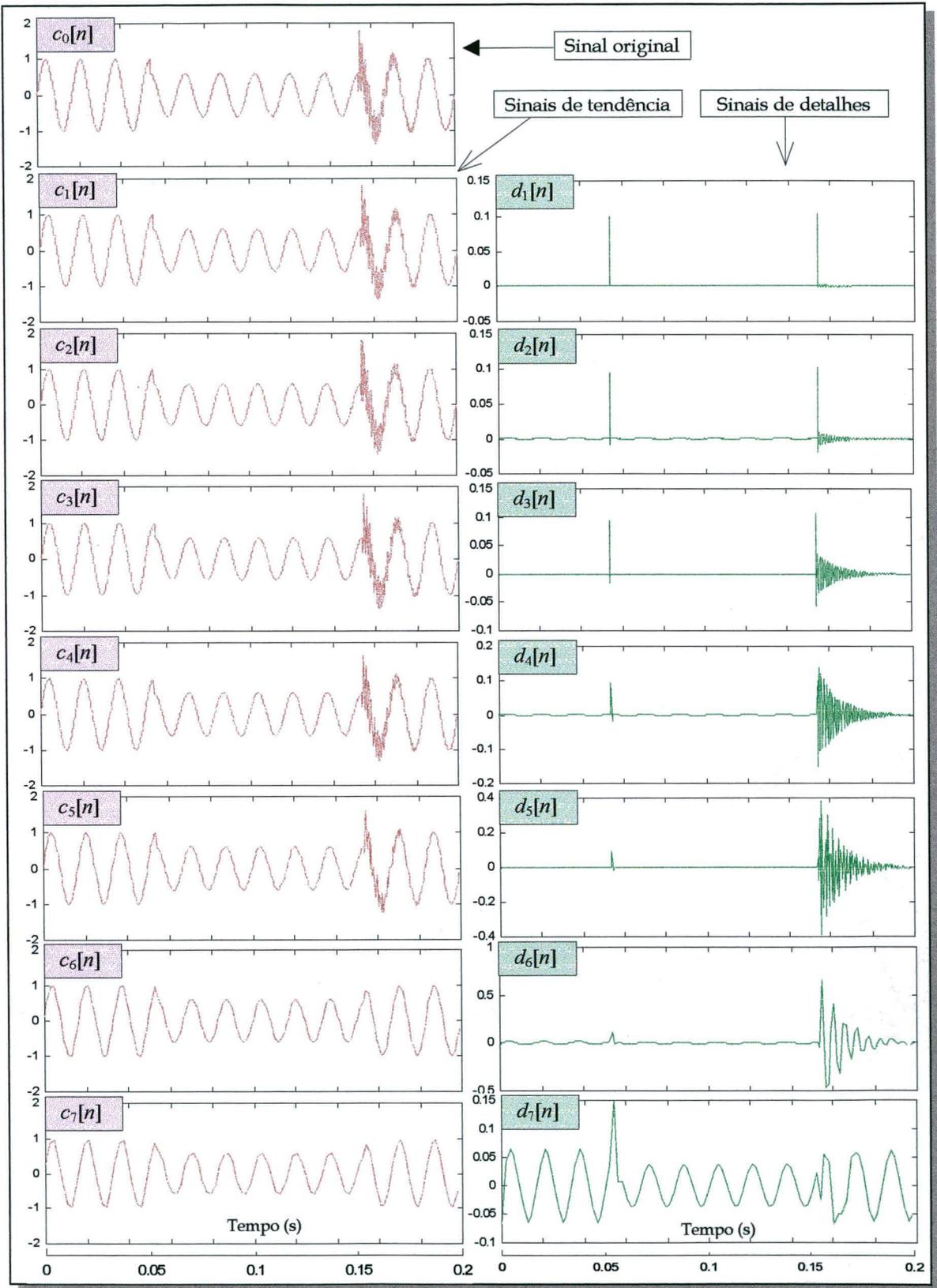


Fig. 3.17 - Análise Multi-resolução - sinais de tendência e os sinais de detalhes.

3.5.6 - Decomposição *wavelet* sem dizimação

O banco de filtros com dizimação fornece saídas que são sensíveis à translação da entrada [114]. Neste caso a saída pode diferenciar drasticamente dependendo de quando um transitório ocorre dentro do ciclo de 60 Hz e relativamente aos limites das janelas *wavelet*. Em aplicações que podem tolerar uma não unicidade (grande redundância) nas saídas, como no caso de detecção de transitórios, a operação de dizimação pode ser omitida, dando origem a uma transformada *wavelet* não dizimada [115,116].

Neste caso, é necessário adaptar os filtros em função das escalas que serão utilizadas. Assim, para calcular os coeficientes d_j e c_j na resolução 2^j , deve-se usar os filtros com escalamento $h^j[n]$ e $g^j[n]$. Esses filtros são obtidos de $h[n]$ e $g[n]$, intercalando-se $(2^{j-1} - 1)$ zeros entre cada um dos coeficientes desses filtros. Ao utilizar-se, por exemplo, três níveis de decomposição ($j = 1, 2$ e 3), os filtros g e h serão:

$$g^1 = [g_1 \quad g_2 \quad g_3 \quad g_4] \quad \text{e} \quad h^1 = [h_1 \quad h_2 \quad h_3 \quad h_4];$$

$$g^2 = [g_1 \quad 0 \quad g_2 \quad 0 \quad g_3 \quad 0 \quad g_4] \quad \text{e} \quad h^2 = [h_1 \quad 0 \quad h_2 \quad 0 \quad h_3 \quad 0 \quad h_4];$$

$$g^3 = [g_1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad g_2 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad g_3 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad g_4] \quad \text{e}$$

$$h^3 = [h_1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad h_2 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad h_3 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad h_4];$$

e assim por diante, para outros níveis de decomposição.

Deve-se observar que a resposta em frequência destes filtros fornece, obviamente, as mesmas bandas de frequência obtidas no caso da utilização do dizimador na saída dos filtros da Fig. 3.15. Isto é observado na Fig. 3.18, cujas respostas em frequência dos filtros $g^j[n]$ e $h^j[n]$, ($j = 1, 2$ e 3) estão superpostas às bandas (ideais) da AMR.

A utilização da filtragem sem dizimação implica, obviamente, em uma maior carga computacional, bem como a introdução de redundâncias nos sinais de saída. Isto nem sempre é necessário em tarefas de análise/classificação de eventos (a resolução no tempo pode ser menor). Porém, a fim de conseguir uma melhor exatidão na localização das mudanças repentinas que podem ocorrer nos sinais elétricos, tais como: frentes de ondas viajantes, impulsos, dentre outros, é razoável a utilização de filtragem sem dizimação, no primeiro ou nos primeiros níveis de decomposição, em algoritmos de

detecção e/ou marcação de tempo de distúrbio (duração de *sags*, intervalo entre ondas viajantes, etc.). Além disso, a AMR sem dizimação oferece uma maior facilidade para o traçado de diagramas tempo-freqüência, uma vez que o número de amostras será sempre o mesmo do sinal original. Como exemplo, a Fig. 3.19 mostra o diagrama tempo-freqüência (tempo-escala) para o sinal não-estacionário considerado. Esse diagrama mostra a habilidade da AMR para a realização de tarefas como: detecção dos pontos iniciais dos transitórios, localização das altas freqüências geradas por faltas e obtenção dos diferentes níveis de energia contidos em um sinal não-estacionário.

Cabe lembrar que, na AMR, com ou sem dizimação, a amplitude do sinal fundamental não é determinada de modo imediato, bem como, a medida das amplitudes dos sinais harmônicos pode sofrer degradações para freqüências elevadas (comparar Figs. 3.8 e 3.17 e, Figs. 3.9 e 3.19).

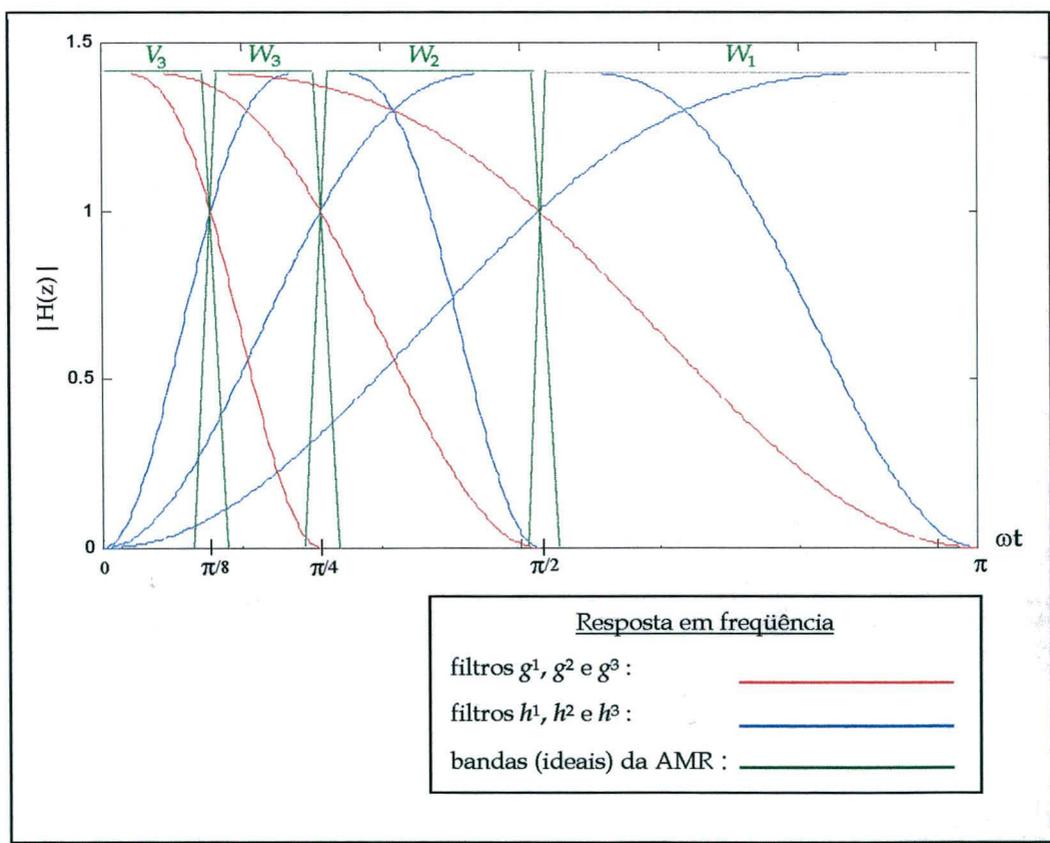


Fig. 3.18 - Características em Freqüência dos Filtros $g^j[n]$ e $h^j[n]$.

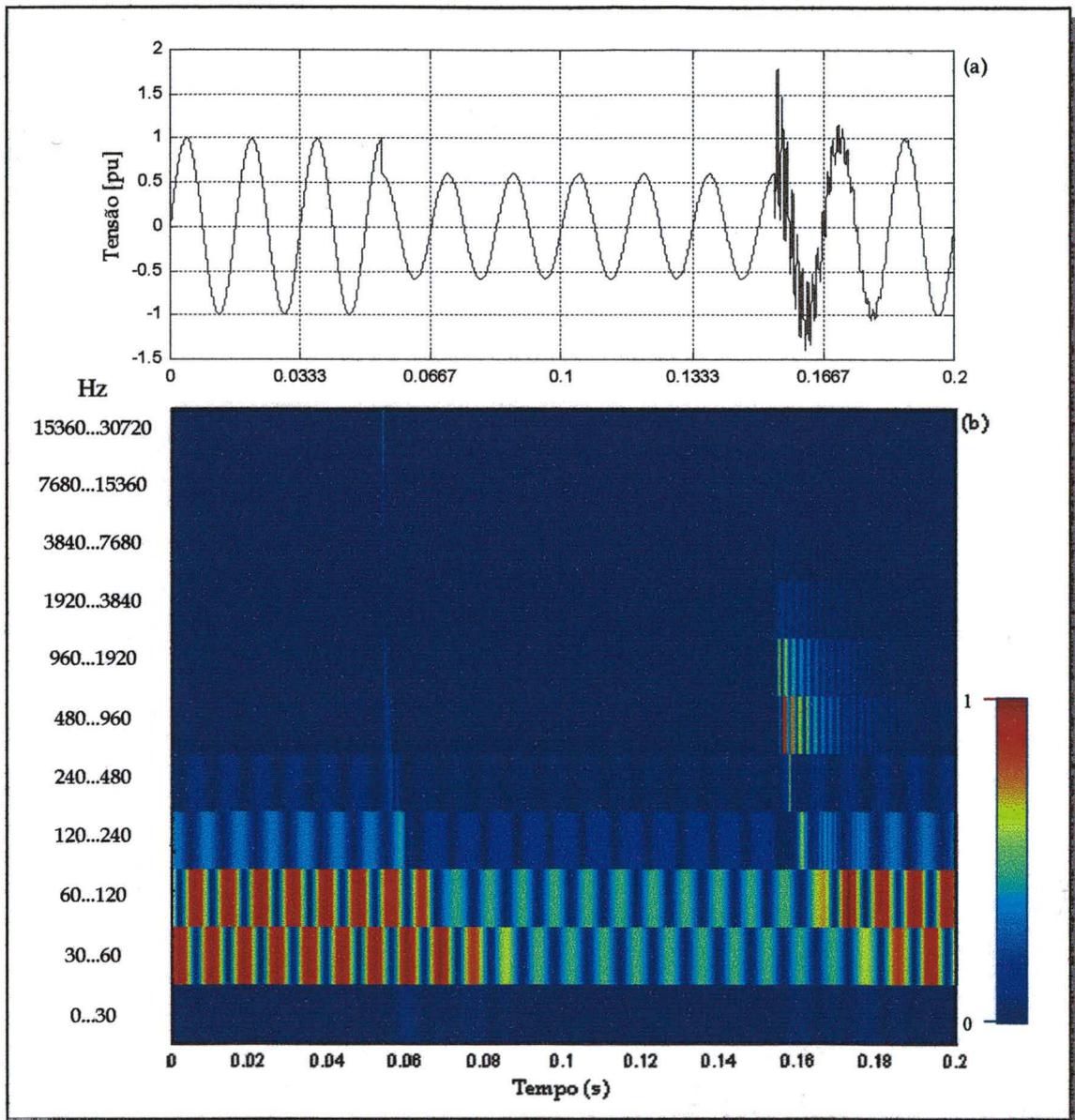


Fig. 3.19 - (a) Sinal não-estacionário (b) Diagrama tempo-frequência da AMR sem dizimação com graduações dos valores absolutos dos coeficientes da DWT.

3.6 - Comentários sobre as Aplicações da TW em Sinais de Energia

Como já mencionado no Capítulo 2, só recentemente a transformada *wavelet* foi proposta como ferramenta para os engenheiros de potência. Isso tem sido freqüentemente creditado a Ribeiro [117]. A partir desta publicação, diversos trabalhos foram apresentados à comunidade de sistemas de potência, sendo que a grande maioria tem contemplado seu uso na área de qualidade da energia elétrica. Uma compreensível e

comparativa visão sobre a transformada de *wavelet* aplicada aos problemas de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência é encontrado em [118]. Nesse trabalho, quatro diferentes e específicas aplicações são destacadas, tais como: captura seletiva de formas de onda para registros de eventos; classificação e relatório de distúrbios; detecção de falhas incipientes e análise de problemas de *power quality*. Outros trabalhos, tais como: avaliação da qualidade dos sinais [119,120]; avaliação e supervisão de distúrbios [121]; classificação automática de distúrbios [122]; compressão de dados de registradores digitais [123]; também oferecem um leque das aplicações das *wavelets* em sinais de energia. Ainda relacionado à classificação de distúrbios de qualidade da energia elétrica, as *wavelets* têm sido propostas como extratoras de características para treinamento de redes neurais [124,125].

Também, como mencionado neste mesmo capítulo, mais recentemente outras áreas de interesse têm focalizado o uso da transformada *wavelet*, tais como: detecção de faltas de alta impedância em proteção em sistemas de distribuição [95,96] e localização, classificação, identificação de faltas em sistemas de transmissão [97,98,100,125]. Todos estes trabalhos têm mostrado que a transformada *wavelet* é particularmente apropriada para detecção e análise de transitórios em sistemas de potência.

3.7 - Considerações Finais

A eficácia da transformada *wavelet* para análise de fenômenos transitórios está bastante relacionada com a escolha do tipo de *wavelet* a ser utilizada. Diferentes *wavelets* podem ser experimentadas tais como Haar, Daubechies, Coiflets (ortogonais) e B-spline, filtros quadráticos, dentre outras (biortogonais e não-ortogonais), além das *wavelets* tipo Morlet, Chapéu mexicano, válidas para a transformada contínua.

Para transitórios rápidos, os filtros *wavelet* do tipo Daubechies de comprimento 4 e 6 (Daub4, Daub6) [107] têm apresentado bons resultados como será mostrado nos próximos capítulos, enquanto que para os transitórios mais lentos, os filtros Daub8 e Daub10 [107] são os mais adequados. Contudo, cabe mencionar que a seleção de uma apropriada *wavelet* mãe sem que se conheça *a priori* os distúrbios, é ainda uma extraordinária e desafiadora tarefa.

CAPÍTULO 4

CONCEPÇÃO GERAL DA APLICAÇÃO DA AMR NA PROTEÇÃO E SUPERVISÃO DE LTs

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Muitos fenômenos eletromagnéticos relacionados aos distúrbios que ocorrem nas linhas de transmissão necessitam ser detectados, analisados e, se necessário for, prontamente corrigidos ou eliminados, como é o caso das faltas do tipo curto-circuito.

Deve-se mencionar que os sinais de tensão e de corrente de uma linha de transmissão, não estão sujeitos somente a variações devido a curto-circuitos, mas também uma série de outros eventos que, em princípio, as funções de proteção não devem ser sensibilizadas para desligamentos. Casos típicos como oscilação de potência da rede, injeção de harmônicos por conversores de potência, chaveamento de bancos de capacitores, desligamentos de carga, etc., são “comuns” e devem ser distinguidos das faltas internas. Estas necessitam ser extintas mediante uma rápida tomada de decisão, provocando o imediato desligamento monopolar ou tripolar (zona 1) da LT ou o desligamento temporizado tripolar (zona 2 ou em zona 3) em caso de falhas da proteção principal. Os demais eventos podem e devem ser monitorados, tendo em vista o correto funcionamento da proteção, a tomada de ações corretivas, o registro de dados históricos, etc..

Portanto, nos dias atuais, diante das exigências de qualidade e confiabilidade do setor energético, os sistemas de proteção de LTs, não podem mais serem vistos como funções isoladas, mas, como funções que também se correlacionam com uma série de outros eventos, de modo inteligente e com maior eficácia nas tomadas de decisão.

4.2 - UM SISTEMA DE PROPÓSITO GERAL

Foi pensando desta maneira, que, iniciamos o trabalho de pesquisa, em busca de ferramentas que pudessem realizar de modo mais eficaz um conjunto de tarefas de proteção e também se relacionar com outras tarefas de supervisão. A princípio, foi

pensado no uso de redes neurais como fio condutor do desenvolvimento desejado. Porém, as redes neurais necessitam de pré-processadores para extrair de modo eficaz as características peculiares dos sinais, para maior eficiência do treinamento e da capacidade de generalização. Foi nesta etapa que buscamos a TW, como meio de pré-processamento, resultando na proposta inicial deste trabalho [126].

Porém, analisando as diferentes tarefas de proteção e supervisão, realizadas pelos IEDs (medidores, relés numéricos, etc.), é fácil constatar que as mesmas necessitam de diferentes resoluções no tempo e diferentes larguras de banda a fim de cumprir os seus objetivos. Isto é facilmente entendido, tendo em mente a teoria da amostragem. Para capturar, por exemplo, uma frente de onda viajante, obrigatoriamente haverá a necessidade de uma taxa de amostragem suficientemente alta, cobrindo pelo menos duas vezes a frequência do evento - critério de Nyquist [113].

Assim, diferentes problemas (classificação de eventos, análise harmônica, captura de surtos, etc.), normalmente são tratados em diferentes faixas de frequência de amostragem. Logo, devido à natureza não-determinística dos fenômenos eletromagnéticos, qualquer que seja a tentativa de uma solução geral dos problemas, essa deve necessariamente manusear diferentes espaços de frequência e de resoluções no tempo.

É deste ponto de vista, que a AMR com base na TW apresenta uma interessante característica que lhe é própria, isto é, a AMR representa uma divisão diádica do espaço de frequência ocupado pelo sinal em cada escala de resolução. Portanto, de certo modo, ela pode ser vista como uma ferramenta de propósito geral a ser usado em análise de sinais em sistemas elétricos.

Tal visão levou-nos à elaboração de um projeto holístico, conforme Fig. 4.1, o qual pode ser usado em diferentes tarefas de proteção/supervisão, ou como método em si ou como um extrator de características para a realização das tarefas.

Uma importante característica a ser observada na Fig. 4.1 é o tratamento que pode ser dado a cada uma das tarefas. Seja, por exemplo, o problema da identificação de faltas em linhas de transmissão. Esse problema pode ser tratado com apenas um nível de decomposição, sendo a frequência de amostragem em 4 kHz ou em 100 kHz, e, isso dependerá da velocidade que se deseja, da capacidade de processamento das CPUs ou DSPs, das características do sinal, dentre outros. É certo que uma alta taxa de

amostragem pode ser desnecessária em muitos casos, porém, ela pode também adicionar novas e importantes características que ajudarão a identificação em casos mais complexos. Inclusive podendo haver necessidade de mais de um nível de decomposição.

Uma outra importante questão oferecida pela Fig. 4.1 é a idéia da integração das funções. Hoje em dia isto está se tornando uma realidade e as companhias elétricas têm descoberto cada vez mais os benefícios dos IEDs multifunções. Um particular caso é a integração do monitoramento de qualidade de energia³ em um relé de proteção [127]. As vantagens desta abordagem são numerosas, tais como:

- monitoramento econômico de múltiplos pontos dentro de uma subestação;
- redução do número de dispositivos necessários, com uma correspondente redução dos custos, tamanho físico, fiação, instalação, manutenção, etc.;
- informações adicionais com baixo investimento, visto que um relé está permanentemente ligado ao sistema elétrico;
- monitoramento de eventos mesmo durante distúrbios no sistema, visto que os relés são alimentados pelas baterias da subestação;
- habilidade para realizar aplicações avançadas com somente um único dispositivo;
- redução do número de ferramentas de *software* de uma coleção de diferentes fabricantes.

Pode-se afirmar que existe um relacionamento simbiótico sinérgico, quando se combina a análise de eventos de qualidade de energia e a análise de operação de relés.

Como conclusão, pode-se dizer que o uso da transformada *wavelet* com sua habilidade multi-resolução pode muito bem ser enquadrado no conceito de multi-funcionalidade.

Por estes diferentes motivos, passou-se a estudar o desenvolvimento de algoritmos para proteção/supervisão de linhas de transmissão, tendo como princípio o sistema ilustrado da Fig. 4.1. A idéia é implementar os diferentes blocos para realizar, de modo paralelo, diferentes tarefas, tais como: identificação de falta, estimação de área de

³ São considerados distúrbios de qualidade da energia elétrica: afundamento de tensão (*sag*), salto de tensão (*swell*), cintilação (*flicker*), harmônicos, interrupções temporárias, desequilíbrios, dentre outros. [128].

falta, localização de falta, reconhecimento de direção de falta, identificação de distúrbios de qualidade de energia, dentre outros.

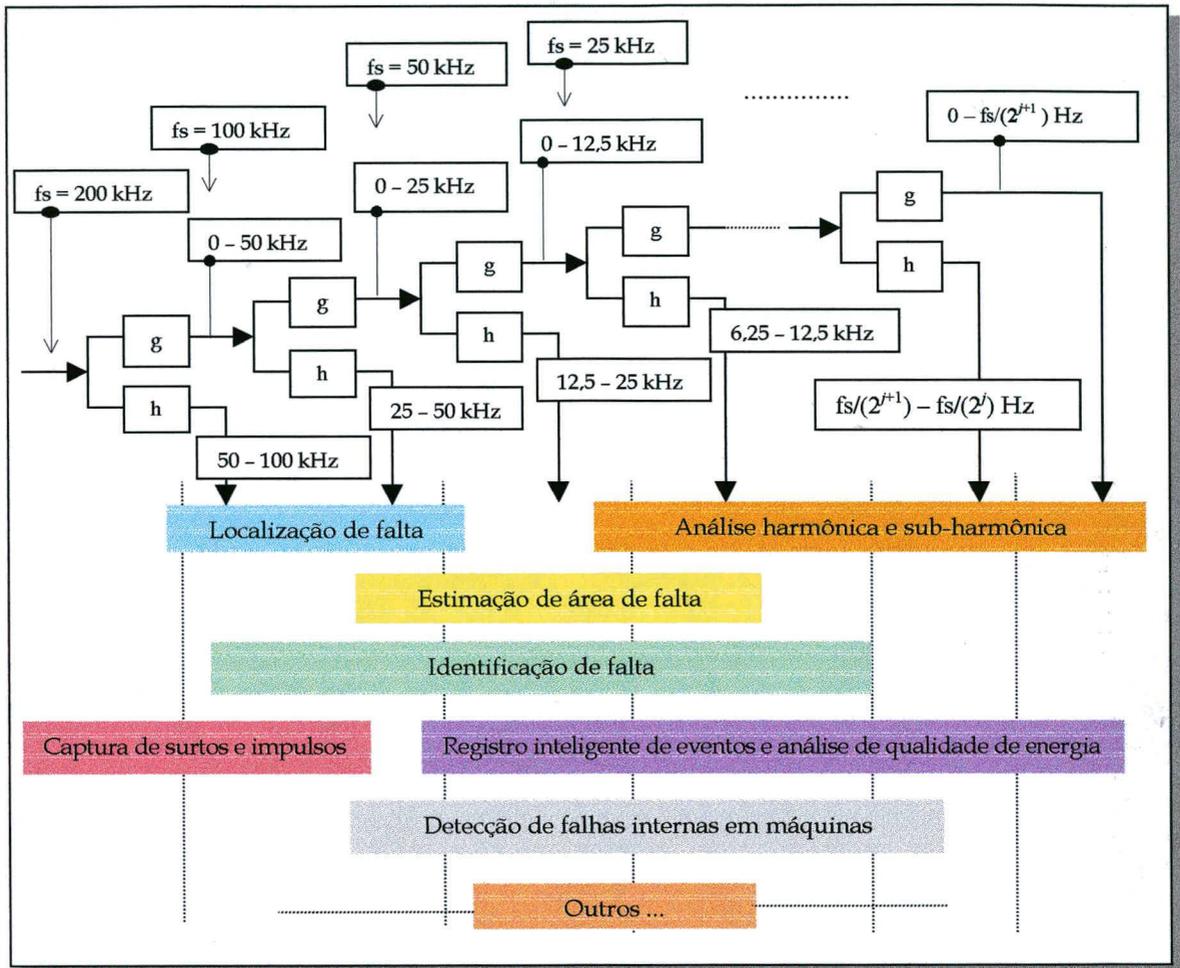


Fig. 4.1 - Sistema de supervisão/proteção de linhas baseado em Análise Multi-resolução.

4.3 - CIRCUNSTÂNCIAS TECNOLÓGICAS

O desenvolvimento de tal sistema, bem como sua implementação, será facilitado e torna-se-á eficiente, considerando alguns importantes fundamentos tecnológicos, que são:

1. O grande avanço tecnológico em nível de conversores Analógicos-Digitais [130], permitindo a utilização de elevadas taxas de amostragem, capturando com grande desempenho as altas frequências existentes durante as faltas em

sistemas elétricos, bem como a habilidade de mudar a velocidade de amostragem dependendo do tipo de evento.

2. A existência de Processadores Digitais de Sinais (DSPs) de alto desempenho [130] que conseguem, em um intervalo de tempo muito pequeno, processar uma grande quantidade de informações. Tais características possibilitam o uso de pequenas janelas de tempo.
3. Os recentes avanços na tecnologia de transdutores óptico-magnéticos e de efeito Rogovski [131], para substituição dos TCs e TPs convencionais. Esses novos transdutores são elementos altamente precisos, operam em bandas largas e possuem um elevado grau de linearidade não sofrendo, portanto, efeitos de saturação devido ao componente *dc* das correntes de falta. Os sinais obtidos destes elementos são levados diretamente aos IEDs na forma de sinais luminosos para posterior transdução em um sinal de tensão, proporcional à corrente e/ou tensão do sistema. Com tais características, além da grande imunidade a ruídos, eles permitem a utilização de altas taxas de amostragem.
4. O avanço das técnicas de processamento paralelo com as possibilidades de *hardware* de arquitetura paralela de alto desempenho tende a viabilizar altas velocidades de execução de tarefas computacionais [132].

É com base nestas quatro hipóteses que os blocos número 1 (identificação de faltas) e número 2 (localização de faltas) da Fig. 4.2 foram estudados e desenvolvidos. Além disso, o bloco de número 3 (identificação de direção de falta) é proposto como desenvolvimento futuro. Deve-se mencionar de antemão que o algoritmo do bloco 2, além de ser projetado para localizar a distância de uma falta em uma linha de transmissão, ele também identifica automaticamente o tipo de falta. Embora os localizadores de falta normalmente são projetados para trabalhar em modo *off-line*, por causa da maior carga computacional, o que por ora foi desenvolvido poderá ser realizado, mediante os avanços tecnológicos citados anteriormente, em tempo real, obtendo-se assim uma importante parte funcional de um sistema de proteção de distância, com grande precisão. Estas e outras características serão vistas nos próximos capítulos.

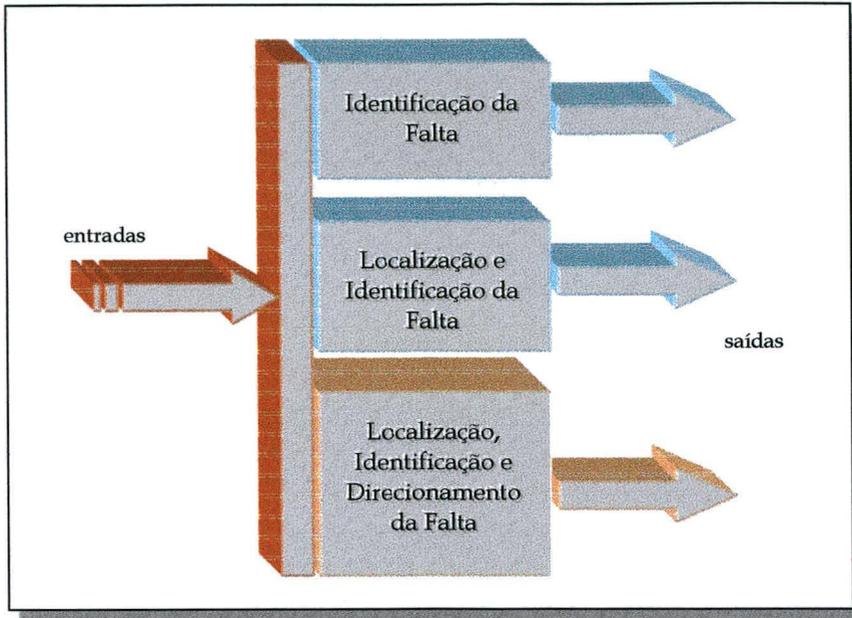


Fig. 4.2 - Blocos de algoritmos avaliado.

4.4 - PARTES FUNCIONAIS

As principais partes funcionais dos blocos da Fig. 4.2, estão apresentadas na Fig. 4.3 e serão brevemente comentados a seguir.

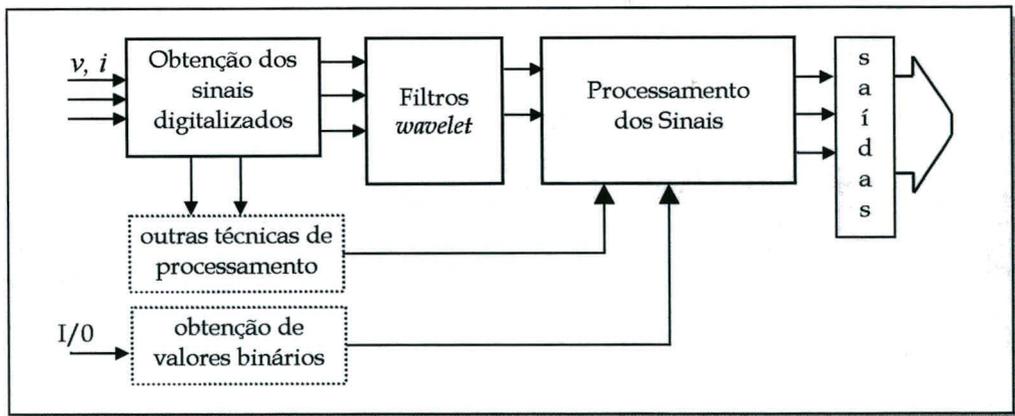


Fig. 4.3 - Partes funcionais dos algoritmos.

4.4.1 - Sinais de entrada

Classificadores e identificadores de padrões requerem primeiramente a seleção de características que contenham as informações necessárias para distinguir as classes procuradas. Estas características devem ser insensíveis às variabilidades da entrada, bem como limitadas em número para uma melhor eficiência computacional. Dentre os diferentes parâmetros que podem descrever o sistema de potência estão: (i) as tensões medidas nas barras; (ii) as correntes medidas na linha; (iii) ângulos de fase entre tensões e correntes; (iv) potência ativa ou reativa; (v) variação de carga, etc.. Na maioria das vezes, tais características são obtidas a partir dos sinais brutos (tensão e corrente) vindos através dos transdutores analógicos (TCs, TPs, TPCs, MOCTs, etc.) e posteriormente convertidos em dados digitais. Por simplicidade, os sinais de entrada do sistema são os sinais digitalizados de tensão e corrente obtidos via transdutores analógicos e conversores A/D.

Por sua vez, os sinais de entrada do bloco de processamento de sinais consistirão primeiramente dos coeficientes *wavelet* obtidos através da análise multi-resolução (AMR) os quais retratarão, principalmente, as frentes de ondas viajantes, os ruídos e os transitórios gerados durante a falta.

4.4.2 - Filtros *wavelet*

Foi mostrado no Capítulo 3 que as informações tempo-freqüência de distúrbios elétricos podem ser extraídas do sinal original usando-se a análise multi-resolução (AMR). No caso de faltas em linhas elétricas, as informações tempo-freqüência podem apresentar usuais assinaturas dos transitórios ou fornecer importantes informações, de modo que o posterior processamento seja rápido e eficaz para obtenção das saídas desejadas.

De modo a conseguir bons resultados nas tarefas desenvolvidas, alguns parâmetros foram avaliados, tais como: o tipo de *wavelet*, o número de escalas de decomposição e a freqüência de amostragem.

Tipo de *wavelet*

Como mostrado no Capítulo 2, as *wavelets* do tipo Morlet, chapéu mexicano e gaussianas, são bastante apropriadas para a transformada *wavelet* contínua. Porém, algoritmos semelhantes ao apresentado na Seção 3.4 (utilizando DFT e TW) apesar de

bastante eficientes para o mapeamento tempo-frequência, não são adequados aos propósitos desejados.

Para a AMR, existem diferentes funções *wavelets* que podem ser utilizadas. As mais comuns são as *wavelets ortogonais* do tipo Haar, Daubechies, Symlets, Meyer, Coiflet e Battle-Lemarié, as *wavelets biortogonais* do tipo *bi-splines*, *quadratic splines* e as *não ortogonais* como a *wavelet* Feauveau de alta ordem [133].

Primeiramente optou-se em utilizar as *wavelets* do tipo ortogonais, pelas diversas vantagens da ortogonalidade [105,111]. *Wavelet* de Feauveau [134], por exemplo, embora não ortogonal, pode ser implementada em AMR com bons resultados em termos de localização no tempo. Porém, o comprimento dos filtros torna-os pouco adequados para os propósitos de proteção.

Comparações foram feitas entre as *wavelets* ortogonais, sendo a Daubechies de comprimento quatro (Db4) [107] aquela que apresentou melhores resultados, realizando as tarefas de filtragem com pequena carga computacional, bem como fornecendo bons resultados enfatizando os transitórios das faltas. Isso se deve ao seu pequeno comprimento e sua melhor localização no tempo. Tal resultado tem estado de acordo com os resultados apresentados na literatura especializada, por exemplo, em [134].

A estratégia adotada para a utilização dos filtros *wavelet* é transladar os mesmos a cada amostra, evitando a dizimação, conforme foi mostrado na subseção 3.5.6. Esta idéia pode ser melhor compreendida observando-se a Fig. 4.4. Assim, cada bloco de atraso depende da escala de decomposição e é dado por:

$$Z^{-2^{j-1}} \quad \text{para } j = 1, 2, 3 \dots, N. \quad (4.1)$$

Número de níveis de decomposição

O número de níveis de decomposição está relacionado com a frequência de amostragem do sinal original bem como com os objetivos desejados em cada tarefa apresentada na Fig. 4.1. Assim, por exemplo, para se determinar a banda espectral com maior conteúdo de energia, para determinado evento, há que se decompor o sinal em diferentes escalas até que o objetivo seja encontrado. Portanto, a princípio não se sabe o número de níveis de decomposição para tarefas de maior carga computacional.

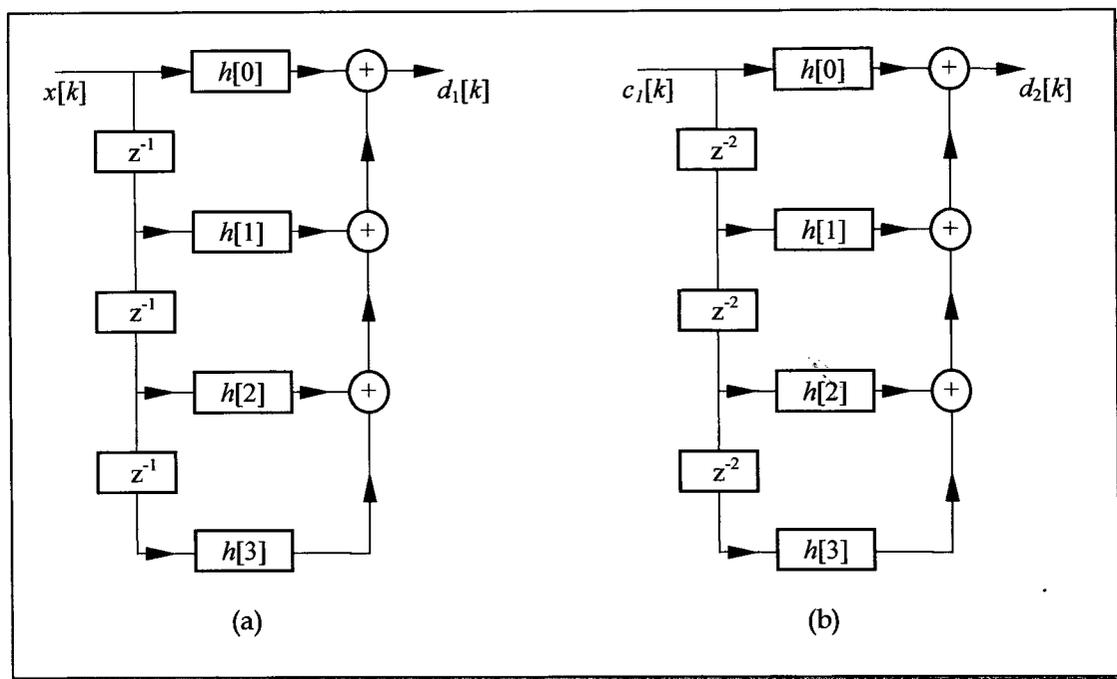


Fig. 4.4 - Diagrama de blocos do filtro *wavelet* de 4 coeficientes. (a) Primeiro nível de decomposição (escala 1), (b) segundo nível de decomposição (escala 2).

É de se esperar, no entanto, que para as tarefas de proteção, o menor número possível de níveis de decomposição seja realizado. Isto, obviamente está relacionado com a velocidade desejada.

Será mostrado nos próximos capítulos que o primeiro nível de decomposição contém informações suficientes para a detecção, a identificação e a localização das faltas nas linhas de transmissão simuladas. Poderá ocorrer que determinado tipo de falta, com características muito sutis, outros níveis de decomposição sejam necessários para alcançar o objetivo.

Frequência de amostragem

A frequência de amostragem influenciará diretamente a carga computacional, a precisão desejada e o tamanho da janela de dados.

Para o algoritmo de identificação de faltas, tem-se trabalhado com taxas de amostragem entre 2 e 10 kHz. Tal propósito tem dois principais motivos:

- (i) A maioria das técnicas convencionais de algoritmos de proteção tem trabalhado dentro desta faixa de frequência de amostragem. Assim, poder-se-ia trabalhar técnicas mistas, envolvendo a identificação de faltas

via TW e demais blocos de um relé de proteção utilizando outras técnicas (DFT, *phaselets*, etc.).

- (ii) Apresenta bom compromisso entre velocidade e precisão

Para o algoritmo de localização de faltas, como será demonstrado posteriormente, uma alta taxa de amostragem é exigida para se capturar as frentes de onda viajantes. Simulações apresentam resultados satisfatórios com taxas entre 60 e 200 kHz, sendo que, quanto maior a taxa mais precisos são os resultados.

4.4.3 - Processamento dos sinais

O bloco de processamento de sinais é específico para cada tarefa. O objetivo é extrair dos coeficientes *wavelets* as informações para a classificação dos padrões, as localizações no tempo de eventos, dentre outros. Técnicas baseadas em análise modal, em variância de sinais e comparações com limiares são utilizadas na tarefas de identificação e localização das faltas.

4.4.4 - Saídas

As saídas conterão as informações necessárias para a tomada de decisão, seja esta o envio de comando, um sinal de alarme, uma ativação de outro bloco de processamento, uma informação para equipes de manutenção, etc..

4.4.5 - Outros

A representação de outros blocos no esquema da Fig. 4.3 tem como objetivo mostrar a possibilidade de se trabalhar com um mais completo nível de processamento, considerando outras técnicas de processamento, dentre as quais as técnicas adaptativas.

4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as principais idéias do desenvolvimento do sistema de supervisão/proteção de linhas de transmissão, utilizando a análise multi-resolução. Dois dos principais blocos que compõem um relé de proteção de linhas de transmissão: o identificador de faltas e o localizador de falta foram desenvolvidos.

Cabe finalmente lembrar que as principais idéias aqui propostas e mencionadas devem ser encaradas para uma futura implementação tendo em mente a concepção de multiprocessadores paralelos e sincronizados.

Detalhes do projeto e resultados serão apresentados nos capítulos subseqüentes.

CAPÍTULO 5

IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A identificação de faltas em um relé de proteção é normalmente conhecida como módulo *seletor de fases*. Conforme já apresentado no Capítulo 2, os seletores de fase convencionais, são em sua maioria baseados na medição de tensão e corrente na frequência do sistema. Por causa disso, eles sofrem de certa degradação no seu desempenho devido a fatores como efeito *infeed* remoto, resistência de falta, acoplamento de seqüência zero de linhas adjacentes, etc..

Este capítulo diz respeito ao sistema de identificação de faltas desenvolvido, o qual fornece uma atrativa solução para alguns dos problemas anteriormente citados.

A técnica, utilizando a AMR, pode ser considerada como pertencente à classe dos algoritmos baseados em ruídos de falta, conforme Seção 2.4.2, os quais são pouco sensíveis a esses fatores de degradação.

Assim, considerando a configuração básica de uma linha de transmissão, mostrada na Fig. 5.1, o algoritmo que será descrito neste capítulo é capaz de fornecer:

1. a classificação dos tipos de faltas (fase-terra, fase-fase-terra ou fase-fase), e
2. a identificação da(s) fase(s) faltosa(s) (A, B, C, AB, BC, AC, ABC);

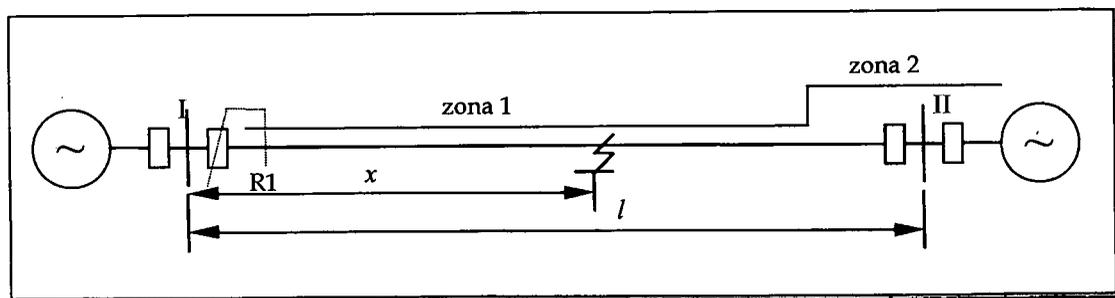


Fig. 5.1 - Linha de transmissão interligada com duas zonas de proteção.

Deve-se enfatizar que tal função é projetada para trabalhar em tempo real, porém não sendo ela a responsável pela tomada de decisão, mas apenas como um indicador para um outro módulo: o de estimação (ou localização) da área de falta.

5.2 - IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS

5.2.1 - Extração dos ruídos de falta

É bem conhecido da teoria de ondas viajantes que quando uma falta ocorre a uma distância x do terminal de envio da linha de transmissão (conforme Fig. 5.1), esta falta será registrada neste terminal como uma abrupta mudança nos sinais de tensão e corrente após um intervalo de tempo muito curto. Como estas ondas viajam próximas à velocidade da luz e ainda se refletem nas descontinuidades da linha (terminais e pontos de falta), será então observado um sinal de alta frequência superposto ao sinal fundamental.

Estes ruídos de alta frequência terão inicialmente, grandes ou pequenas amplitudes, dependendo das características da falta, principalmente do ângulo de incidência sobre a onda de tensão e da distância da falta.

De qualquer modo, por causa das suas propriedades multi-resolução, a DWT é bastante adequada para uma imediata detecção destes ruídos, mesmo que esses não sejam muito perceptíveis na forma de onda. Para exemplificar tal comentário, seja o caso do sinal de tensão normalizado amostrado a 4,5 kHz e apresentado na Fig 5.2(a). Esse sinal contém, além de um ruído branco, um outro ruído gerado durante um curto-circuito de alta impedância e, cujo ângulo de incidência ocorreu muito próximo da tensão zero volt. Há que se notar que esse transitório é praticamente não observável a olho nu. Contudo, ao aplicar-se a decomposição *wavelet*, tal ruído é evidenciado logo na primeira saída ($j = 1$) contendo os detalhes do sinal, conforme mostra a Fig. 5.2(b).

Apesar das excelentes propriedades de detecção de faltas, a aplicação direta da DWT sobre sinais trifásicos de uma linha de transmissão (tensões e correntes), poderá exigir uma maior carga computacional para extrair informações adequadas sobre a(s) fase(s) faltosa(s).

Seja, por exemplo, o sinal trifásico de tensão normalizado mostrado na Fig. 5.3(a). Trata-se de uma falta fase A-terra ocorrida a uma distância igual a 80% do comprimento total da linha ($l = 161$ km) e com uma resistência de falta $R_f = 200 \Omega$. A tensão nominal do sistema é de 500 kV e a configuração é aquela mostrada na Fig. 5.1. A falta ocorreu

quando a tensão da fase A estava próxima a seu valor máximo positivo. A frequência de amostragem utilizada foi de 5 kHz e, além das características próprias da falta, um ruído branco foi adicionado, dando origem a um sinal cuja razão sinal-ruído (SNR) é de 60 dB.

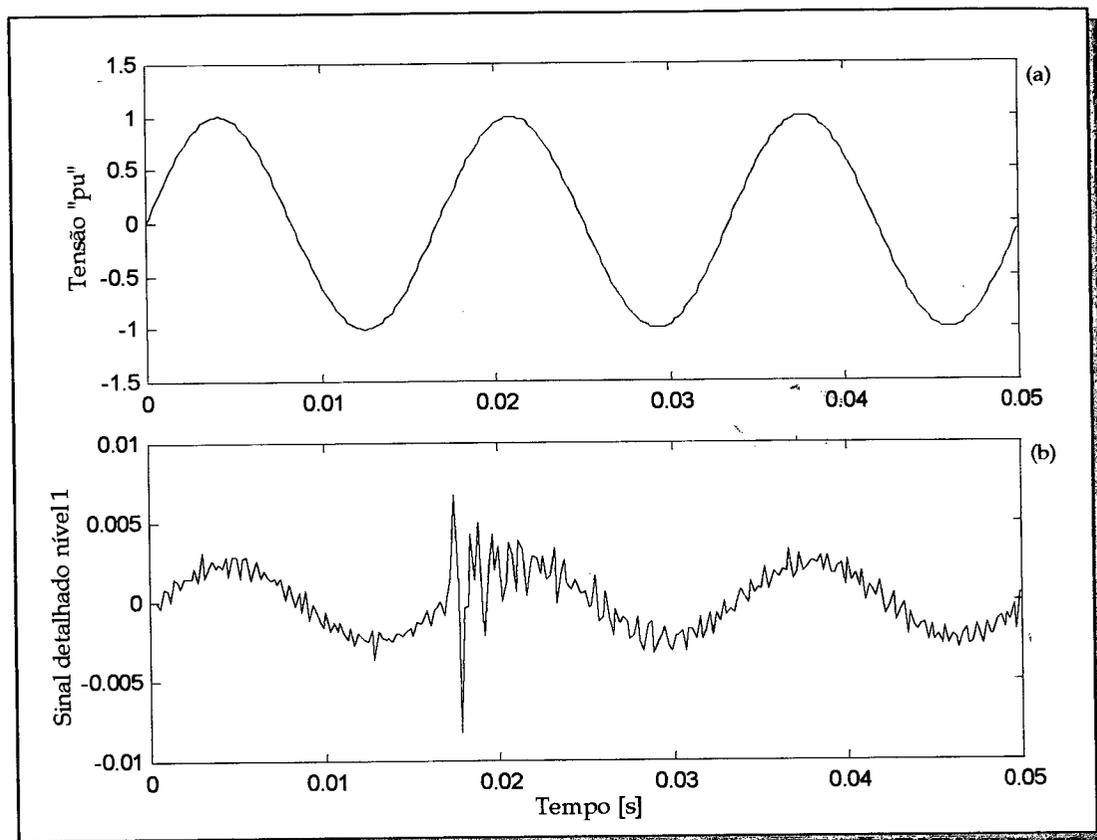


Fig. 5.2 - Transitório evidenciado pela-DWT.

Aplicando-se a AMR, com filtros Db4, para cada um dos sinais de fase, obtêm-se os coeficientes *wavelet* em várias escalas de decomposição, dentre os quais os coeficientes $d_1[n]$ são apresentados na Fig. 5.3 (b)(c)(d).

Para este particular tipo de falta existe uma similaridade entre os coeficientes $d_1[n]$ das fases B e C, o que poderia indicar a fase A como sendo a fase faltosa. Porém, isso nem sempre é verdade e, além disso, comparações por similaridade exigiriam uma maior carga computacional.

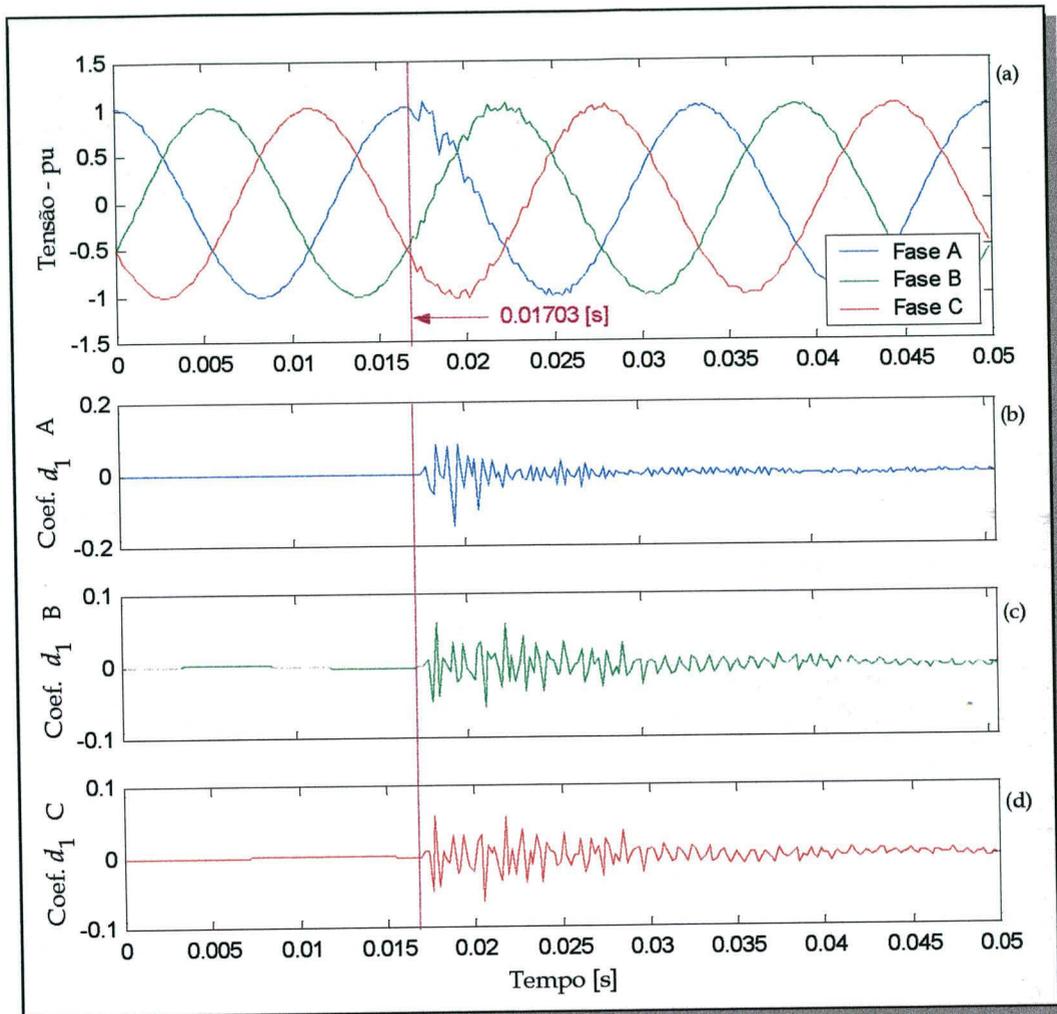


Fig. 5.3 - Formas de onda de tensão para uma falta fase A-terra e seus respectivos coeficientes *wavelet* no nível de detalhamento 1.

5.2.2 - Transformação modal

O problema anteriormente ilustrado vem do fato de que em uma linha de transmissão polifásica os sinais são mutuamente acoplados e, portanto, a propagação de ondas em uma fase depende, e ao mesmo tempo influencia, as ondas que estão se propagando nas demais fases. Como consequência, as altas frequências geradas durante uma falta podem aparecer mesmo nas fases sadias, o que torna a solução em termos de tensões e correntes de fase, bastante complexa.

Por outro lado, com a utilização de uma apropriada transformação matemática, n fases acopladas podem ser desacopladas, obtendo-se n modos independentes. Esta

abordagem é conhecida como análise modal [61]. Nessa análise, os sinais de fase são transformados em seus componentes modais. Assim,

$$\mathbf{v}_{md} = \mathbf{P} \mathbf{v}_f \quad (5.1)$$

onde, \mathbf{v}_f é o vetor (ou matriz) contendo as tensões ou as correntes no domínio de fase ($f = A, B$ ou C); \mathbf{v}_{md} é o vetor (ou matriz) contendo as tensões ou as correntes no domínio modal ($md = 0, 1$ ou 2); e \mathbf{P} é a matriz de transformação modal. Os modos 1 e 2 são comumente denominadas de modos aéreos e o modo 0 denominado de modo terra.

Existem diferentes soluções para \mathbf{P} . As mais usuais são as transformadas de Clarke, Wedepohl e Karrenbauer, além das matrizes de análise e síntese de componentes simétricas que envolvem operações com números complexos. As transformações de Clarke (também conhecida como transformação $\alpha\beta 0$) e de Wedepohl não requerem uma linha de transmissão completamente transposta. Desde que exista um plano de simetria dos condutores em tal linha, os erros resultantes da transformação podem ser desprezados [135]. Sendo assim, a matriz de transformação de Clarke (5.2) tem sido adotada neste trabalho uma vez que os requisitos de sua aplicação são normalmente encontrados no mundo real.

$$\mathbf{P} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

5.2.3 - Obtenção do padrão de identificação de falta

A utilização da transformação modal auxilia a identificação da falta, pois dependendo do tipo de curto-circuito alguns modos não são excitados. Seja, por exemplo, a transformação modal operada sobre os sinais de tensão apresentados na Fig. 5.3(a). Como resultado tem-se os modos 0, 1 e 2 referidos à fase A ($\mathbf{v}_f = [V_A \ V_B \ V_C]^T$), à fase B ($\mathbf{v}_f = [V_A \ V_B \ V_C]^T$) e à fase C ($\mathbf{v}_f = [V_A \ V_B \ V_C]^T$), respectivamente, apresentados na Fig. 5.4.

Duas importantes observações podem ser extraídas:

1. A presença de um sinal, não nulo (embora de pequena amplitude) no modo zero, comum e de igual valor para as três transformações, indicando a existência de falta envolvendo a terra.
2. Um dos modos aéreos não é afetado pelos transitórios (no exemplo apresentado isto ocorre com o modo 2 referido à fase A).

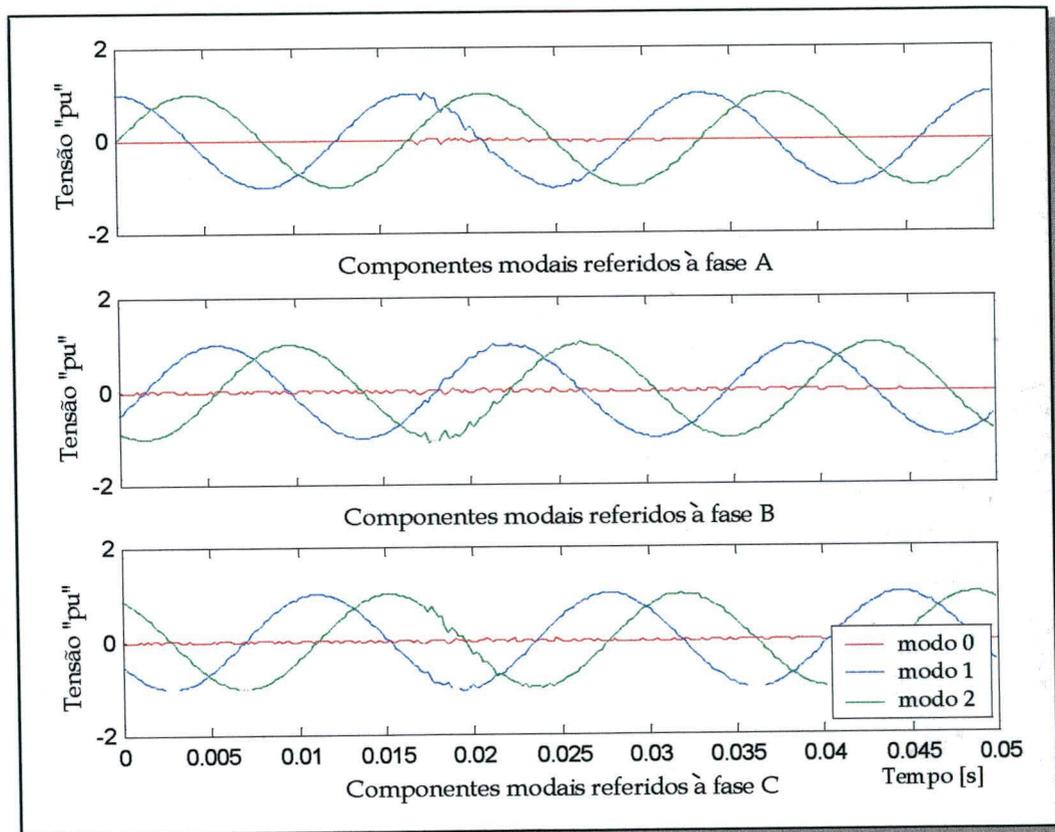


Fig. 5.4 - Componentes modais dos sinais apresentados na Fig. 5.3(a).

Tal característica é bastante adequada neste caso, pois, uma vez desacopladas as fases do circuito, a utilização da AMR para a identificação da falta se torna mais eficiente. Assim, ao se aplicar a técnica de decomposição aos sinais modais, obter-se-ão coeficientes *wavelet* nulos ou muito próximos de zero (devido ao ruído) para os modos não excitados, os quais denominamos aqui de *modos de identificação*. O contrário ocorre com os demais modos, cujos coeficientes terão valores significativos.

A Fig. 5.5 apresenta os resultados desta aplicação sobre os sinais modais referidos à fase A.

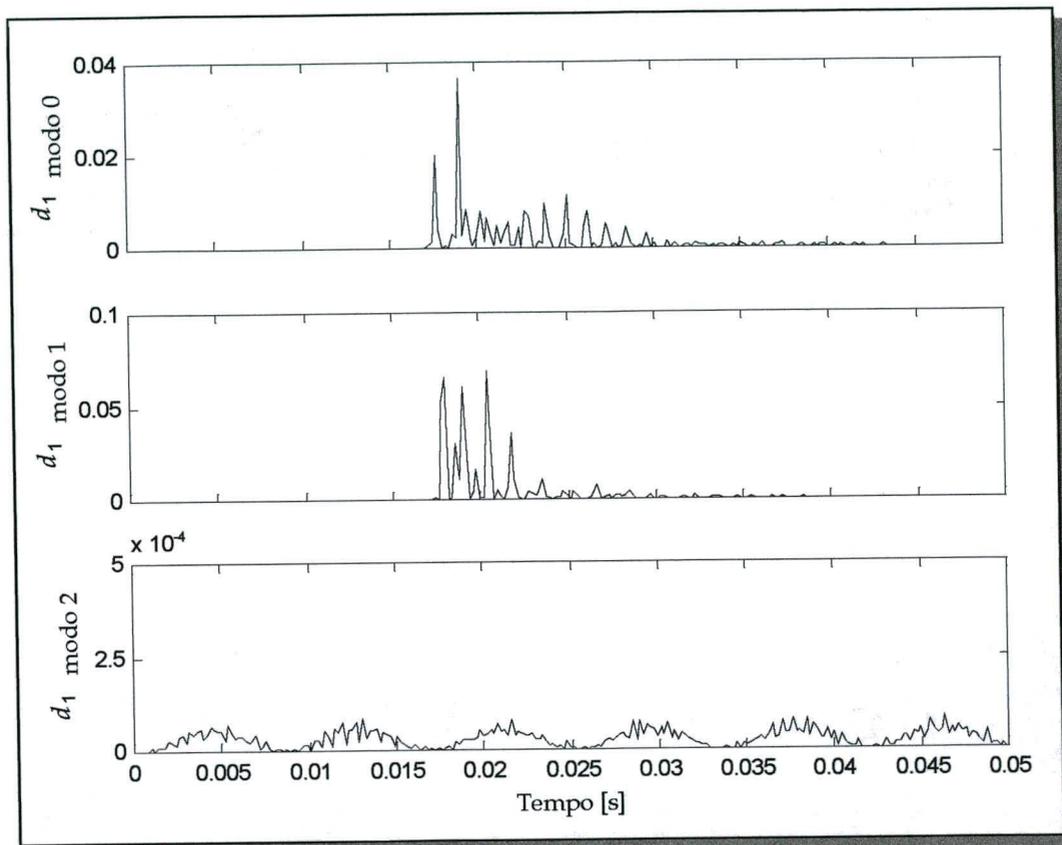


Fig. 5.5 - Coeficientes *wavelet* (escala 1) obtidos dos componentes modais referidos à fase A.

Desenvolvendo e aplicando um algoritmo de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Fig. 5.6, pode-se construir a mesma tabela verdade apresentada em [59,60] e aqui reproduzida na Tabela 5.1.

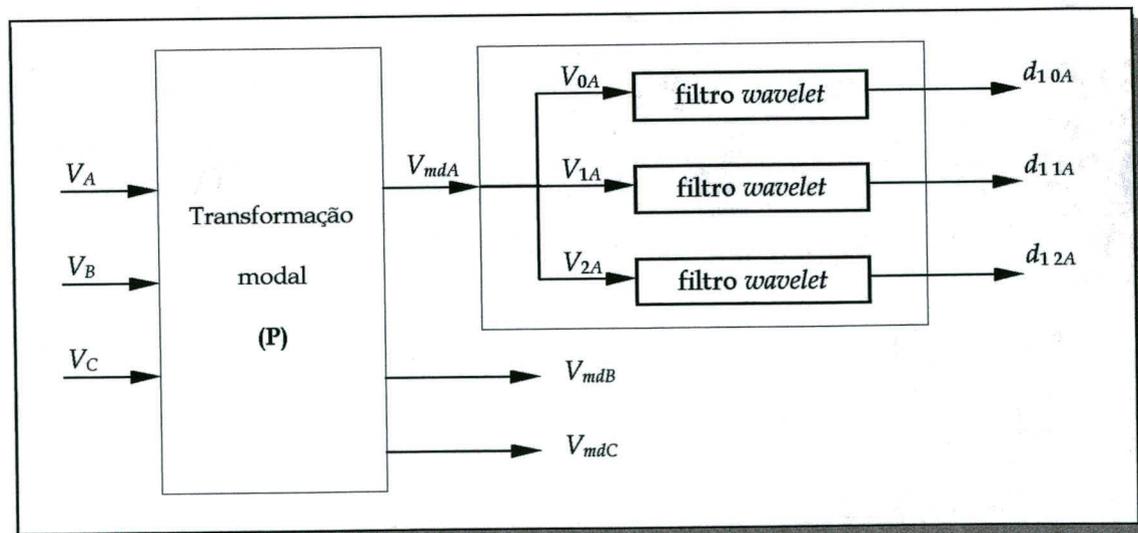


Fig. 5.6 - Diagrama de blocos do identificador de faltas.

TABELA 5.1 - Tabela verdade obtida pela associação da transformação de Clarke com filtragem *wavelet*

		Tipo de falta									
		modo	AT	BT	CT	AB	BC	CA	ABT	BCT	CAT
d_{1mdA}	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
	2	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
d_{1mdB}	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
	2	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
d_{1mdC}	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
	2	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

Embora a Tabela 5.1 possa ser obtida por um algoritmo baseado na estrutura apresentada na Fig. 5.6, algumas modificações devem ser consideradas tendo em vista uma melhor eficiência da metodologia proposta.

Considerando que tanto a transformação modal, quanto a transformada *wavelet* são operações lineares, a ordem na qual os dois sistemas são “cascateados” pode ser invertida sem nenhuma mudança na estrutura geral do sistema e nos resultados finais. Esta simples mudança leva a uma redução no número de operações executado pelo algoritmo, dado que agora a filtragem *wavelet* é realizada apenas sobre os três sinais de fase e não mais sobre os nove sinais modais. Além disso, como o modo zero é o mesmo para todas as três referências (A, B, C), este pode ser calculado uma única vez e, portanto, serão sete saídas ao invés de nove. Matematicamente esta nova abordagem pode ser representada pela Eq. (5.3).

$$\mathbf{do} = \mathbf{Wd}_1 \quad (5.3)$$

onde, $\mathbf{d}_1 = [d_{1A}, d_{1B}, d_{1C}]^T$ e $\mathbf{do} = [do_1, do_2, \dots, do_7]^T$ são os vetores de coeficientes *wavelet* ($j = 1$) acoplados e desacoplados, respectivamente, e \mathbf{W} tem sido denominada de matriz de pesos modais (5.4), a qual nada mais é do que uma versão modificada da matriz de transformação modal, no caso a de Clarke.

Deve ser enfatizado que a transformação (5.3) ocorre a cada intervalo de amostragem e que apenas o primeiro nível de decomposição *wavelet* tem sido suficiente para a identificação da grande maioria das faltas simuladas.

$$\mathbf{W} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 0 & -1 & -\sqrt{3} & -1 & \sqrt{3} \\ 1 & -1 & \sqrt{3} & 2 & 0 & -1 & -\sqrt{3} \\ 1 & -1 & -\sqrt{3} & -1 & \sqrt{3} & 2 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.4)$$

Dessa maneira, o que se tem construído até então é um sistema que fornece sete saídas contendo os coeficientes *wavelet* (nível 1) dos sinais trifásicos de entrada, porém desacoplados, conforme ilustrado na Fig. 5.7.

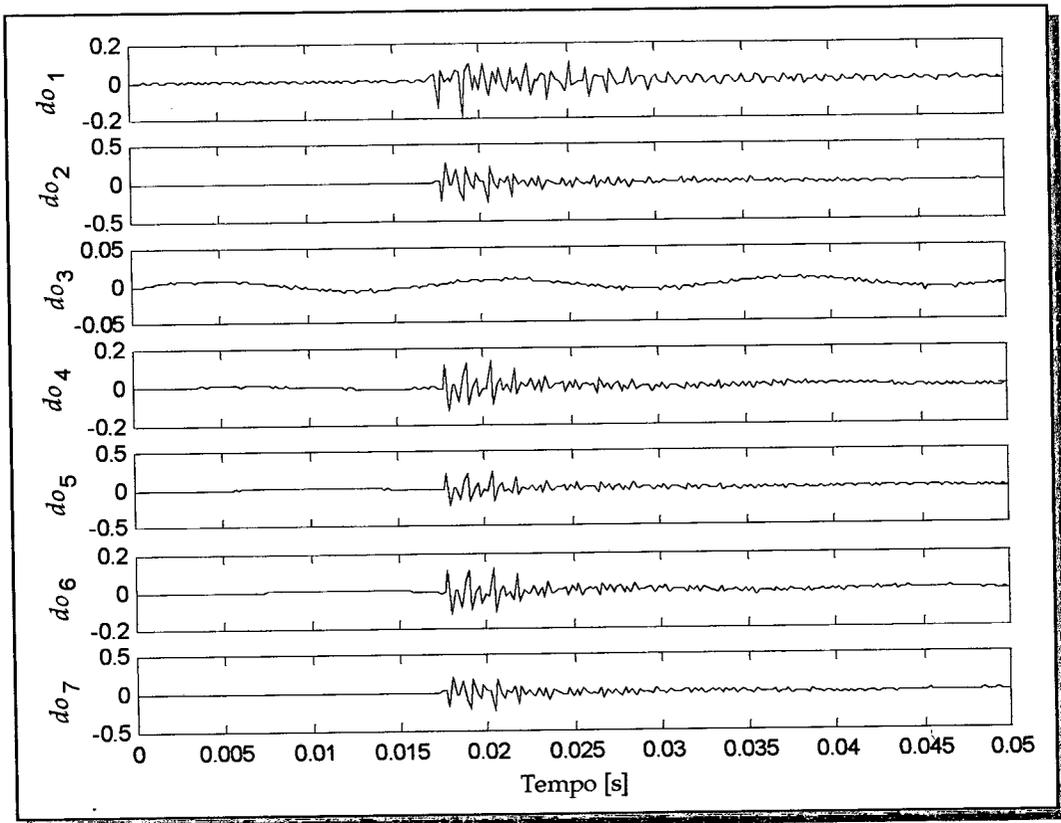


Fig. 5.7 - Coeficientes *wavelet* desacoplados obtidos dos sinais de tensão trifásicos mostrados na Fig. 5.3.

5.2.4 - Refinamento dos sinais de saída

A fim de melhorar a resposta do sistema, resta enfatizar o exato momento da falta, bem como extrair de modo mais adequado o padrão de saída. Para este propósito tem-se utilizado o operador variância (ou dispersão) de um sinal.

O conceito de variância está ligado à usual noção de energia (AC) contida em um sinal, ou seja:

$$W_x = \sum_k |x(k)|^2 \quad (5.5)$$

Este conceito se enquadra muito bem aqui, pois quando a família *wavelet* ($\psi(n)$) forma uma base ortonormal, o conceito de energia pode ser ligado à usual noção deduzida da teoria de Fourier.

Assim, para um sinal discreto $x(k)$, a variância é dada por:

$$\sigma^2 = E[(x(k) - \eta)^2] = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} (x(k) - \eta)^2}{M-1} \quad (5.6)$$

onde η é o valor médio e M é o comprimento da seqüência. Desse modo, pode-se obter a melhor estimativa não tendenciosa da variância, se $x(k)$ é uma amostra de um processo Gaussiano.

A fim de se conseguir uma detecção precisa das faltas, têm-se distribuído os “átomos de energia” uniformemente em (5.6), isto é, a variância (σ_i^2) dos coeficientes *wavelet* desacoplados é calculada através de uma janela de dados móvel compreendendo M amostras. Isso significa que, quando um novo coeficiente se torna disponível, o mais antigo dos M coeficientes é descartado e um novo σ_i^2 é calculado como segue:

$$\sigma_i^2(k) = \frac{\sum_{i=k-M+1}^k (do_i(i) - \eta_M)^2}{M-1} \quad (5.7)$$

O cálculo de σ_i^2 pode ser executado somente nos intervalos inteiros r , e dependentes do nível de decomposição, tal que $(r-1)H < k \leq rH$ para $r \in \mathbf{Z}$ e $H \in \mathbf{Z}^+$, ou seja:

$$\sigma_i^2(r) = \frac{\sum_{i=(r-1)H-M+1}^{(r-1)H} (do_i(i) - \eta_M)^2}{M-1} \quad (5.8)$$

Os valores de M e H devem ser suficientemente pequenos para os propósitos desejados (precisão e velocidade). Uma boa opção de projeto é fazer M igual ao comprimento do filtro *wavelet* e H conforme equação (5.9).

$$H = 2^{(j-1)}, \quad (5.9)$$

sendo $j = 1, 2, \dots, N$ o nível de decomposição.

Para efeito de comparação de sinais, tem-se extraído a raiz quadrada de (5.7) ou (5.8), obtendo-se o desvio padrão (σ_l) dos coeficientes desacoplados a cada janela móvel nos intervalos considerados.

Finalmente, os valores de $\sigma_l(r)$ são comparados a um limiar (Th) a fim de detectar o evento, isto é, cada saída é ativada sempre que

$$\sigma_l(r) \geq Th. \quad (5.10)$$

O procedimento adotado é usar um limiar pouco acima do maior valor $\sigma_l(r)$ fornecido durante o regime nominal, considerando principalmente a razão sinal-ruído (SNR) e a frequência de amostragem do sinal. Para isso, uma estratégia de valores de limiares tem sido adotada, a qual será apresentada na sub-seção subsequente.

A Tabela 5.2 apresenta os diferentes padrões que serão produzidos nas saídas ($S_l, l = 1, 2, \dots, 7$) do identificador, cujo diagrama geral, do ponto de vista connexionista para processamento paralelo, é ilustrado na Fig. 5.8.

TABELA 5.2 - Padrão de saída do sistema identificador

S_l	Tipo de Falta									
	AT	BT	CT	AB	BC	CA	ABT	BCT	CAT	ABC
S_1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
S_2	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
S_3	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S_4	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
S_5	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
S_6	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
S_7	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

A Fig. 5.9 mostra os sinais de saída do sistema identificador de faltas, utilizando a *wavelet* Db4 e após a comparação com os limiares adotados (5.10). Nas entradas foram colocados os sinais de tensão apresentados na Fig. 5.3(a).

Deve-se observar na Fig. 5.9, a indicação do exato instante em que as saídas assumem o nível lógico "1". Considerando que o início do transitório ocorreu em 0,01703 s, conforme indicado na Fig. 5.3(a), o sistema levou 0,4 ms para que todas as saídas indicassem o correto padrão de falta (AT). Considerando ainda que a frequência de amostragem é de 5 kHz, isto significa que foram necessárias apenas duas amostras pós-falta para a ativação das saídas, em uma falta cujos transitórios não eram tão proeminentes.

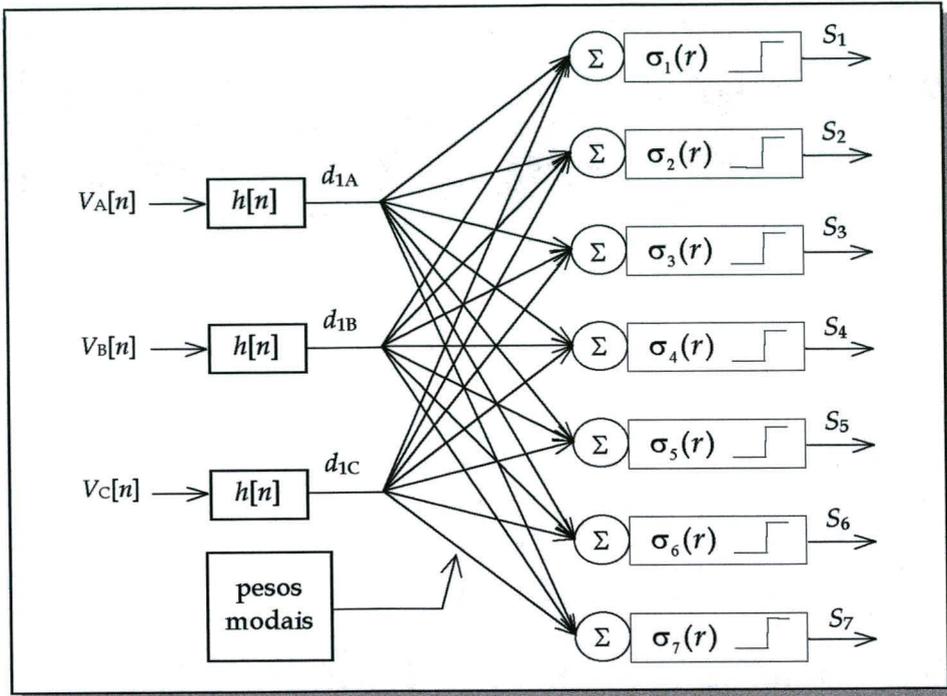


Fig. 5.8 - Sistema identificador de faltas.

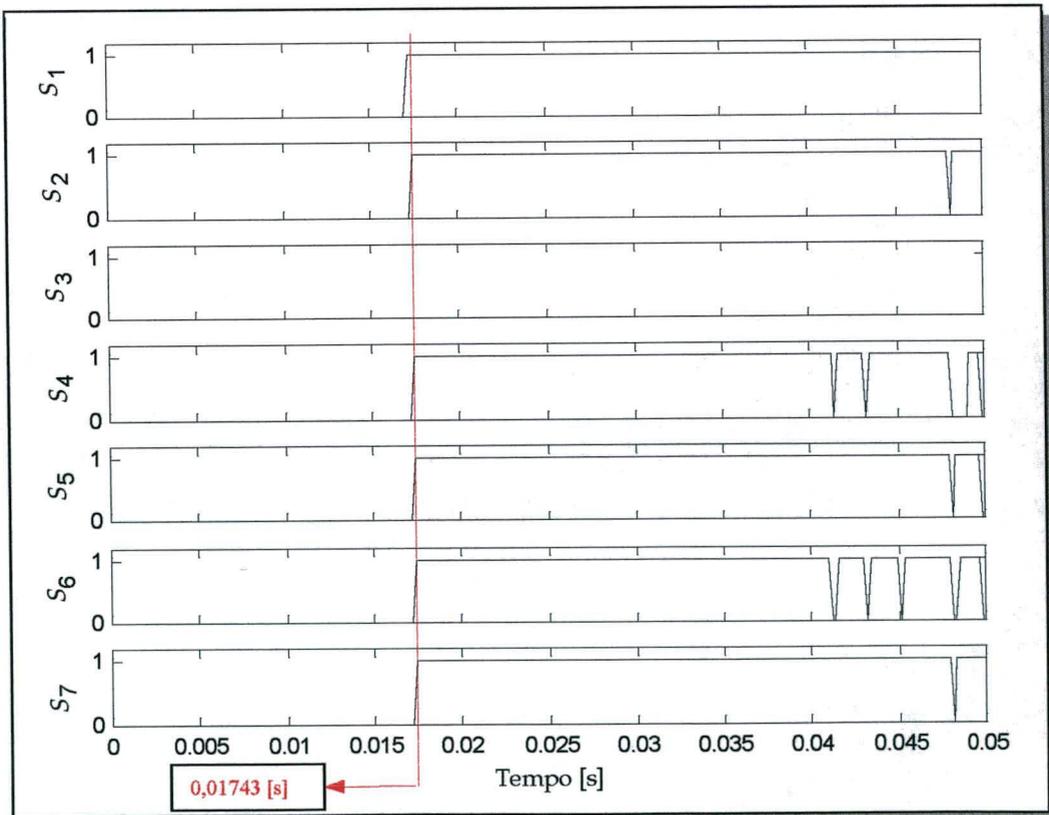


Fig. 5.9 - Saídas do sistema identificador de faltas.

5.2.5 - Estabelecimento dos limiares de comparação

Os valores de Th foram adotados com base em um levantamento do valor máximo de $\sigma_l(r)$ que irá aparecer durante regime permanente. Para esse levantamento, diferentes características do sinal nominal de tensão foram levadas em consideração, tais como: o nível de ruído branco (razão sinal-ruído - SNR), a frequência de amostragem (f_s) e o nível de decomposição do sinal (j), embora, em relação a este último, apenas o nível $j = 1$ já seja suficiente para a identificação, conforme já comentado.

Além dos fatores citados anteriormente, considerou-se também o limite máximo de variação do sinal de tensão estabelecido por normas de operação, ou seja $V_{max} = 1,1V_{nom}$.

Assim, com base nesse levantamento, estabeleceram-se os valores de limites mínimos que devem ser adotados como limiares, os quais foram dispostos no formato de um banco de dados, conforme ilustra a Fig. 5.10. Na realidade foram construídos dois bancos de dados desta natureza: um para a saída S_1 (modo aéreo) e outro para as saídas S_l ($l = 2$ a 7).

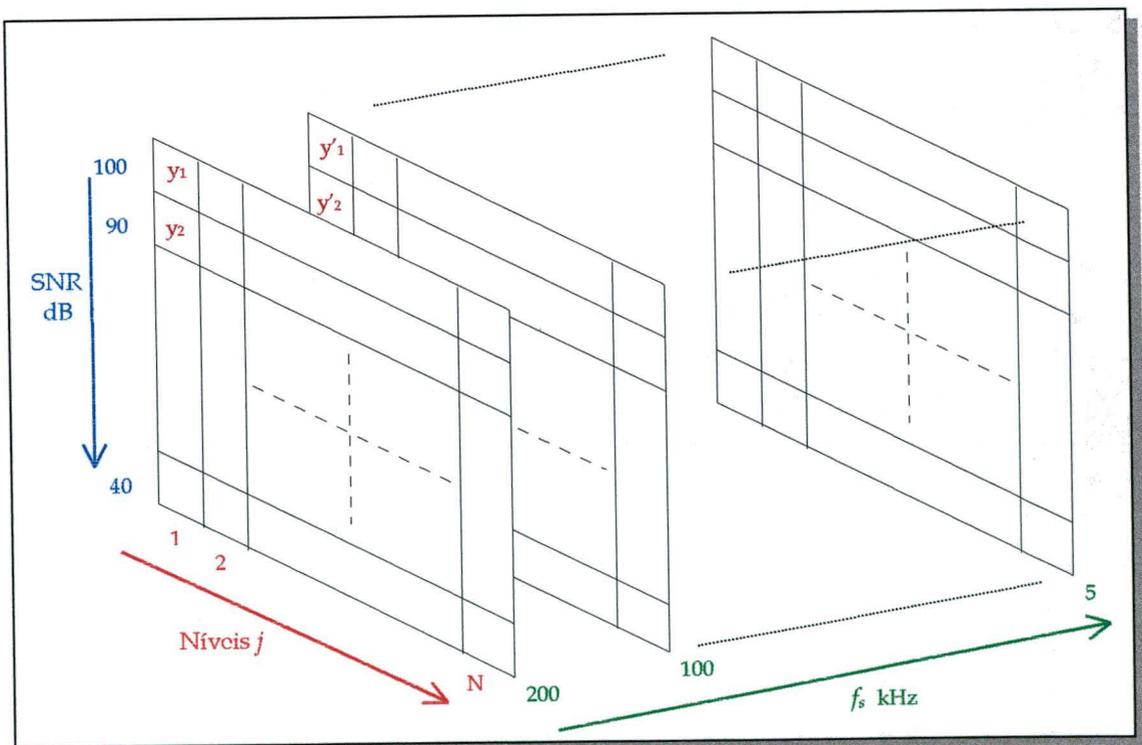


Fig. 5.10 - Banco de dados contendo os valores máximos de σ_l , representados pelas variáveis "y".

Os valores discretos contidos nos bancos de dados podem ser representados por diferentes gráficos, como por exemplo, os que estão mostrados na Fig. 5.11, para a saída S_1 e na Fig. 5.12, para as demais saídas.

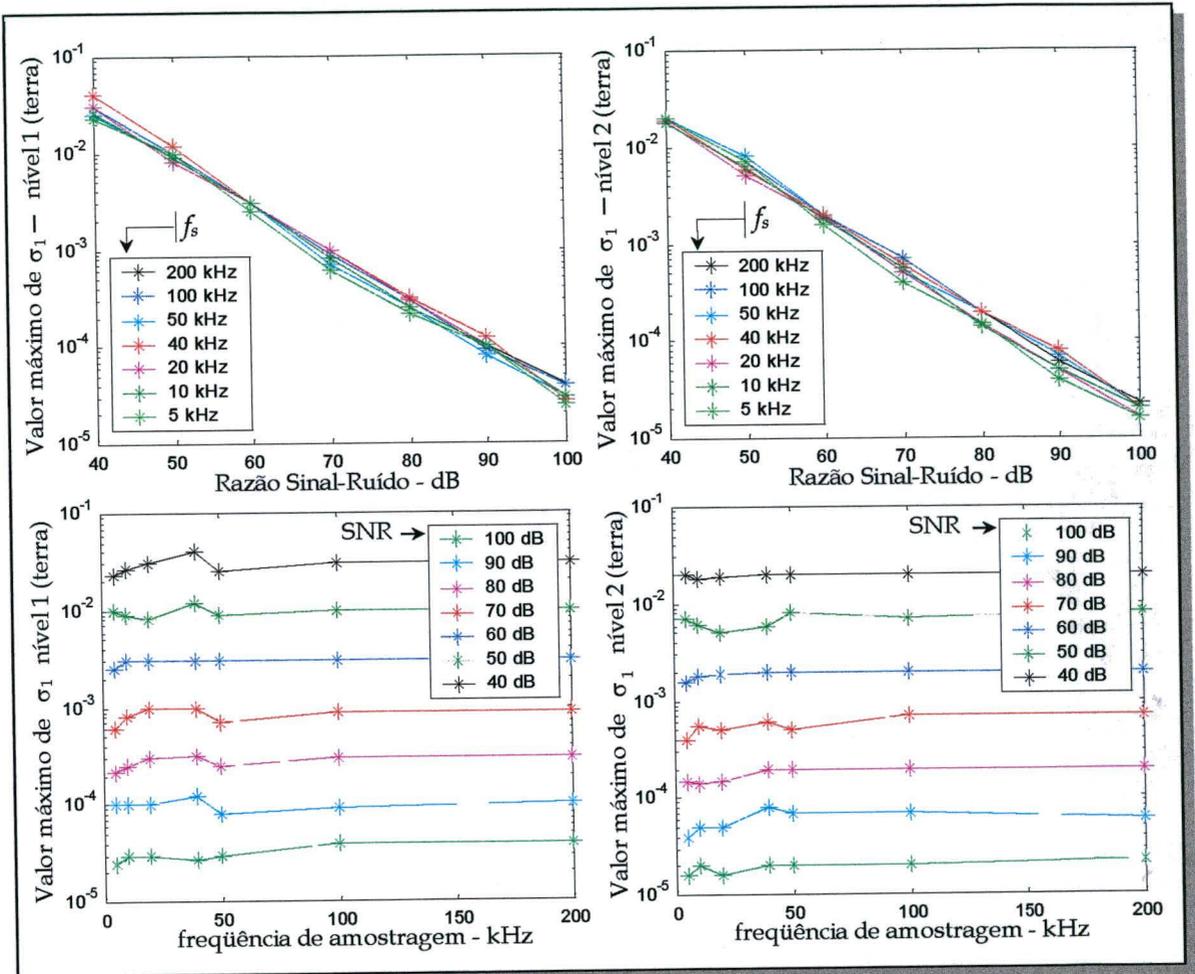


Fig. 5.11 - Valores máximos de σ_1 (modo terra) em regime permanente para os dois primeiros níveis de decomposição da AMR.

Uma vez definidos a frequência de amostragem e o valor de SNR (com base em levantamento histórico ou por medição), os limiares são automaticamente fixados a partir dos valores extraídos dos bancos de dados. Um certo fator de segurança pode ser utilizado.

Para valores intermediários de frequência de amostragem e de SNR, os limiares são obtidos utilizando-se uma interpolação linear conforme indicado na Fig. 5.13 e calculados por (5.11), (5.12) e (5.13).

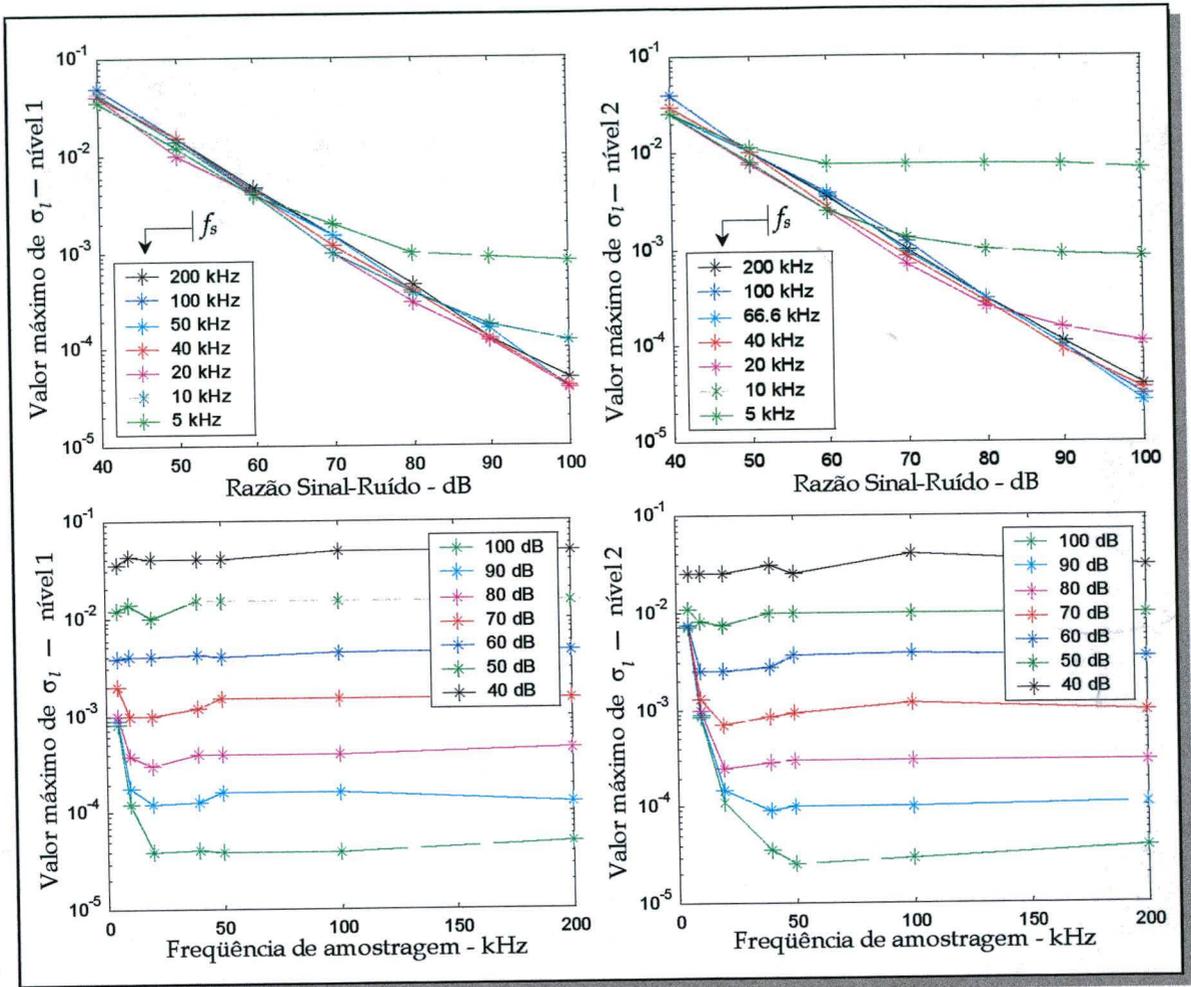


Fig. 5.12. - Valores máximos de σ_l ($l = 2$ a 7) em regime permanente para dois níveis da AMR.

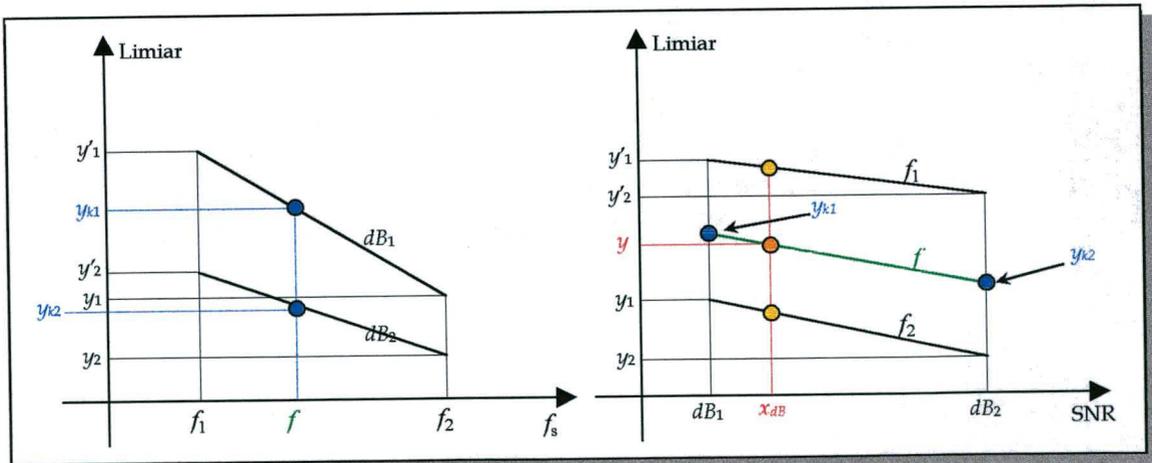


Fig. 5.13 - Ilustração da interpolação linear para cálculo dos limiares para os valores de f e x_{dB} , não disponíveis no banco de dados.

$$y_{k1} = \frac{y_1 - y_1'}{f_2 - f_1} \cdot f + y_1' - \frac{y_1 - y_1'}{f_2 - f_1} \cdot f_1 \quad (5.11)$$

$$y_{k2} = \frac{y_2 - y_2'}{f_2 - f_1} \cdot f + y_2' - \frac{y_2 - y_2'}{f_2 - f_1} \cdot f_1 \quad (5.12)$$

$$y = \frac{y_{k2} - y_{k1}}{dB_2 - dB_1} \cdot x_{dB} + y_{k1} - \frac{y_{k2} - y_{k1}}{dB_2 - dB_1} \cdot dB_1 \quad (5.13)$$

5.3 - CONSIDERAÇÕES DE TESTES E RESULTADOS

Nesta seção são apresentadas as diversas características das simulações bem como os resultados obtidos com o algoritmo de identificação de faltas utilizando-se o pseudo-código do Matlab® versão 5.2. O algoritmo utiliza filtros *wavelet* Daubechies de comprimento 4. Os arquivos contendo os dados de falta são gerados pelo programa *Electromagnetic Transient Program* (EMTP) [6] e o *Alternative Transient Program* (ATP) [7] e, posteriormente, convertidos em arquivos apropriados ao Matlab.

Apesar da existência de algumas funções pré-programadas dentro dos *Toolboxes* do Matlab, optou-se pelo desenvolvimento de grande parte das rotinas e subrotinas do programa, conseguindo-se com isto uma maior flexibilidade na execução do mesmo.

5.3.1 - Linhas de transmissão simuladas

Três modelos de linhas de transmissão foram utilizados para a obtenção dos sinais elétricos de tensão e corrente:

Primeiro modelo:

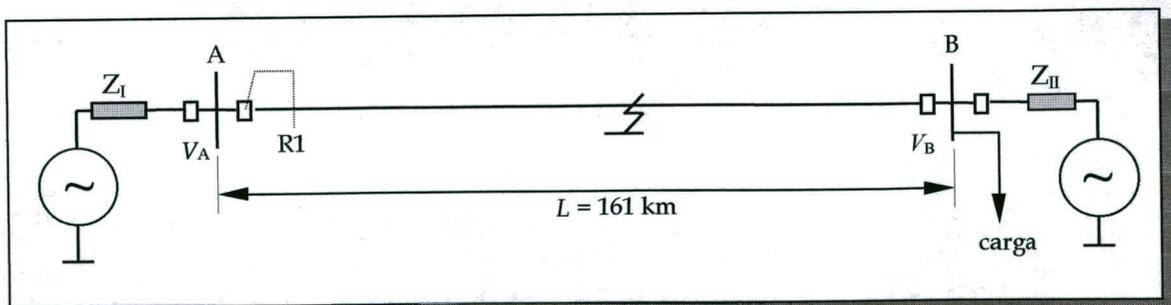


Fig. 5.14 - Linha de Transmissão I.

A linha de transmissão I, representada na Fig.5.14, é uma linha trifásica de 500 kV, transposta, com 161 quilômetros de comprimento e cujos principais parâmetros para as simulações são apresentados a seguir.

Impedância de seqüência positiva: $Z_1 = 0,0255 + j0,328 \Omega/\text{km}$

Admitância de seqüência positiva: $Y_1 = 4,88 \mu\text{S}/\text{km}$ ($C_1 = 12,94 \text{ nF.km}$)

Velocidade de propagação no modo aéreo: $\vartheta_1 = 297856 \text{ km/s}$

Impedância de surto de seqüência positiva: $Z_{s1} = 259,15 \Omega$

Impedância de seqüência zero: $Z_0 = 0,279 + j1,255 \Omega/\text{km}$

Admitância de seqüência zero: $Y_0 = 2,64 \mu\text{S}/\text{km}$ ($C_0 = 7,08 \text{ nF.km}$)

Velocidade de propagação no modo terra: $\vartheta_0 = 207113 \text{ km/s}$

Impedância de surto de seqüência zero: $Z_{s0} = 689,5 \Omega$

Impedância das fontes: $Z_A = 10 \Omega$ (25 GVA) e $Z_B = 20 \Omega$ (12,5 GVA). (Estes valores são variados para simular diferentes capacidades de fontes).

Tensões das barras: $V_A = 1 \angle 0^\circ \text{ pu}$, $V_B = (1 + \Delta v) \angle \alpha^\circ \text{ pu}$. (Tanto o módulo quanto o ângulo da tensão na barra B são variados de tal modo a simular fluxo de corrente na linha. O mesmo efeito pode ser conseguido adicionando ou subtraindo carga na barra B).

Segundo modelo:

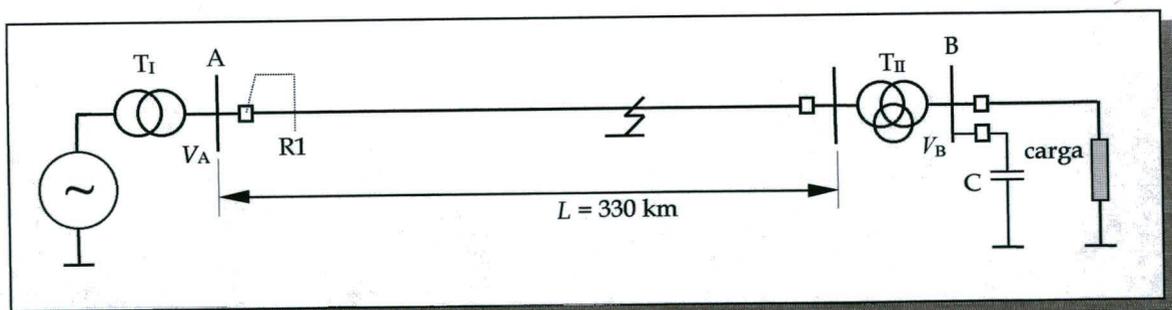


Fig. 5.15 - Linha de Transmissão II.

Este segundo modelo (Fig.5.15), trata-se de uma linha radial de 350 kV, transposta, com 330 quilômetros de comprimento e cujos parâmetros para as simulações são:

Transformador elevador T_I :

Rel: 13,8:303,11 - Dy1

Transformador abaixador T_{II} : Três relações Y_{yd} , Rel: 317,54:142,51;
simulado com sua curva de saturação.

Linha:

Impedância de seqüência positiva: $Z_1 = 0,0258 + j0,326 \Omega/\text{km}$
 Admitância de seqüência positiva: $Y_1 = 5,10 \mu\text{S}/\text{km}$ ($C_1 = 12,94 \text{ nF.km}$)
 Velocidade de propagação no modo aéreo: $\vartheta_1 = 292325 \text{ km/s}$
 Impedância de surto de seqüência positiva: $Z_{s1} = 253,02 \Omega$
 Impedância de seqüência zero: $Z_0 = 0,428 + j1,258 \Omega/\text{km}$
 Admitância de seqüência zero: $Y_0 = 3,44 \mu\text{S}/\text{km}$ ($C_0 = 7,08 \text{ nF.km}$)
 Velocidade de propagação no modo terra: $\vartheta_0 = 181354 \text{ km/s}$
 Impedância de surto de seqüência zero: $Z_{s0} = 605,17 \Omega$
 Tensão na barra A: $V_A = 1 \angle 0^\circ \text{ pu.}$
 Carga: variável 0 a 1000 MVA, $\cos\varphi = 0,8$ a $0,92$
 Capacitor compensando carga: $x_c = 132,24 \Omega$

Neste sistema pode-se simular diferentes condições não faltosas, porém que também geram transitórios, o que é apropriado para se verificar o comportamento do sistema identificador. Tais eventos como: energização do transformador abaixador (T2), chaveamento da carga e do banco de capacitores, curto-circuito no secundário do transformador T2, dentre outros, são simulados neste sistema.

Terceiro modelo

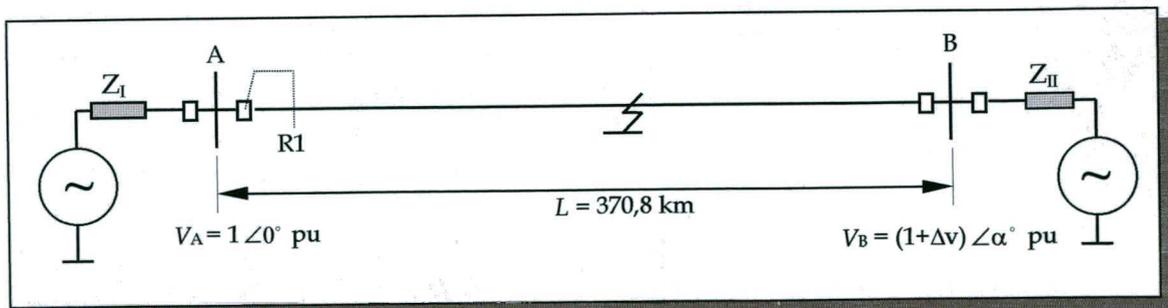


Fig. 5.16 - Linha de transmissão III.

O terceiro modelo (Fig.5.16), é uma linha de transmissão interligando dois sistemas de 500 kV, com 370,8 quilômetros de comprimento. Trata-se de uma linha que tem sido simulada sem transposição de fases. Nesse caso, os parâmetros da linha foram obtidos, utilizando-se uma rotina auxiliar do ATP, denominada *Line Constants* [7] e cujos principais dados de entrada são apresentados na Fig. 5.17.

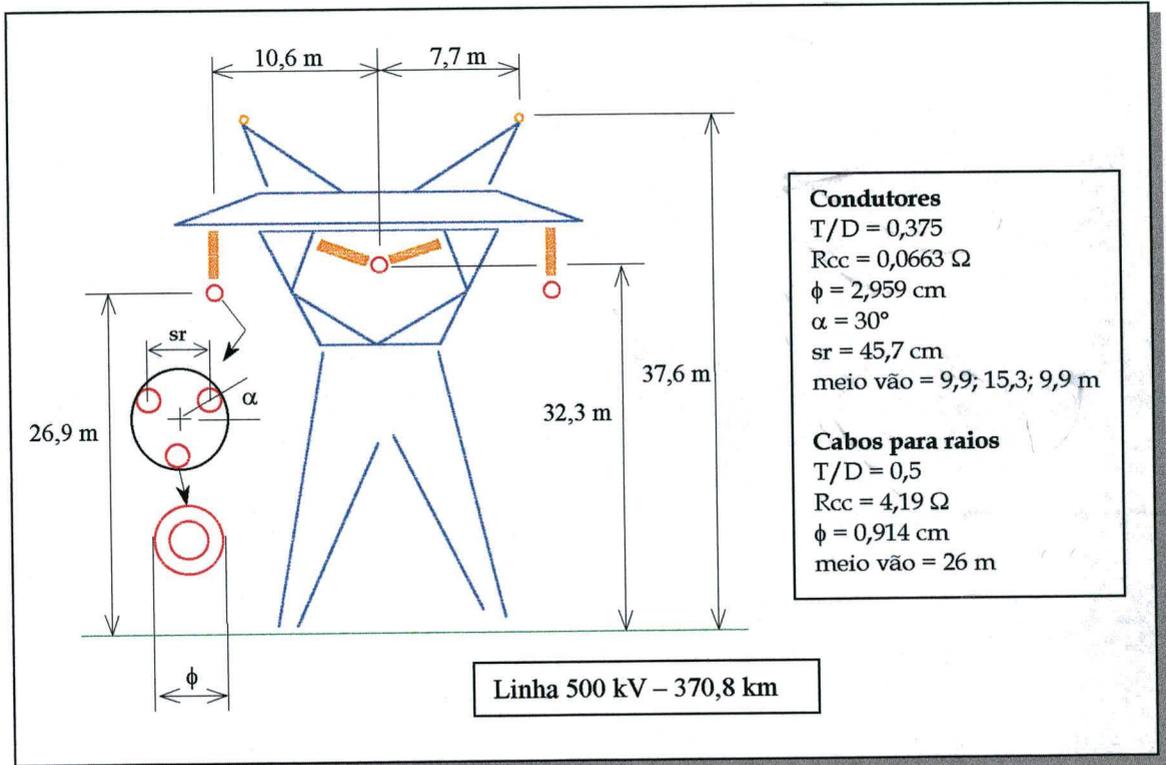


Fig. 5.17 - Estrutura para cálculo de parâmetros de linha

Nas linhas não transpostas as impedâncias mútuas não são iguais entre si, mas as matrizes de impedância e de admitância (capacitância) ainda são simétricas da forma

$$Z_f = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix}. \quad (5.14)$$

Sendo assim, o desacoplamento modal ainda é possível, mas a matriz de transformação para a diagonalização passa a ser característica da própria da linha e, normalmente, é calculada como segue:

$$[Z_{md}] = [T_v]^{-1} [Z_f] [T_i]. \quad (5.15)$$

$$[C_{md}] = [T_v]^{-1} [C_f] [T_i]; \quad (5.16)$$

$$[T_v]^t = [T_i]^{-1}; \quad (5.17)$$

sendo

$$\text{Col}([T_v]) = \text{eig}([Z_f][j\omega C_f]) \quad (5.18)$$

ou seja, as colunas de $[T_v]$ ($\text{Col}([T_v])$) são os autovetores do produto $[Z_f][j\omega C_f]$. Vê-se, portanto, que a matriz de transformação é complexa e dependente da frequência.

Por ora, nas simulações feitas pelo ATP/EMTP, a matriz de transformação é considerada constante e independente da frequência, fornecendo valores no domínio de fase com suficiente precisão, dentro de uma certa faixa de frequência (0 a alguns kHz) [136].

Desse modo, para a LT considerada no terceiro modelo, a rotina auxiliar do ATP nos fornece os seguintes dados:

$$Z_f = \begin{bmatrix} 0,137636+j0,721991 & 0,120126+j0,381955 & 0,114810+j0,340986 \\ 0,120126+j0,381955 & 0,148305+j0,716730 & 0,120126+j0,381955 \\ 0,114810+j0,340986 & 0,120126+j0,381955 & 0,137636+j0,721991 \end{bmatrix} \Omega/\text{km};$$

$$C_f = \begin{bmatrix} 11,078521 & -1,808476 & -0,582501 \\ -1,808476 & 11,195550 & -1,808476 \\ -0,582501 & -1,808476 & 11,078521 \end{bmatrix} \text{nF}/\text{km};$$

$$T_i = \begin{bmatrix} 0,60251832 & -0,70710678 & -0,40757205 \\ 0,52339599 & 0 & 0,81717198 \\ 0,60251832 & 0,70710678 & -0,40757205 \end{bmatrix}.$$

Usando (5.14), (5.15) e (5.16) obtém-se:

$$Z_m = \begin{bmatrix} 0,375421+j1,449863 & 0 & 0 \\ 0 & 0,02826+j0,381006 & 0 \\ 0 & 0 & 0,028851+j0,322959 \end{bmatrix} \Omega/\text{km};$$

$$C_m = \begin{bmatrix} 8,30 & 0 & 0 \\ 0 & 11,66 & 0 \\ 0 & 0 & 13,33 \end{bmatrix} \text{nF}/\text{km};$$

e, finalmente, usando

$$\vartheta = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.19)$$

e

$$Zs = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.20)$$

são calculadas as impedâncias de surto e as velocidades de propagação nos modos 0, 1 e 2:

$$Zs_0 = 678,552 \ \Omega; \quad Zs_1 = 294,396 \ \Omega; \quad Zs_2 = 253,425 \ \Omega;$$

$$\vartheta_0 = 176436 \text{ km/s}; \quad \vartheta_1 = 291294 \text{ km/s}; \quad \vartheta_2 = 295824 \text{ km/s};$$

que são os dados utilizados nas simulações da linha não transposta, para a obtenção dos sinais faltosos de tensão e de corrente.

Para fins de identificação de faltas, as duas primeiras linhas de transmissão apresentadas foram modeladas por parâmetros distribuídos e independentes da frequência, enquanto a terceira linha, foi modelada com parâmetros dependentes da frequência, utilizando-se para isso o modelo J. Martí [137], contido nos programas EMTP/ATP. Deve-se mencionar que esse modelo, embora mais elaborado, continua tratando a matriz de transformação modal (específica para a linha simulada) como sendo real e independente da frequência.

Assim, diferentes condições de falta foram simuladas e os sinais obtidos foram devidamente convertidos e guardados em arquivos apropriados ao MatLab® [138].

O atual banco de dados conta com 3685 arquivos de faltas e outros eventos, divididos em duas diferentes categorias apresentadas nas Tabelas 5.3 e 5.4:

TABELA 5.3 - Quantidade de arquivos de eventos com $f_s = 5 \text{ kHz}$

Modelo de linha	Tipos de falta/eventos										
	AT	BT	CT	ABT	BCT	CAT	AB	BC	CA	ABC	outros
Linha I Terminais A	420	347	347	350	350	350	256	190	190	212	0
Linha II Terminal A	88	20	20	35	18	15	20	8	14	12	12
Linha III Terminais A	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Total	3274										

TABELA 5.4 - Quantidades de arquivos de eventos com $f_s = 200$ kHz

Modelo de linha	Tipos de falta/eventos										
	AT	BT	CT	ABT	BCT	CAT	AB	BC	CA	ABC	outros
Linha I Terminais A e B	65	15	12	20	10	10	20	18	19	11	0
Linha II Terminal A	20	10	10	8	5	6	8	8	4	10	10
Linha III Terminais A e B	20	5	5	5	1	3	6	4	4	3	0
Linha III * Terminais A e B	20	5	5	5	1	3	6	4	4	3	0
Total	411										

* Linha de transmissão III com 90% de transposição dos condutores

A frequência de amostragem de 5 kHz se deve ao fato de ser a taxa adotada no início do desenvolvimento, em função dos primeiros resultados obtidos. Por outro lado, a taxa de 200 kHz, é um valor mais recente de simulação e tem por objetivo testar o identificador com outras frequências de amostragem. Além disso, a necessidade de alta taxa de amostragem faz parte do desenvolvimento da segunda etapa deste trabalho, ou seja, o localizador de faltas, o qual será apresentado no próximo capítulo. Cabe mencionar aqui que os sinais com f_s igual a 200 kHz podem ser dizimados, obtendo-se diferentes taxas de amostragem para fins de testes de desempenho.

Nas simulações das faltas foram consideradas:

- 1- Diferentes localizações: a cada 10% do comprimento da linha alcançando o outro extremo (100%).
- 2- Diferentes valores de resistência de falta: 0, 10, 50, 100 e 200 Ω para as faltas envolvendo a terra.
- 3- Diferentes ângulos de incidência da falta: os valores simulados vão de 0° a 150° , em passos de 30° . Algumas faltas foram simuladas com outros ângulos diferentes desses citados para testes de desempenho.
- 4- Diferentes condições de carga: zero (linha teoricamente sem corrente), carga baixa, carga média e carga alta.

É importante salientar que a curva de distribuição de ocorrência de faltas, na prática, não segue os critérios adotados nas simulações. Tal distribuição é de difícil obtenção e varia muitas vezes com o tipo de sistema de transmissão, a tensão nominal da linha, a localização geográfica, nível isoceraúnico, o clima, época do ano, etc.. Sabe-se,

porém, que 70% a 90% das faltas em linhas de transmissão de alta e extra-alta tensão são do tipo fase-terra. Para as demais faltas as estatísticas indicam: 7% a 15% do tipo fase-fase, 3% a 10% do tipo fase-fase-terra e, finalmente, cerca de 1% a 5% são faltas trifásicas sendo estas, portanto, as de menor ocorrência [71,139].

Dentre o total de faltas simuladas, procurou-se estabelecer aproximadamente 10% de faltas de difícil identificação, ou seja, ângulos de incidência próximos de zero volt com alta resistência de falta e alta corrente de carga na linha.

5.3.2 – Estatísticas dos resultados

O sistema de identificação de faltas foi testado para os sinais contidos nos arquivos contabilizados na Tabela 5.3 e os resultados foram avaliados em função dos padrões apresentados na Tabela 5.2. Os resultados referentes à Tabela 5.4 (alta frequência de amostragem) serão apresentados no Capítulo 6.

Os testes foram ainda separados em função do tipo de sinal de entrada, ou seja, foram utilizados os sinais de tensão e, posteriormente, para as faltas com maior complexidade de identificação, foram utilizados os sinais de corrente para avaliação final.

Temos considerado também que para uma efetiva identificação das faltas, os sinais de saída devem permanecer simultaneamente no nível lógico "1" por no mínimo 4 amostras. Tal consideração que tem sido por nós adotada, está relacionada com a segurança do algoritmo, servindo para assegurar que a decisão sobre o tipo de falta é confiável.

Aplicação dos sinais de tensão

A Tabela 5.5 apresenta os resultados obtidos, considerando-se diferentes níveis de ruído branco adicionados aos sinais de falta.

TABELA 5.5 - Quantidade de faltas identificadas utilizando os sinais de tensão

Faltas identificadas	AT	BT	CT	fase-fase-terra			AB	BC	CA	ABC
Linha I	420	347	347	350	350	350	256	190	190	212
SNR = 60 dB	419	345	345	350	350	350	256	190	190	212
Valor %	99,76	99,42	99,42	100	100	100	100	100	100	100
SNR = 50 dB	398	333	330	350	350	350	251	188	187	210
Valor %	94,76	95,96	95,10	100	100	100	98,04	98,95	98,42	99,06
SNR = 40 dB	378	314	314	350	350	350	247	180	180	209
Valor %	90	90,5	90,5	100	100	100	96,48	94,73	94,73	98,58
Linha II	88	20	20	35	18	15	20	8	14	12
SNR = 60 dB	88	20	20	35	18	15	20	8	14	12
Valor %	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
SNR = 50 dB	85	18	18	35	18	15	19	7	13	11
Valor %	96,59	90	90	100	100	100	95	87,5	92,85	91,66
SNR = 40 dB	81	18	18	35	18	15	18	7	11	11
Valor %	92,04	90	90	100	100	100	90	87,5	78,57	91,66

Cabe mencionar que para razão sinal-ruído acima de 60 dB, 100% das faltas foram corretamente identificadas. Este percentual de acerto diminui na medida em que se diminui a razão sinal-ruído.

Este conjunto de faltas não identificadas possui características muito peculiares tais como ângulo de incidência muito próximos de zero volt e alta resistência de falta (100 - 200 Ω). Para essas características o procedimento proposto, usando os sinais de tensão, não tem obtido sucesso para valores de SNR abaixo de 50 dB. Isto é bastante óbvio pois, nesses casos, o transitório gerado pela falta poderá estar no mesmo patamar do nível de ruído não correlacionado, não sendo mais possível distinguir o distúrbio gerado pela falta. Na seqüência faremos comentários sobre estes piores casos.

Para as *faltas bifásicas* isso irá ocorrer com alguns particulares ângulos de incidência, cujos valores instantâneos das tensões das duas fases faltosas são exatamente iguais ou muito próximo, gerando transitórios quase imperceptíveis, ou seja: ângulos de incidência⁴ 30° (faltas CA), ângulo 90° (faltas BC) e 150° (faltas AB).

⁴ Considerando fase A como referência e assumindo seqüência ABC.

A Fig. 5.18 ilustra uma dessas faltas, ocorrida entre as fases A e B, a 90% do comprimento da linha I (Fig. 5.14) no instante 0,0236 s. Como pode ser visto, o transitório de falta é pequeno e, nesse caso particular, se a razão sinal-ruído em regime permanente (após conversão A/D) estiver abaixo de 50 dB, o identificador não será eficaz.

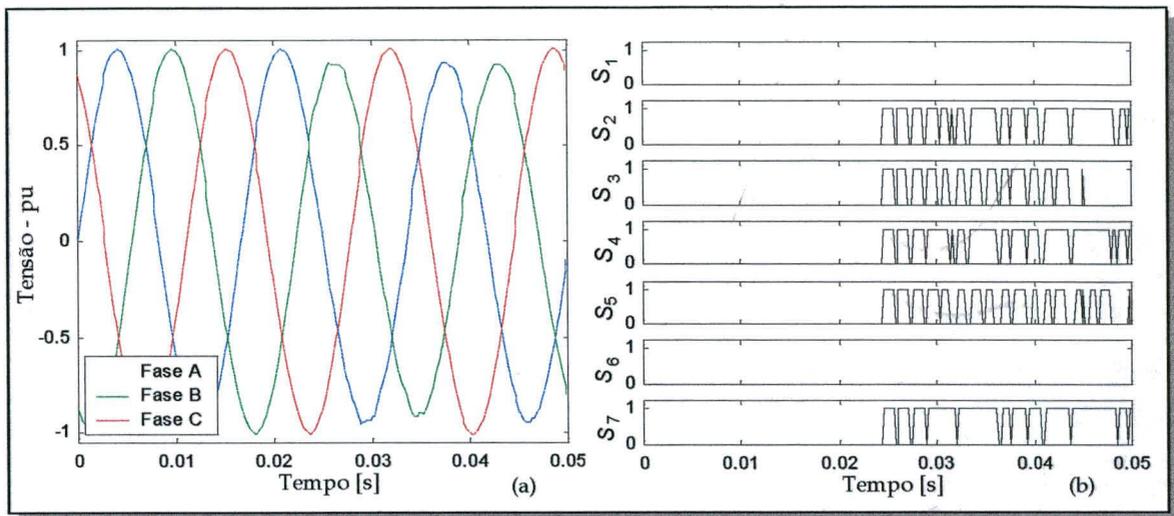


Fig. 5.18 - (a) Falta AB com $x = 0,9$ pu, SNR = 50 dB. (b) Saídas do identificador.

O comentário em relação a Fig 5.18 é bastante teórico. Na realidade isso é válido para uma particular condição de uma linha sem carga (tensão dos terminais da linha iguais em módulo e ângulo). Havendo qualquer condição de carga na linha (por exemplo, ângulo α entre as tensões das barras diferente de zero) os transitórios já serão perceptíveis mesmo para os citados ângulos de incidência de falta. A Fig. 5.19 mostra uma falta ocorrida no mesmo instante daquela mostrada na Fig. 5.18, porém, a condição de carga na linha é outra, provocando transitórios bastante perceptíveis. Nesse caso, o sistema não teve nenhum problema em identificar a falta AB mesmo com SNR igual a 40 dB.

O mesmo poderá ocorrer no caso das *faltas trifásicas*. Nos ângulos incidência 0° , 60° e 120° , um dos três sinais (sistema teoricamente equilibrado) estará passando por zero e, portanto, em tal fase o transitório será quase inexistente. Sendo assim, as saídas (para baixos valores de SNR) apresentarão o mesmo padrão de uma *falta bifásica* como pode ser verificado na Tabela 5.6 e, desse modo, não serão corretamente identificadas.

Também, os ângulos de 30° , 90° e 150° são pontos para os quais duas das três ondas possuem o mesmo valor e, nesse caso, os transitórios induzidos são equivalentes em duas

fases. Com o uso da matriz de pesos modais um dos modos não será excitado (sinal limpo de transitórios) e mais uma vez o padrão de saída do sistema identificador é diferente daquele apresentado na Tabela 5.2.

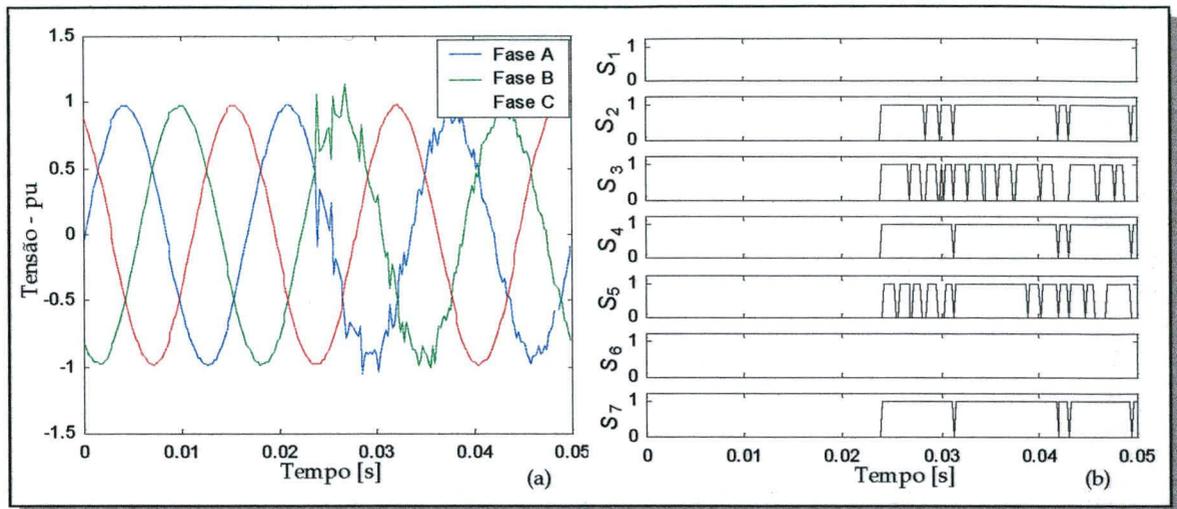


Fig. 5.19 - (a) Falta AB com $x = 0,9$ pu. (b) Saídas do identificador.

No entanto, conforme a Tabela 5.6, estes padrões são únicos e, portanto, podem ser imediatamente identificados como faltas trifásicas.

TABELA 5.6 - Padrões de saída para algumas faltas trifásicas em condições especiais

S_l	Ângulo de incidência da falta						outros
	$0^\circ \pm 10^\circ$	$30^\circ \pm 5^\circ$	$60^\circ \pm 10^\circ$	$90^\circ \pm 5^\circ$	$120^\circ \pm 10^\circ$	$150^\circ \pm 10^\circ$	
S_1	0	0	0	0	0	0	0
S_2	0	1	1	1	1	1	1
S_3	1	1	1	0	1	1	1
S_4	1	1	1	1	0	1	1
S_5	1	0	1	1	1	1	1
S_6	1	1	0	1	1	1	1
S_7	1	1	1	1	1	0	1

Este fato porém, como nas *faltas bifásicas*, ocorrerá na particular condição de carga zero na linha de transmissão. Qualquer outra condição de carga fluindo na linha mudará o padrão de saída nos ângulos 30° , 90° e 150° .

Ilustrando os comentários anteriores, seja, por exemplo, a falta mostrada na Fig. 5.20(a). Trata-se de uma falta trifásica ocorrida a 10% do comprimento da linha I, no instante 0,0166 s (próximo a zero volt na fase A). O padrão de saída é aquele apresentado na Fig. 5.20(b), para SNR igual a 60 dB. A tendência é que o sinal da saída S_2 desapareça à

medida que o valor de SNR diminua abaixo de 50 dB, apresentando um padrão de falta BC.

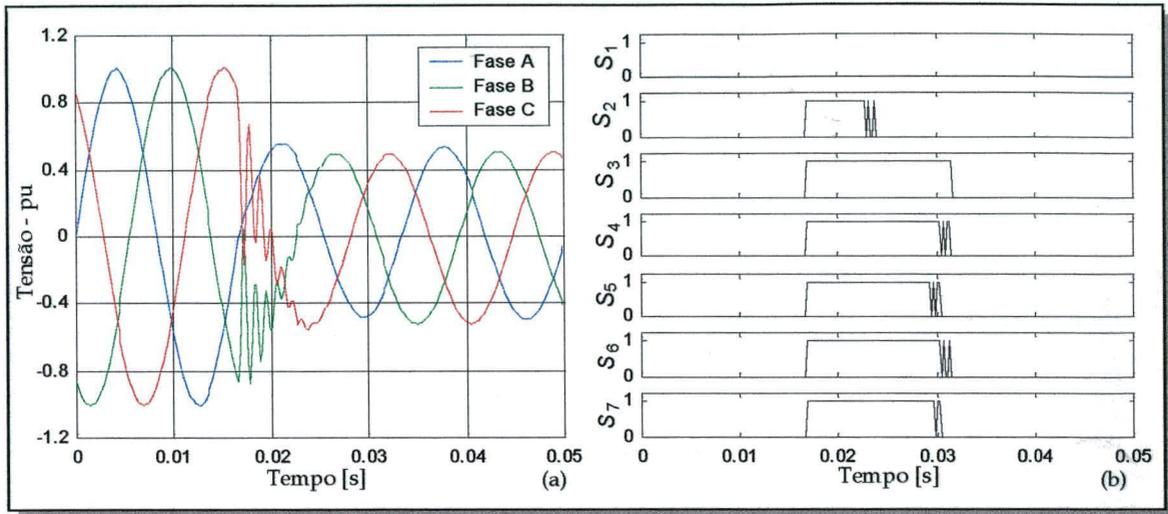


Fig. 5.20 - (a) Falta ABC, 60 dB. (b) Saídas do identificador.

Outro exemplo é mostrado na Fig. 5.21. Nesse caso a falta ocorre a 70% do comprimento da linha I, no momento de máximo valor (90°) da fase A, para condição de carga nula. As saídas do identificador indicam uma tendência de desaparecimento do sinal na saída S_3 , para valores mais baixos de SNR. No entanto, para uma outra condição de carga, a falta ocorrendo no mesmo ponto (local e ângulo), apresenta o mesmo padrão de saída, porém com diferentes características na saída, como pode ser verificado nas Figs. 5.22(a) e (b), inclusive com maior dificuldade para SNR abaixo de 50 dB.

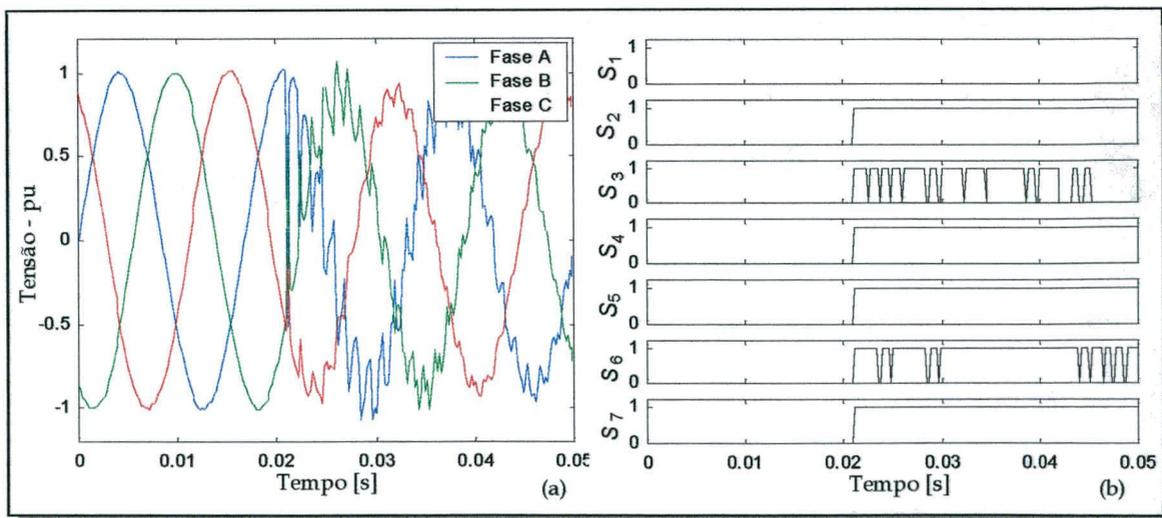


Fig. 5.21 - (a) Falta ABC em $x = 0,7$ pu, ângulo 90° - 40 dB (b) saídas do identificador.

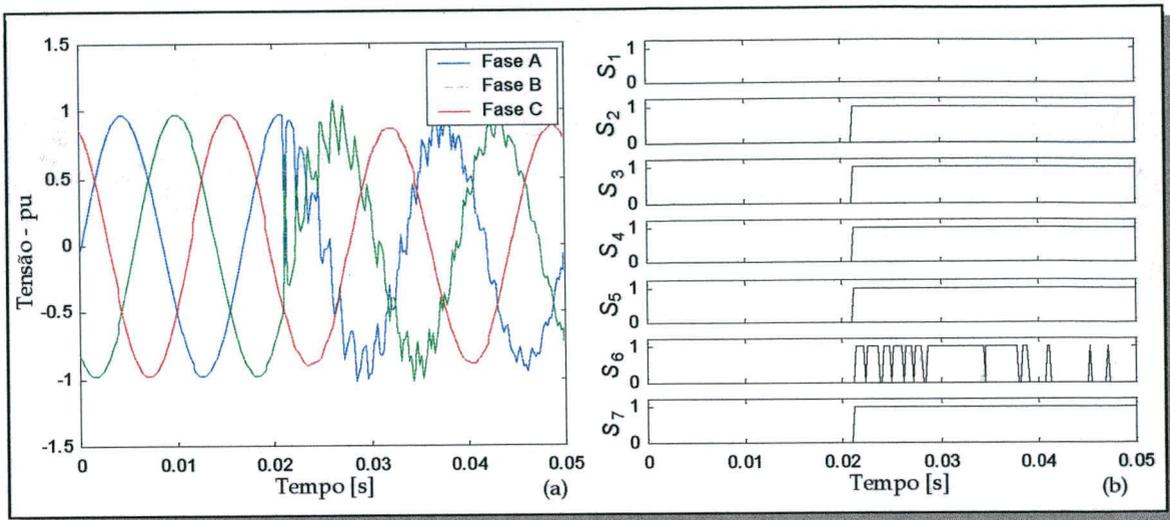


Fig. 5.22 - (a) Falta ABC com $x = 0,7$ pu, ângulo 90° - 50 dB. (b) Saídas do identificador.

Cabe desde já mencionar que os casos não resolvidos com os sinais de tensão, principalmente para SNR de 40 dB, serão resolvidos com os sinais de corrente, como será visto posteriormente.

Para as *faltas bifásicas-terra*, temos considerado que 100% do conjunto total de faltas foram corretamente detectadas e classificadas conforme o padrão da Tabela 5.2.

Infelizmente, devido aos fenômenos de acoplamento mútuo entre as fases e a terra, o sistema identificador não consegue distinguir as fases sob defeito, uma vez que os coeficientes *wavelet* são significativos mesmo para a fase sadia. Faltas com elevada impedância tende a se aproximar de um padrão *bifásico*, mas mesmo assim, a presença de componentes de seqüência zero e acoplamentos mútuos não permitirá uma completa distinção das fases faltosas. Um exemplo é mostrado na Fig. 5.23, para um sinal de falta ABT e cujo valor de SNR em regime é de 40 dB.

Por sua vez, as *faltas monofásicas* são as que mais demandam o sistema identificador (seletor de fases) por se tratarem de defeitos com maior índice de ocorrência ($> 80\%$). Além disso a necessidade de uma rápida e segura identificação para chaveamento monopolar automático, impõe ao sistema identificador a necessidade de um alto grau de confiabilidade.

Das 1242 faltas fase-terra simuladas, 99,6% foram corretamente detectadas e identificadas para um nível de SNR = 60 dB. As cinco faltas não identificadas, são faltas de características muito peculiares ocorrendo além da outra metade da linha (entre 0,5l e 1,0l),

com alta corrente de carga, alta resistência de falta (200Ω) e ângulo de incidência próximo de zero volts. Um típico exemplo é o caso de uma falta fase AT ocorrendo na outra extremidade da linha, em um ângulo de incidência próximo a zero volts, resistência de falta de 200Ω e alta corrente carga ($> 1,25$ pu). O sinal de tensão dessa falta e as saídas do identificador estão mostradas na Fig. 5.24.

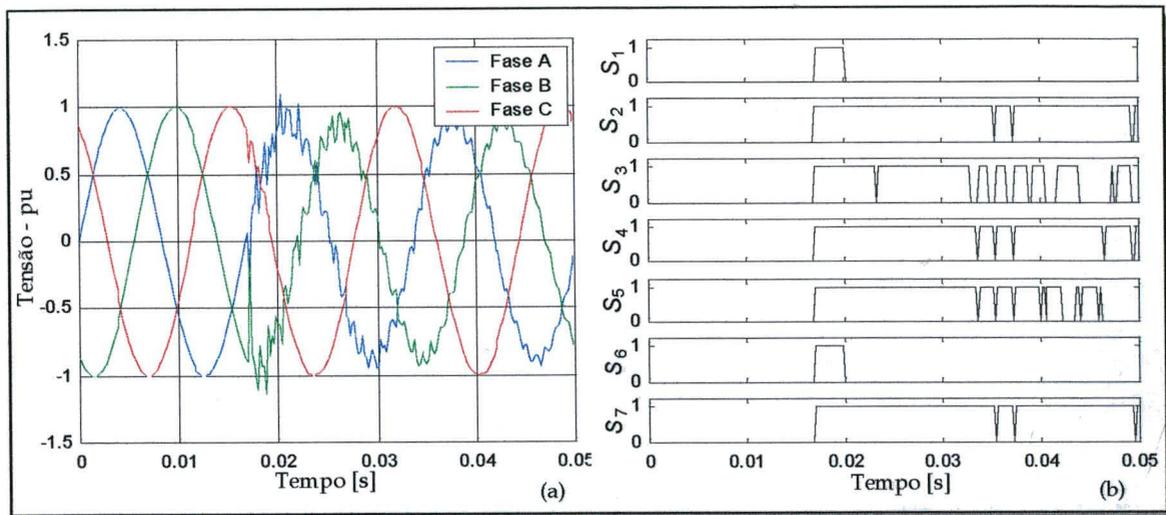


Fig. 5.23 - (a) Falta ABT com $x = 0,5$ pu, ângulo 0° , $R_f = 200 \Omega$. (b) Saídas do identificador.

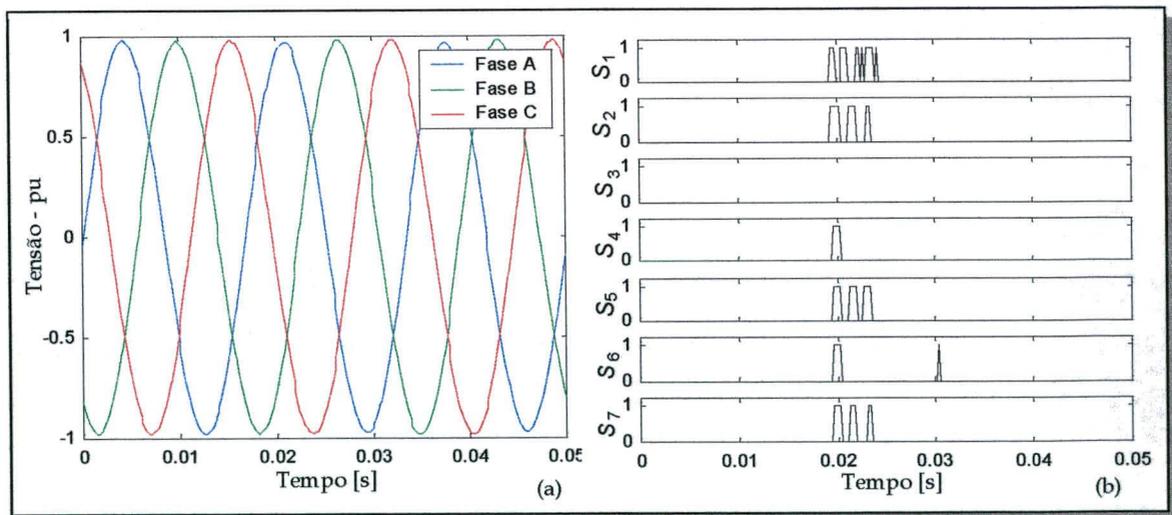


Fig. 5.24 - (a) Falta AT com $x = 1$ pu, ângulo 0° , $R_f = 200 \Omega$, carga elevada, SNR = 60 dB. (b) Saídas do identificador.

Para os valores de SNR < 60 dB, as faltas com características semelhantes às anteriormente citadas passam a ter dificuldades para a identificação. A falta mostrada, por

exemplo, na Fig 5.25, mesmo com $R_f = 0 \Omega$, é de difícil identificação para valores $SNR < 60$ dB. A mesma somente será identificada com $SNR = 40$ dB, utilizando-se os sinais de corrente.

O alto índice (10%) de não identificação para $SNR = 40$ dB, no entanto, não significa um desempenho ruim do sistema proposto, considerando-se que os curto-circuitos com esse conjunto simultâneo de fatores, tais como: ponto sobre a onda próximo de zero volt, alta resistência e alta corrente de carga, são de mais rara ocorrência.

Também se pode adiantar que a utilização dos sinais de corrente irá resolver uma grande parte destas faltas não identificadas como será mostrado na próxima seção.

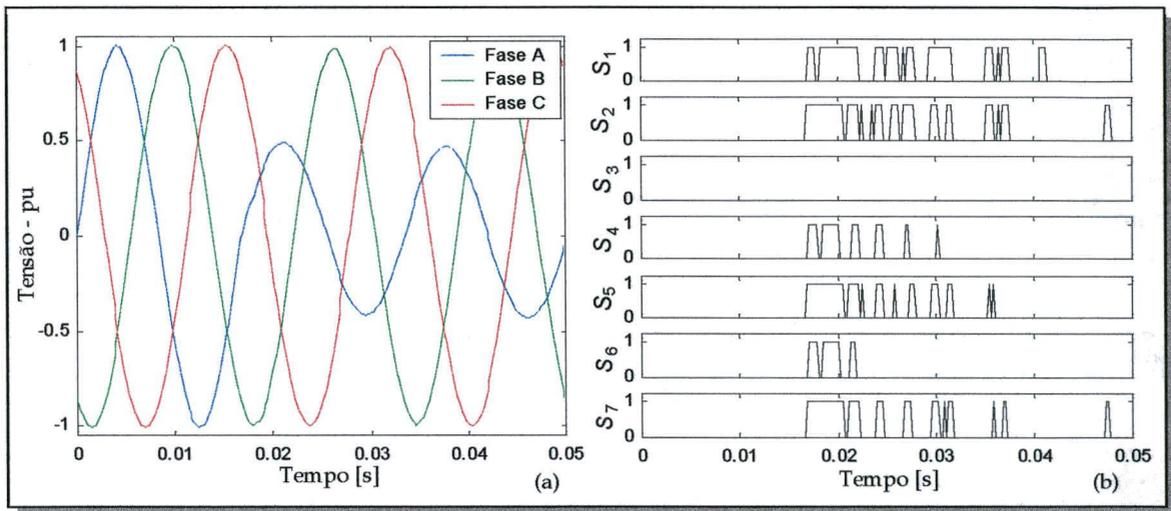


Fig. 5.25 - (a) Falta AT com $x = 0,1$ pu, ângulo 0° , $R_f = 0 \Omega$ - 60 dB. (b) Saídas do identificador.

Aplicação dos sinais de corrente

Os resultados apresentados até o momento foram obtidos tendo como entrada somente os sinais trifásicos de tensão. É certo que esses sinais são mais ricos em ruídos e em transitórios de alta frequência durante uma falta, o que permite a utilização de decomposição *wavelet* com grande eficiência. Porém, a utilização somente dos sinais de tensão impõe limitações ao identificador em relação às faltas com ângulo de incidência muito próximos da passagem pelo zero, principalmente aquelas faltas que ocorrem a grandes distâncias do terminal de proteção ou as que possuem alta resistência, como já exemplificado anteriormente. Nesses casos, os transitórios de tensão são pouco perceptíveis dificultando a identificação pelo uso da AMR.

Para superar tais dificuldades, passou-se a investigar também o uso dos sinais de corrente (correntes de curto-circuito contendo inclusive componentes contínuas exponenciais).

Porém, para que o identificador de faltas passasse a fornecer bons resultados trabalhando com os sinais de corrente, duas modificações foram necessárias, a saber:

- (i) A variância ((5.7), (5.8)) passou a ser calculada não mais sobre os coeficientes *wavelet* desacoplados mas sim sobre os coeficientes *wavelet* desacoplados elevados ao quadrado.
- (ii) Um novo conjunto de valores limiares (Th) foi introduzido. De modo similar ao apresentado na Seção 5.2.3, levantou-se o valor máximo de $\sigma_i(r)$, tendo como sinal de entrada as correntes de linha em regime permanente. Nesse caso, além das variáveis frequência de amostragem, nível de decomposição e razão sinal-ruído, considerou-se também o valor eficaz da corrente na linha, que varia de acordo com a carga. Diferentes condições foram consideradas, dentre elas: corrente pequena (carregamento da linha), corrente de 0,4 pu, corrente de 1 pu (nominal), corrente de 1,3 pu, etc.. As Figs. 5.26 e 5.27 ilustram os limiares adotados para os modos aéreo e terra, respectivamente, em função dos valores de corrente de carga e dos níveis de SNR, para uma frequência de amostragem de 5 kHz.

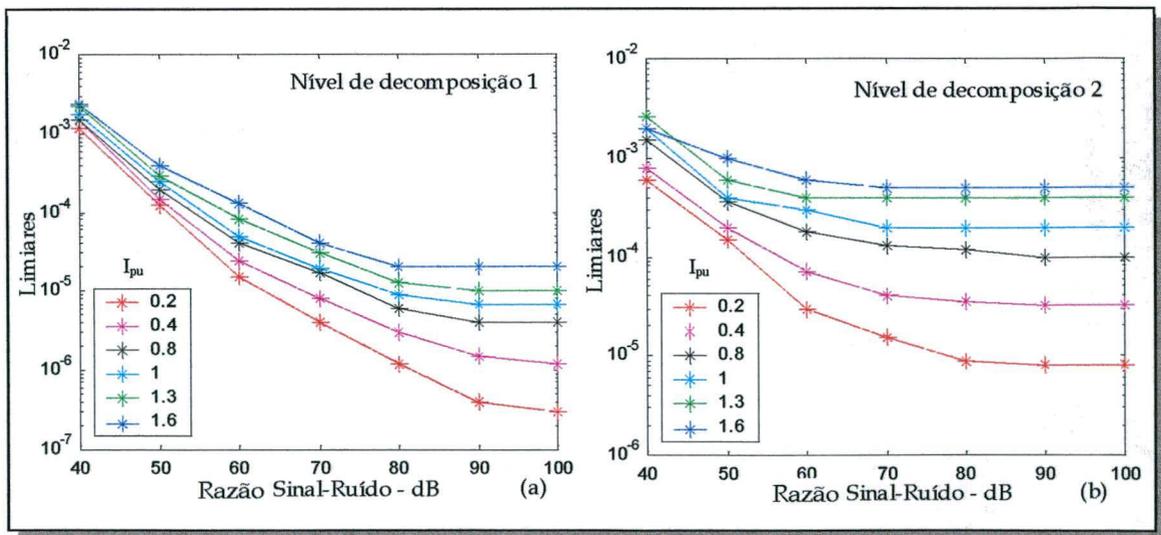


Fig. 5.26- Limiares adotados para as saídas S_l , $l=2$ a 7. (a) Escala 1. (b) Escala 2.

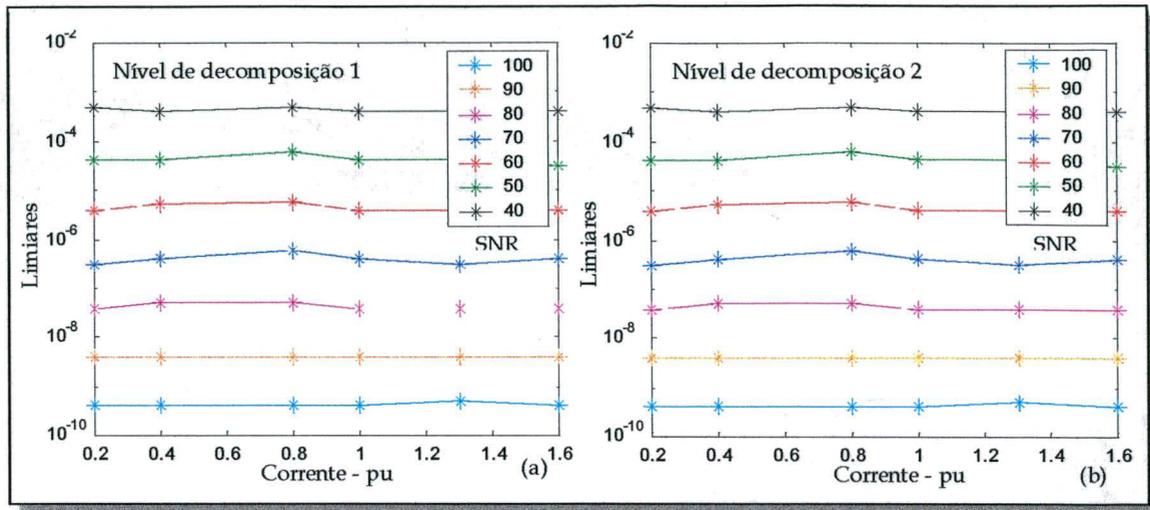


Fig. 5.27- Limiares adotados para a saída S_l , $l = 1$. (a) Escala 1. (b) Escala 2.

Deve ser mencionado ainda que os resultados corretos, ou sejam, os padrões de falta (Tabela 5.2), somente serão obtido no segundo nível de decomposição do sinal.

O fato é que a saída do filtro $[h]$, para valores de corrente, fornece não apenas os detalhes do sinal (ruídos de alta frequência) mas também uma pequena porção da fundamental, devido aos altos valores da corrente de falta. Nesse caso, além do “alisamento” de ruídos não correlacionados, a pequena parcela fundamental é mais acentuada no segundo nível de decomposição. Essas duas características irão auxiliar a identificação no nível $j = 2$. Isso pode ser comprovado observando-se a Fig. 5.28, que apresenta os sinais de uma falta AT ((a) e (b)) ocorrida na metade da linha I, com $R_f = 200 \Omega$ e passando por zero volts na fase A. Já as Fig. 5.28(c) e (d) mostram os coeficientes *wavelet* dos sinais de corrente nos níveis 1 e 2, respectivamente. Essa falta não é identificada com os sinais de tensão quando $SNR \leq 60$ dB, porém o faz com os sinais de corrente para $SNR = 40$ dB, no segundo nível de decomposição, como pode ser visto através da Fig. 5.29.

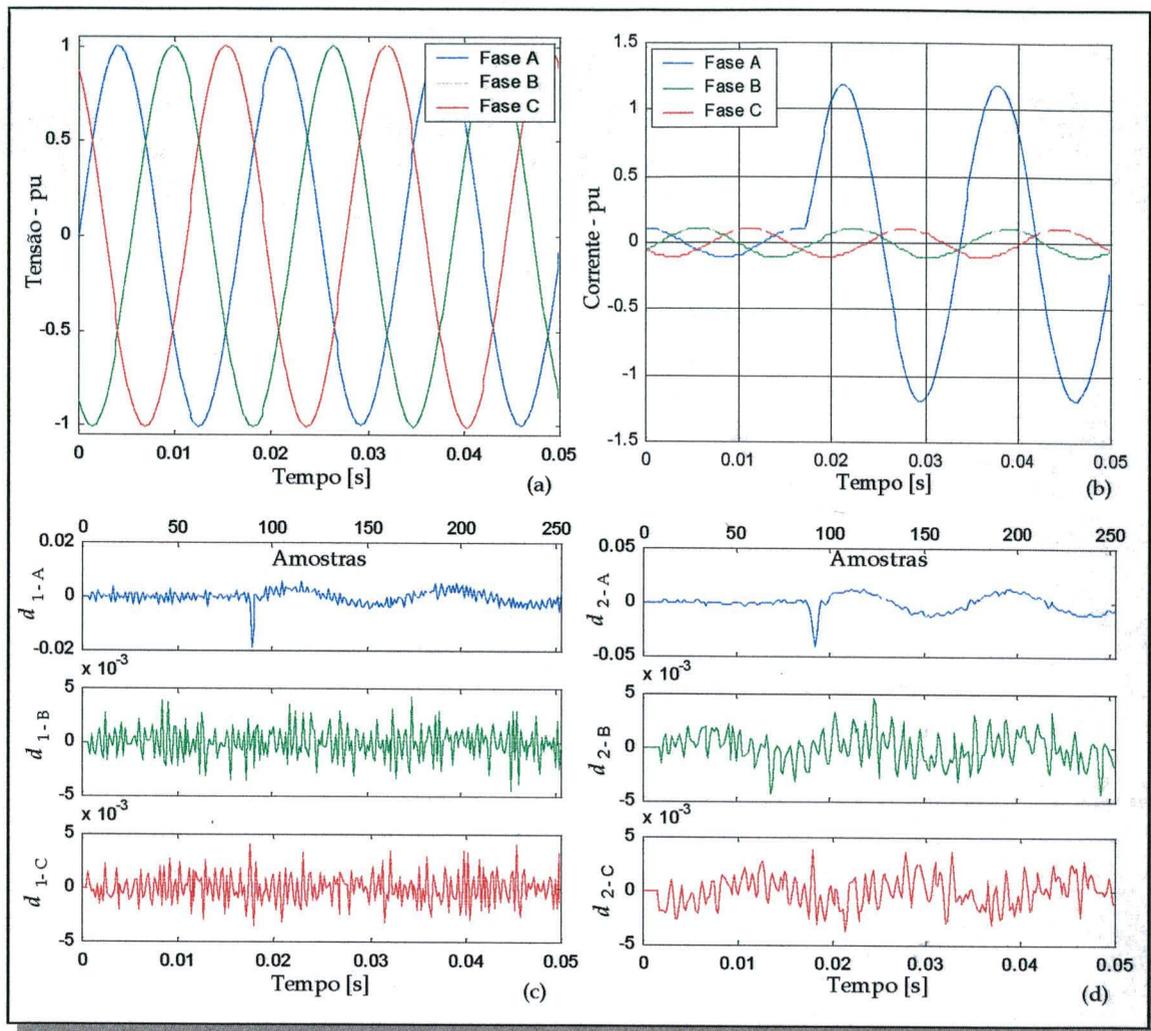


Fig. 5.28- Falta AT. (a) Sinais de tensão. (b) Sinais de corrente. (c) Coeficientes *wavelet* de corrente, escala 1 e (d) escala 2.

Obviamente o prejuízo do uso dos sinais de corrente, nos casos necessários, será, além de um aumento na carga computacional, um pequeno atraso no tempo de resposta do algoritmo, porém, nada que comprometa a velocidade de resposta do processo.

Tendo sido a grande maioria das faltas identificadas com os sinais de tensão, os testes com corrente foram realizados somente para aquelas faltas não identificadas. A Tabela 5.7 apresenta então os novos resultados.

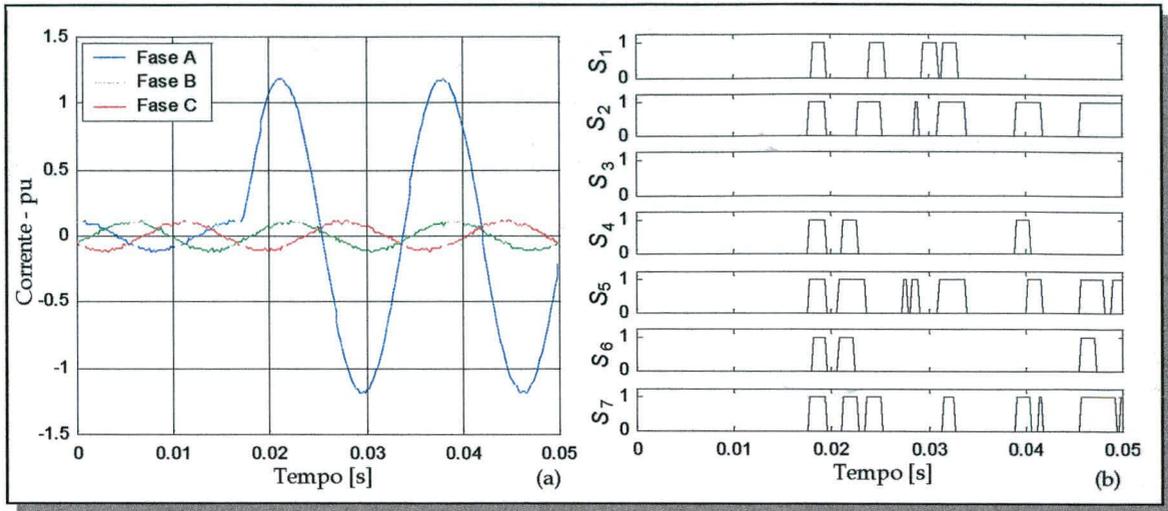


Fig. 5.29- Falta AT (SNR 40 dB). (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

TABELA 5.7 – Quantidade de faltas identificadas utilizando os sinais de tensão e corrente

Faltas identificadas		AT	BT	CT	Fase-fase-terra			AB	BC	CA	ABC
SNR	Linha I	420	347	347	350	350	350	256	190	190	212
60 dB	Não identificada com tensão	1	2	2	0	0	0	0	0	0	0
	Não identificada com corrente	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
50 dB	Não identificada com tensão	22	14	17	0	0	0	5	2	3	2
	Não identificada com corrente	2	2	1	0	0	0	0	0	0	0
40 dB	Não identificada com tensão	42	33	33	0	0	0	9	10	10	3
	Não identificada com corrente	5	3	2	0	0	0	0	0	0	0
SNR	Linha II	88	20	20	35	18	15	20	8	14	12
60 dB	Não identificada com tensão	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Não identificada com corrente	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
50 dB	Não identificada com tensão	3	2	2	0	0	0	1	1	2	1
	Não identificada com corrente	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40 dB	Não identificada com tensão	7	2	2	0	0	0	2	1	3	1
	Não identificada com corrente	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Algumas conclusões e comentários devem ser extraídos dos resultados da Tabela 5.7:

- (i) Praticamente 99,7% do total de faltas foram corretamente identificadas, com SNR até 40 dB, ao se considerar também o sinal de corrente. Exemplos típicos são apresentados nas Figs. 5.30, 5.31, 5.32 e 5.33, todas identificadas com baixa razão sinal-ruído em regime permanente. As saídas do identificador nessas figuras devem ser comparadas com as respectivas saídas no caso dos sinais de tensão mostrados nas Figs. 5.18, 5.19, 5.22 e 5.25.

- (ii) Algumas poucas faltas não foram identificadas. Como já mencionado anteriormente, essas faltas possuem características muito particulares e, mesmo com os sinais de corrente elas não são identificadas. Em tais casos a corrente de carga na linha possuía a mesma ordem de grandeza da corrente de falta, dificultando bastante a identificação. Um exemplo típico é a falta já apresentada na Fig. 5.24 e cujos sinais de corrente com respectivas saídas do identificador estão mostradas na fig. 5.34. Embora haja indícios de identificação, a natureza das saídas não possui um comportamento correto em termos de simultaneidade dos pulsos e tempo de permanência.

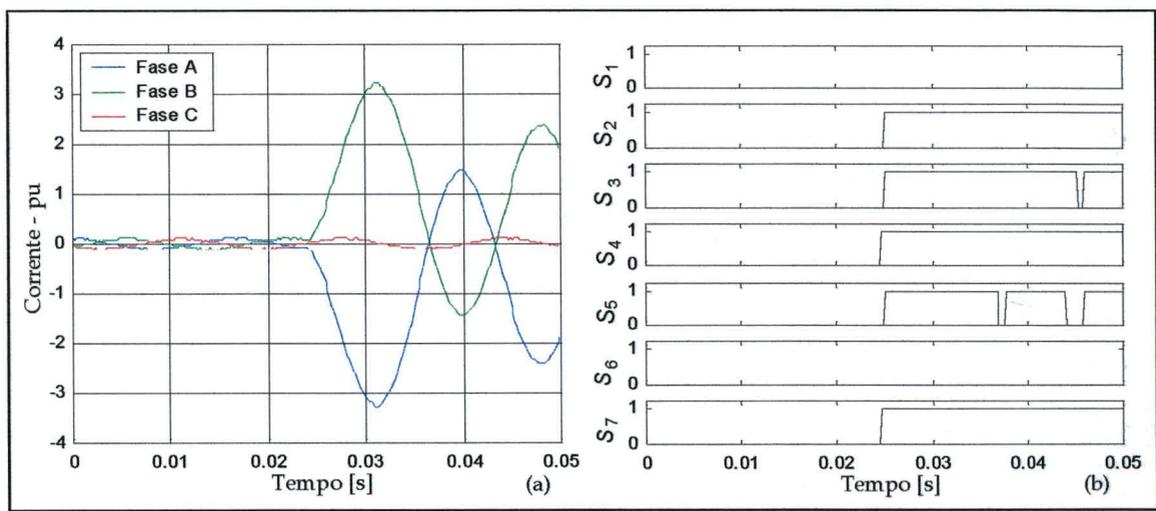


Fig. 5.30- Sinal relativo a Fig 5.18. - 40 dB. (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

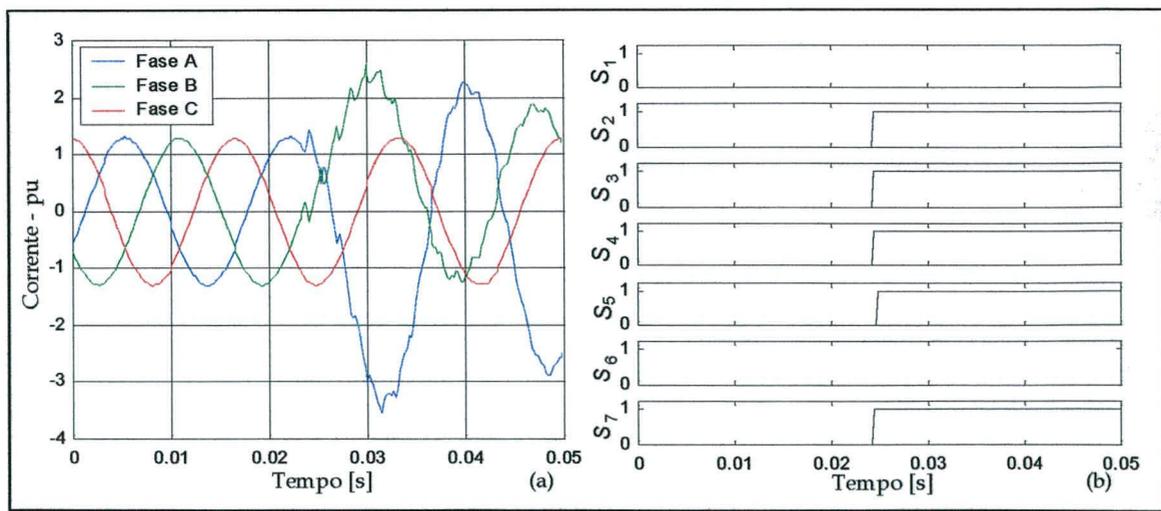


Fig. 5.31- Sinal relativo a Fig 5.19. - 40 dB. (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

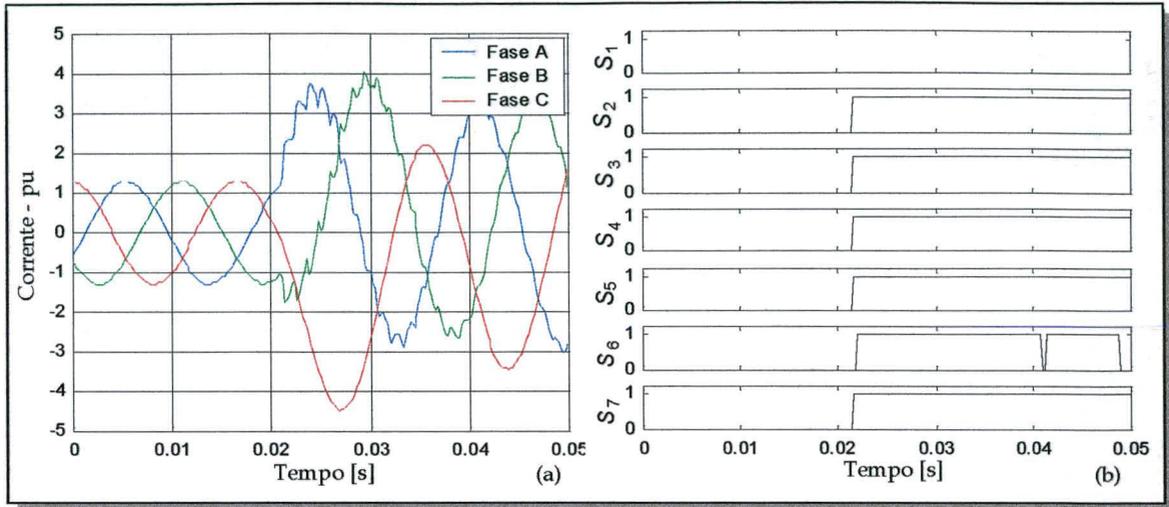


Fig. 5.32- Sinal relativo a Fig 5.22. - 40 dB. (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

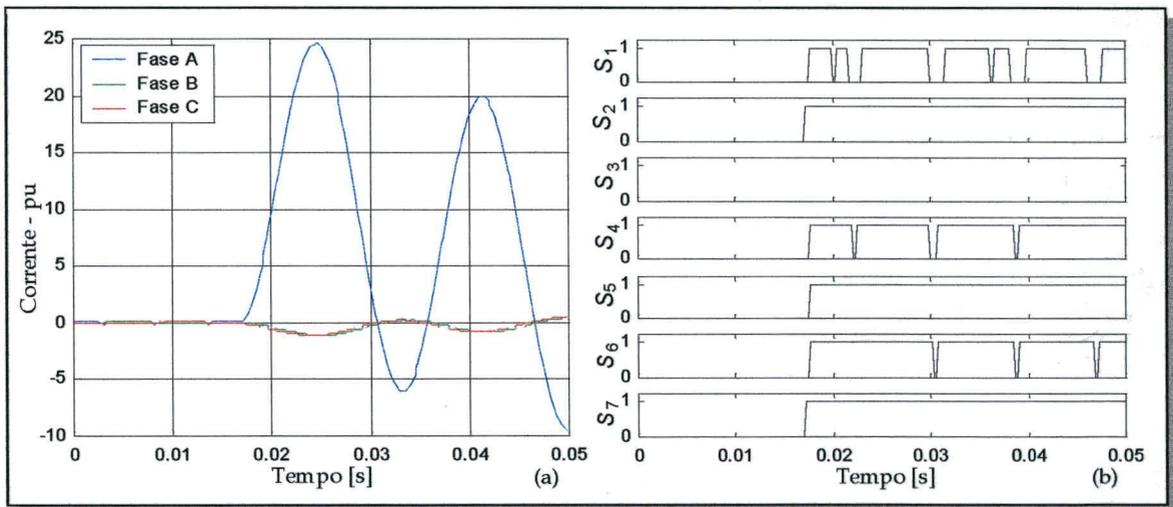


Fig. 5.33- Sinal relativo a Fig 5.25. - 40 dB. (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

Cabe enfatizar que a grande maioria das faltas testadas com os sinais de corrente somente foram identificadas no segundo nível de decomposição *wavelet* ($j = 2$), levando o processo a necessitar de algumas amostras a mais para a identificação, principalmente, nos casos mais difíceis como são as faltas de alta impedância.

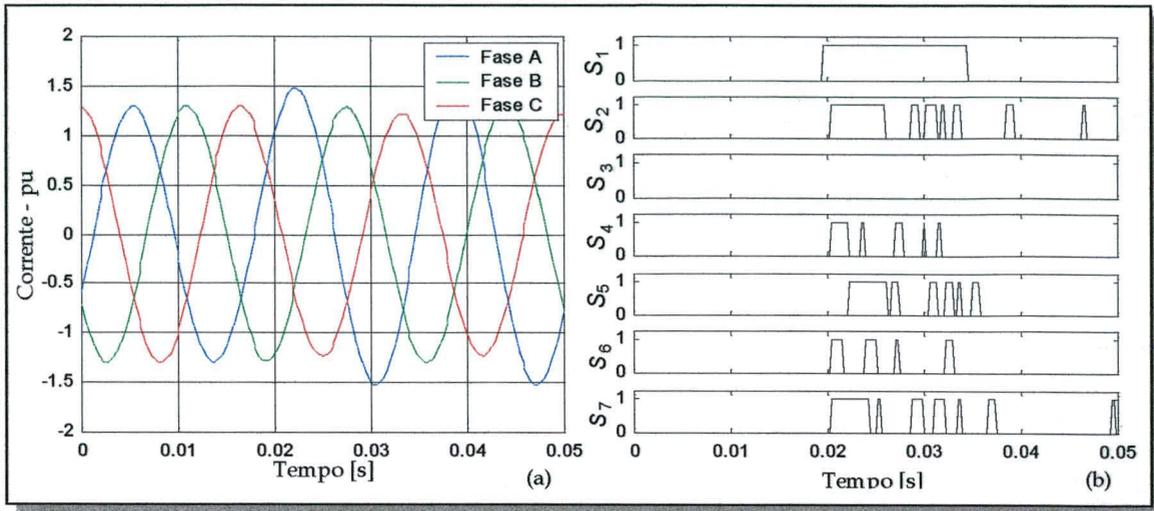


Fig. 5.34 - Falta AT - relativo a Fig.5.24. (a) Sinais de corrente. (b) Saídas do identificador.

5.3.3 - Tempo de resposta

O tempo de resposta (t_r) do identificador de faltas pode ser calculado por:

$$t_r = \frac{1}{f_s} N + t_e, \quad (5.20)$$

onde f_s é a frequência de amostragem, N é o número de amostras até a ocorrência da transição (0→1) em todas as saídas e t_e é o tempo necessário para a execução do algoritmo. O tempo de execução (t_e) é muito dependente da tecnologia de *hardware* e *software*, e embora ele não tenha sido avaliado, nós temos considerado o conjunto de circunstâncias tecnológicas mencionadas na Seção 4.3. Então, considerando que este tempo pode ser feito menor ou igual a $1/f_s$, nós podemos escrever:

$$t_r \leq \frac{1}{f_s} (N + 1). \quad (5.21)$$

Pelos resultados obtidos, o tempo de resposta do identificador tem permanecido abaixo de 1 ms para a grande maioria das faltas utilizando os sinais de tensão. Nesses casos, N tem variado entre 1 e 4 amostras pós-falta, para $f_s = 5$ kHz.

Na abordagem usando sinais de corrente, esse tempo é levemente maior. Nesse caso, considerando que a identificação é feita no segundo nível de decomposição, usando (5.9), no mínimo duas amostras a mais são incluídas. Mesmo levando em conta os casos mais

complexos, podemos considerar que o tempo de resposta do algoritmo para os sinais de corrente tem ficado abaixo de 2 ms.

Finalmente, considerando o tempo mínimo de permanência no estado lógico "1", por nós estabelecido em 4 amostras (0,8 ms), o tempo total para a identificação do padrão de falta é menor que 2 ms para tensão, e menor que 3 ms para corrente, para f_s igual a 5 kHz.

5.3.4 - Influência da não transposição das linhas de transmissão

A fim de avaliar o desempenho do algoritmo, ele tem sido aplicado a modelos de linha não transpostas com parâmetros dependentes da frequência. Assim, diferentes transitórios de falta têm sido obtidos simulando-se a linha de transmissão (sem transposição dos condutores) que foi apresentada na Fig. 5.17.

O principal aspecto, resultante dessa avaliação, é o fato de que a matriz de transformação modal separa os modos de propagação das ondas, porém, não elimina os ruídos de falta em quaisquer dos modos. Em outras palavras, aparecerão ruídos de falta também naqueles modos de identificação (saídas nulas) no caso das linhas transpostas (exceto para as faltas BT e AC em linhas com um plano de simetria como esta considerada).

Contudo, resultados satisfatórios ainda podem ser obtidos desde que os coeficientes *wavelet* desacoplados nessas saídas (modos de identificação) sejam menores do que das outras saídas. Então, com um adequado ajuste de limiar a falta pode ser identificada mesmo para um alto fator de desequilíbrio ($k \cong 4\%$) [140] como é o caso da linha considerada.

Como exemplo, seja a Fig. 5.35(a) a qual mostra os sinais de tensão pré-falta com SNR de 60 dB e os transitórios gerados por uma falta fase C-terra, ocorrida a 74 km ($\cong 0,2l$) do terminal A, e cujos coeficientes *wavelet* desacoplados são apresentados na Fig. 5.35(b). Pode-se verificar que os coeficientes da saída 7 são menores do que os demais e que portanto, ao se ajustar um limiar conforme mostra a Fig. 5.36(a), as saídas do identificador fornecerão o padrão da falta CT (Fig. 5.36(b)).

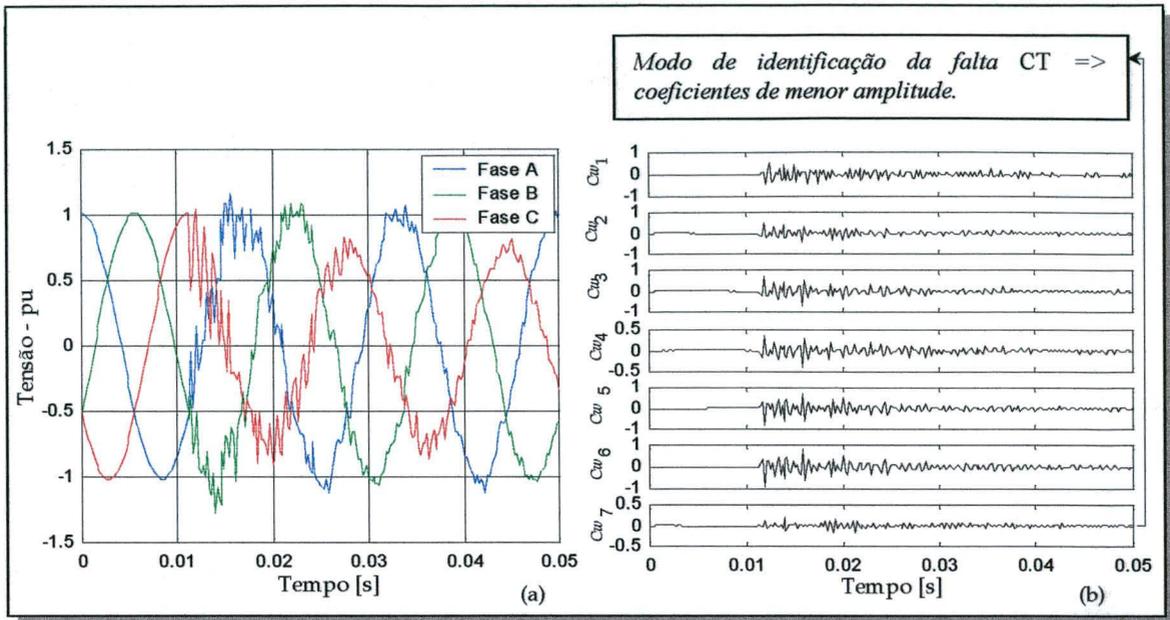


Fig. 5.35 - (a) Sinais de tensão pré e pós falta CT em 0.2l. (b) Coeficientes *wavelet* desacoplados.

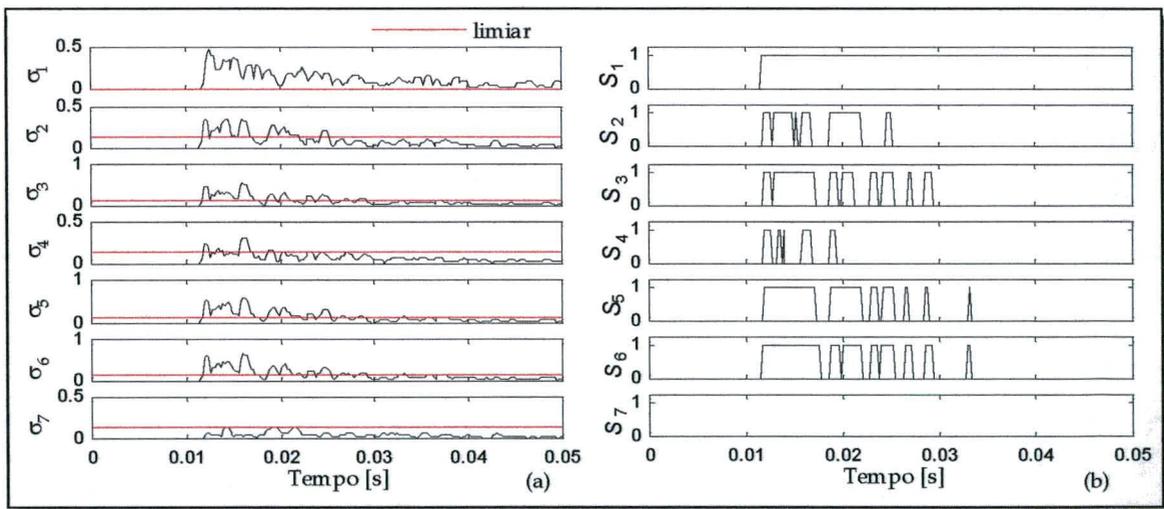


Fig. 5.36 - (a) Curvas de desvio padrão e limiar. (b) Saídas do identificador.

Outro exemplo, é apresentado no conjunto de Figs. 5.37 e 5.38. Nesse caso, não foi possível a identificação da falta (AT) usando simplesmente os sinais de tensão, mesmo com baixo valor de SNR. No entanto, pode-se verificar a correta identificação (Fig. 5.38(b)) com o uso dos sinais de corrente mesmo com SNR igual a 40 dB em regime permanente.

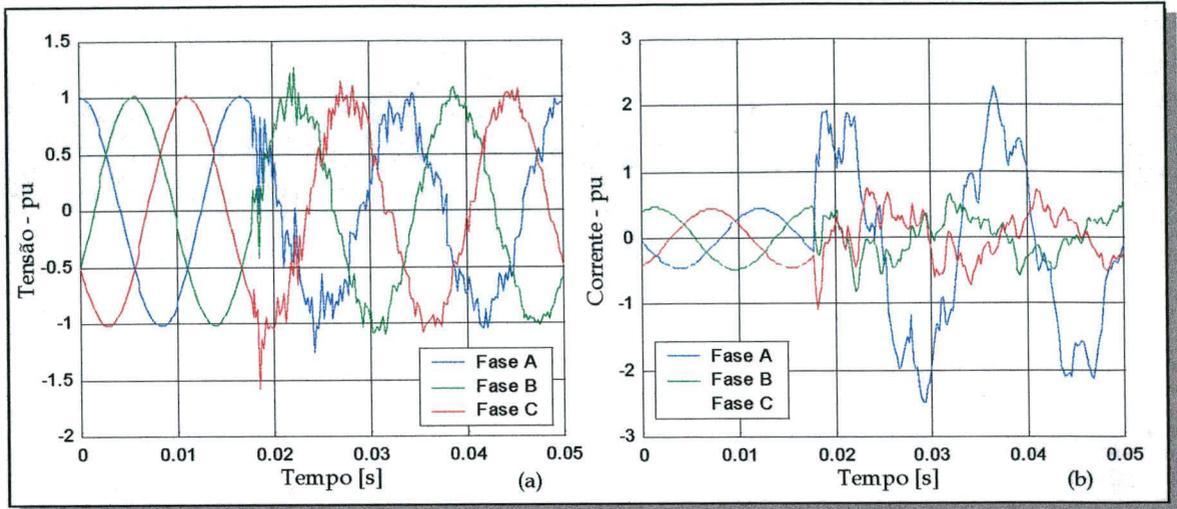


Fig. 5.37- (a) Sinais de tensão pré e pós-falta fase AT. (b) Sinais de corrente pré e pós falta (SNR = 40 dB).

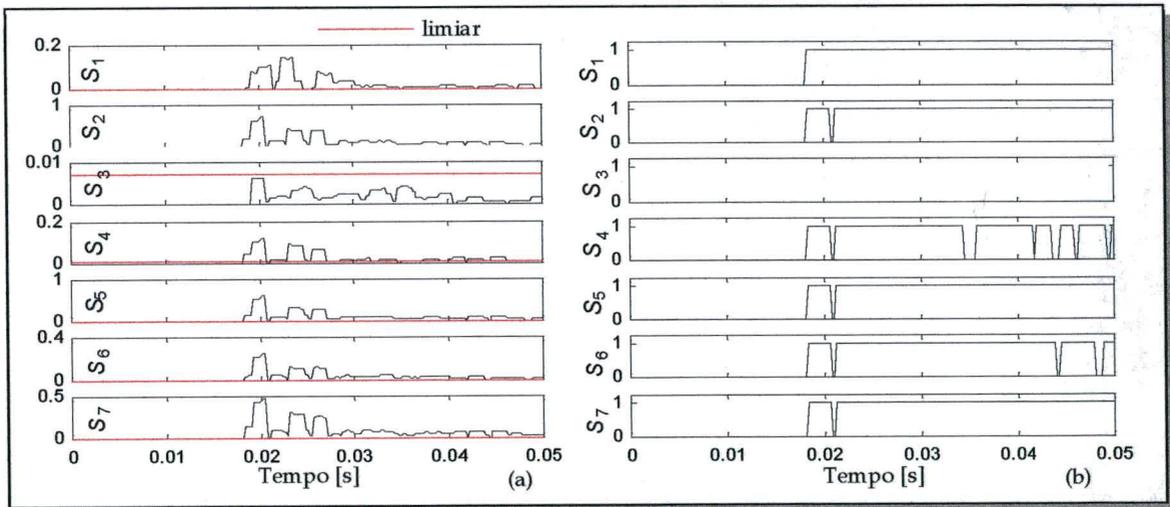


Fig. 5.38- (a) Desvio padrão e limiar. (b) Saídas do identificador (falta AT).

Infelizmente, trabalhar com ruídos de falta em linhas não transpostas é algo bastante complexo. Não é por acaso que a maioria dos autores que trabalham com tal classe de algoritmos o fazem pensando sempre em linhas transpostas. Em nosso caso, verificamos apenas a possibilidade de uso da abordagem apresentada sem, contudo, exaurir as possibilidades. A grande dificuldade apresentada é o estabelecimento de uma adequada política de limiar. Uma outra questão é que as faltas de alta impedância se tornam ainda mais complexas no caso de tais linhas.

Na prática, linhas longas devem ser transpostas por causa do alto fator de desequilíbrio nos sinais de tensão e corrente que elas podem causar (valores de

desequilíbrios superiores a 1,6% não são permitidos por normas). Um exemplo desse desequilíbrio pode ser perfeitamente observável na corrente de curto-circuito trifásica ocorrida no terminal remoto da linha III, mostrada na Fig. 5.39.

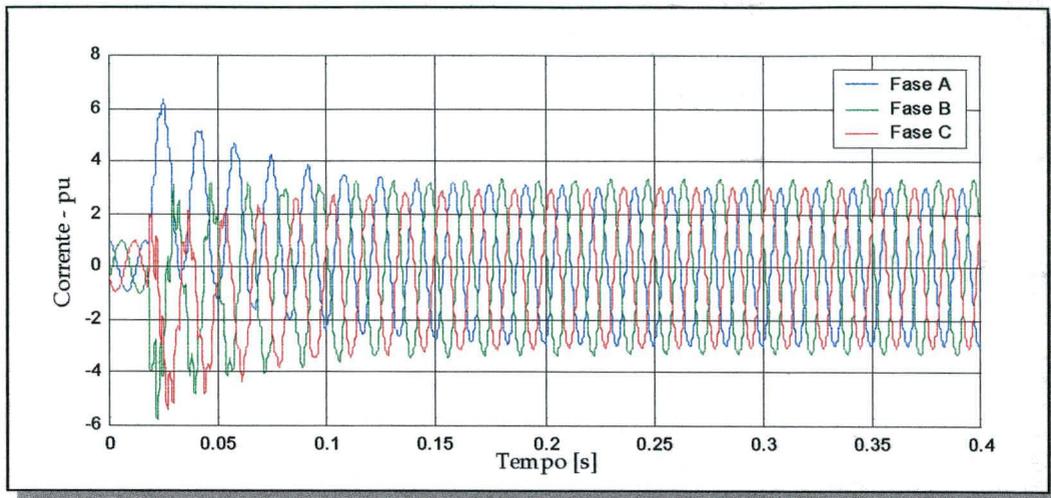


Fig. 5.39- Curto-circuito trifásico no terminal B da linha III, com visível desequilíbrio nas correntes das fases durante regime permanente de falta.

Mesmo assim, é importante salientar que nem sempre é possível uma completa e perfeita transposição e um certo nível de desequilíbrio existirá. Tais desequilíbrios, embora pequenos e dentro dos critérios das normas de operação das linhas de transmissão, também têm sido considerados nas simulações e, nesses casos, o algoritmo tem apresentado desempenho similar ao das linhas perfeitamente transpostas.

5.3.6 – Resposta a outros eventos

Uma questão que normalmente aparece é: qual a resposta do identificador no caso de situações que também geram ruídos ou transitórios na linha de transmissão, porém, não sendo propriamente faltas, tais como chaveamento de carga, chaveamento de banco de capacitores, oscilação de potência, energização de transformadores, etc.?

Para que tal questão seja respondida é importante salientar que o identificador de faltas não é um classificador de eventos. Seria interessante que também o fosse e possuísse um tempo de resposta bem pequeno. No entanto, para fins de proteção, este módulo de identificação (seletor de fases) tem por finalidade apenas indicar qual a fase (ou fases) que está gerando perturbações na linha de transmissão. Ora, nesse caso, o identificador poderá indicar um determinado padrão contido na Tabela 5.2, porém que não seja uma condição de falta na

linha, mas sim um transitório advindo da barra terminal ou além da mesma. É óbvio que somente o identificador não tem poder de tomada de decisão para desligar ou não uma linha de transmissão. Quem tem essa prerrogativa é o estimador de área de falta (ou localizador do ponto de falta) que indicará se a linha deve ou não ser desligada. Qual o tipo de desligamento (se tripolar ou monopolar) será então indicado pelo seletor de fase.

Para fins de averiguação, foram simuladas na linha II (Fig. 5.15), diferentes tipos de ocorrências, tais como: energização do transformador II (com terciário fechado e aberto), energização e rejeição de carga, energização e desligamento do banco de capacitores além de faltas do tipo curto circuito (em diferentes condições) no secundário do transformador II.

Com exceção da energização do banco de capacitores e das faltas no secundário do transformador II, todos os demais eventos simulados, produziram nas saídas do identificador o mesmo padrão das faltas fase-fase-terra, ou seja, todas as saídas foram ativadas. Tal padrão se deve ao fato de que muitos dos eventos (perda de carga, energização de transformador, dentre outros) provocarão perturbações em todas as fases refletindo-se, inclusive, no modo terra. Como exemplo, a Fig. 5.40 apresenta o caso a energização de carga (900 MVA, $\cos\phi$ 0,9).

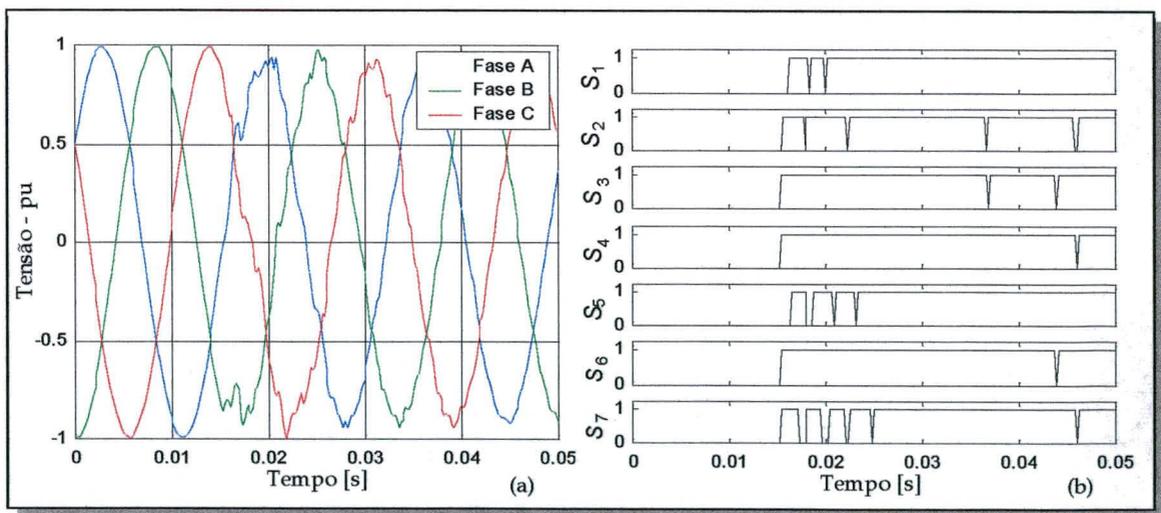


Fig. 5.40- (a) Sinais de tensão - energização da carga no terminal B (Fig. 5.15). (b) Saídas do identificador.

Já a energização do banco de capacitores (com chaveamento não sincronizado) assume a forma de um curto-circuito trifásico equilibrado, o que não deixa, de certa forma, de ser verdade (refira-se a Fig. 5.40).

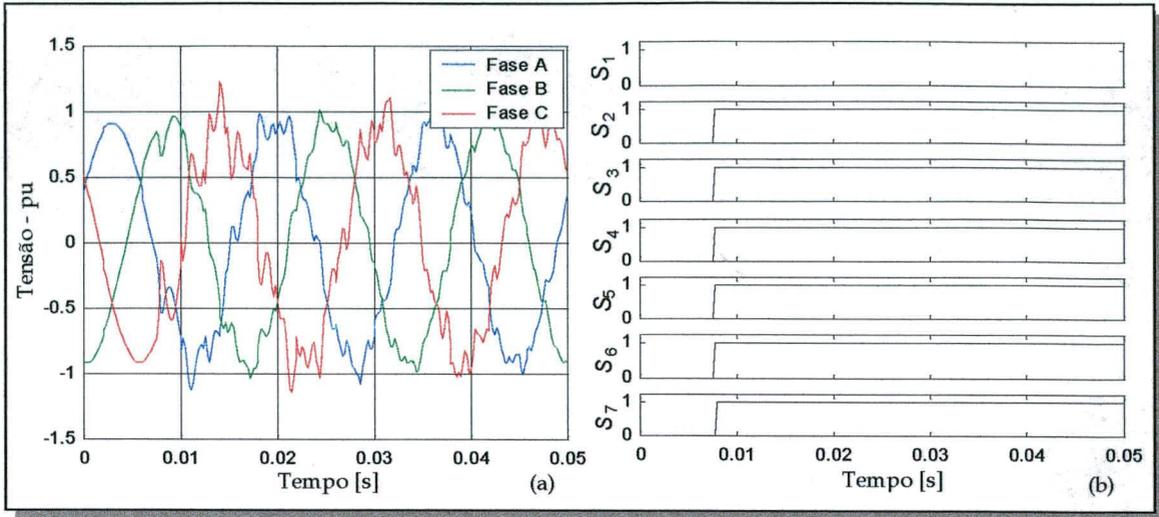


Fig. 5.40- (a) Sinais de tensão - energização do banco de capacitores (Fig. 5.15). (b) Saídas do identificador.

Curto-circuitos no terminal da carga (barra B) serão corretamente identificados como tal. Por exemplo, a Fig. 5.41 mostra o resultado de um curto-circuito fase A-terra no secundário do transformador II, estando o mesmo a vazio e com terciário aberto. Já a Fig. 5.43, trata-se de um curto-circuito trifásico com posterior rejeição de carga após 12,4 ms . Como já salientamos nenhuma decisão deverá ser tomada pelo relé em tais casos. No próximo capítulo, mostraremos que tais ocorrências serão indicadas como estando além da zona protegida pelo relé ($x \geq 100\%$ do comprimento da linha).

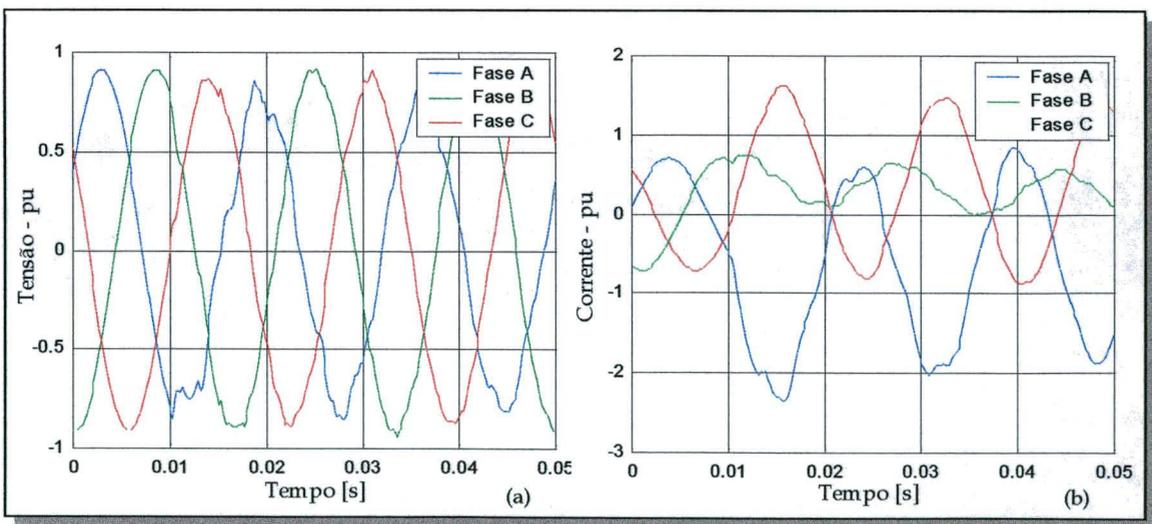


Fig. 5.41- Curto-circuito no secundário do transformador II (Fig. 5.15)
 (a) Sinais de tensão. (b) Sinais de corrente.

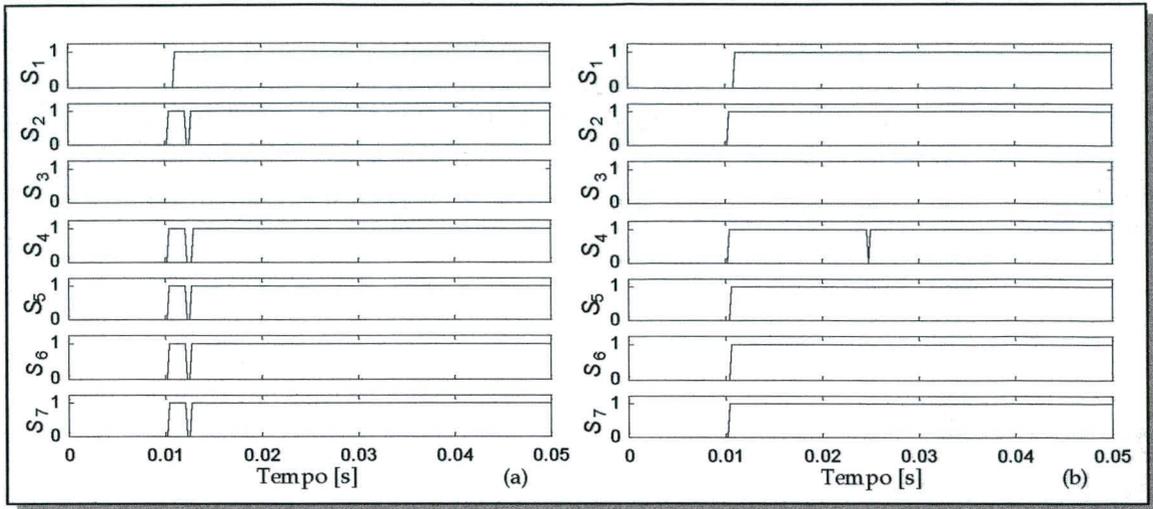


Fig. 5.42- Saídas do identificador para os sinais da Fig.5.41.
(a) Para os sinais de tensão. (b) Para os sinais de corrente.

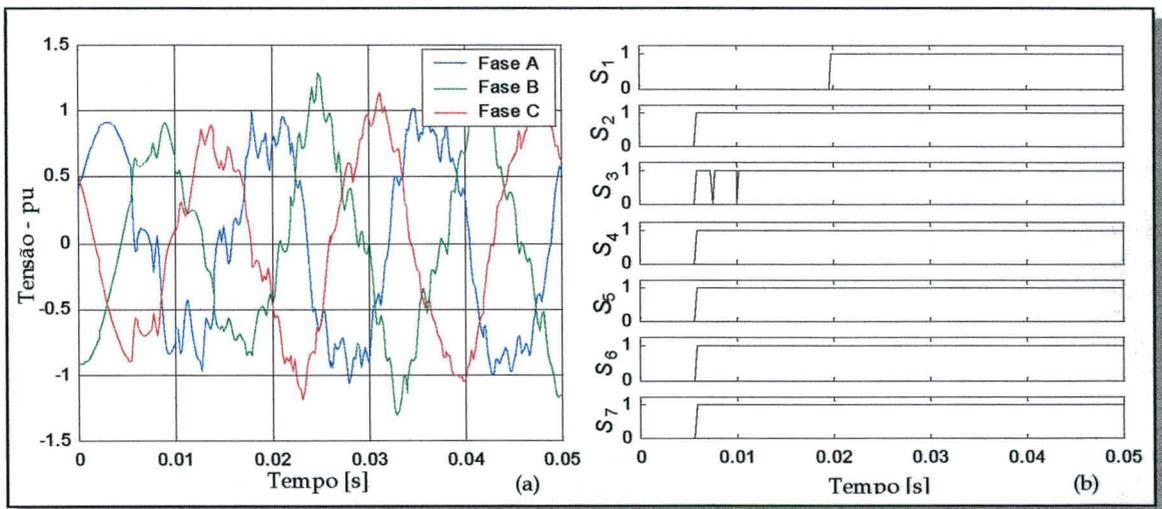


Fig. 5.43- Curto-circuito trifásico no terminal de carga (Fig. 5.15) com abertura do disjuntor em 0,0166 s. (a) Sinais de tensão. (b) Saídas do identificador.

5.4 – COMENTÁRIOS SOBRE OUTROS MÉTODOS

O objetivo desta seção não é exatamente fazer comparações de resultados a fim de estabelecer o melhor método, mesmo porque não se têm todos os elementos para tal. Trata-se, no entanto, de tecer alguns comentários relativos a alguns métodos

recentemente apresentados na literatura especializada da área. Três métodos são aqui mencionados:

1º. método: proposto por Dalstein e Kulicke [84], trata-se de uma rede neural que utiliza como entrada as amostras atuais e mais quatro amostras passadas de ambos os sinais de tensão e corrente. A taxa de amostragem é de 1 kHz e não há qualquer tratamento sobre estes sinais. A rede neural é do tipo *feedforward* treinada com algoritmo *backpropagation*. A mesma possui 30 nós de entrada, 20 e 15 neurônios em duas camadas ocultas e 11 neurônios na camada de saída, classificando os 10 tipos de falta e mais um estado dito normal. Segundo os autores, a rede foi treinada com um conjunto de 45000 padrões derivados de 2268 faltas simuladas. Também, segundo os autores, a rede, após ter sido treinada, foi testada com 240 tipos de faltas simuladas para o mesmo sistema de potência. Os resultados apresentados mostram que todas as faltas foram bem identificadas num tempo entre 5 e 7 ms. Os autores não realizaram testes com dados reais de registros de falta, bem como não avaliaram o uso do sistema em tempo real.

Algumas questões permanecem:

- (i) É necessário tamanho conjunto de treinamento?
- (ii) Foi suficiente o conjunto de testes?
- (iii) Qual o valor das resistências de falta e qual a distância máxima considerada?
- (iv) Possuirá a rede capacidade de generalização quando aplicada a outros sistemas de transmissão?
- (v) Em tempo real, a rede com 1065 operações de multiplicação (pesos sinápticos) e mais 46 funções de ativação (multiplicações e divisões) para cada intervalo de amostragem, fornecerá ainda o mesmo tempo de identificação (5 a 7 ms) ?

2º. método: proposto em [78] trata-se de um sistema *neuro-fuzzy*. Os autores, no entanto, não fornecem detalhes sobre a estrutura do mesmo. Sabe-se porém que tal sistema utiliza somente os sinais de corrente que, por sua vez, são tratados por um pesado esquema de pré-processamento. Um algoritmo de FFT é usado para remover as altas frequências e atenuar o componente contínuo das correntes de falta. Posteriormente

são obtidas, por transformação linear, os componentes de seqüência zero, positiva e negativa bem como algumas relações entre estes. Mais três módulos utilizando regras *fuzzy* são usados para a identificação das faltas. Os autores não mencionam o número de testes realizados, porém apresentam os resultados de algumas faltas simuladas em diferentes locais — 10%, 50% e 90% do comprimento de uma linha. Resultados mostram faltas sendo identificadas em torno de 5 ms e outras num tempo de 10 a 14 ms. Podem-se fazer as seguintes perguntas:

- (i) O tamanho da janela de dados da FFT influencia os resultados. Qual o tamanho adotado? Foi considerado o momento de transição entre o regime permanente (pré-falta) e o regime de pós-falta?
- (ii) O uso de FFT em sinais não-estacionários não poderá provocar erro na análise dos sinais?
- (iii) Foi suficiente o conjunto de testes?
- (iv) O tempo de identificação superior a 10 ms não seria muito elevado, tendo em vista que métodos convencionais podem fornecer tais velocidades?

3º. método: apresentado em [98], os autores utilizam o método de análise multi-resolução (filtro Daub4), para obter os coeficientes no primeiro nível de decomposição. São usados os sinais de corrente a uma baixa taxa de amostragem (600 Hz). Filtros passa-baixas com frequência de corte de 300 Hz são utilizados no pré-processamento.

Após cada instante de amostragem, os sinais de detalhe (d_1) das três fases são calculados. A partir desses, o programa obtém a variação abrupta (*sharp variation*) dos coeficientes *wavelet*, considerando o coeficiente atual e o coeficiente obtido atrasado de um ciclo (N amostras atrasadas).

A falta é considerada (detectada) após três (3) variações abruptas acumuladas, cujos valores estão acima de um limiar. Após o cálculo de algumas relações de falta (espécie de assinatura da falta), segue um algoritmo seqüencial convencional com várias operações de comparação (24 operações *if-then*). Existe também a necessidade do cálculo do componente de seqüência zero.

O algoritmo apresentado possui uma satisfatória habilidade de detectar e identificar faltas inclusive com valores elevados de resistência. Os autores apresentam alguns resultados considerando localização, resistência de falta e ângulos de incidência, porém, não mencionam a quantidade de testes executados e nem mesmo avaliações sobre o tempo de identificação.

Embora o nível de limiar, adotado pelos autores, não tenha sido indicado na publicação, o algoritmo foi implementado e alguns testes foram feitos para fins de comparação. Foram observados os seguintes resultados:

- (i) Diferentes tipos de faltas, mesmo com alta resistência, foram identificadas em um tempo entre 7 e 8 ms.
- (ii) O tempo de identificação foi superior ao desejado (10 a 14 ms) para alguns tipos de falta fase-fase e fase-fase-terra.
- (iii) Algumas identificações resultaram incorretas para as faltas com média e alta corrente de carga (pré-falta) e elevadas resistências.
- (iv) O algoritmo é bastante dependente da taxa de amostragem. Com taxas superiores a 1200 Hz, as faltas com alta resistência são identificadas em tempos superiores a 12 ms. Com taxas superiores a 1800 Hz algumas faltas não são detectadas.

Deve-se mencionar que não foram esgotadas todas as possibilidades para os testes realizados, a fim de se ter uma efetiva avaliação do algoritmo mencionado. No entanto, tais testes nos forneceram suficientes informações para fins de análise de desempenho.

5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as principais idéias do desenvolvimento do identificador de faltas para uso em relés de proteção de linhas de transmissão. O uso da transformada *wavelet* como ferramenta para extrair características das formas de onda e retratar os padrões de falta tem-se mostrado bastante eficiente.

3.274 faltas foram testadas utilizando-se a metodologia proposta neste trabalho. Quando se consideram os sinais de tensão, 158 faltas (com SNR igual a 40dB) ficaram fora dos padrões desejados pela Tabela 5.2. Isto significa um percentual de 4,8% do conjunto total testado. Se porém acrescentarmos o uso dos sinais de corrente no qual somente 11 faltas não foram corretamente identificadas, o percentual de erro cai para 0,33% do total de testes efetuados.

CAPÍTULO 6

LOCALIZAÇÃO DE FALTAS

6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentados o desenvolvimento e os resultados de um algoritmo para a localização de faltas em linhas de transmissão. Na realidade os passos utilizados para se obter os resultados finais desejados são os mesmos já mostrados no capítulo anterior, ou seja, a mesma estrutura usada para a identificação das faltas é aqui utilizada no caso da localização de faltas. No entanto, duas principais diferenças irão existir entre as abordagens desenvolvidas. A primeira é a incorporação à estrutura já existente, de uma rotina própria para a localização das faltas, que nesse caso, além da localização em si, automaticamente irá indicar a fase ou as fases faltosas. A segunda diferença é o fato de que o localizador não faz uso apenas dos ruídos gerados pelas ondas viajantes mas sim da própria onda viajante. É óbvio que neste caso, há que se trabalhar com uma mais elevada frequência de amostragem do que no caso da identificação de faltas.

É importante, nesse começo, esclarecer a questão da localização de faltas. Na maioria dos relés de distância, principalmente aqueles baseados em formas de onda na frequência fundamental, a impedância "vista" pelo relé é uma medida aproximada, admitindo-se até 10% de erro. Esse fato se deve aos erros de medição (TCs, TPs, etc.) e às poucas informações que devem ser processadas em tempo real. Por isso, essa abordagem é normalmente denominada de *estimação* do local da falta, não servindo portanto como informação principal para as equipes de manutenção de linha, visto que os erros envolvidos podem ser grandes. Para esses casos, normalmente utiliza-se um localizador de faltas, na forma de um instrumento *stand-alone* ou como um *hardware/software* incorporado ao próprio relé de distância, cujo processamento das informações se dará em modo *off-line*. Isto porque o processamento é mais complexo, compreendendo mais informações e, por sua vez, mais tempo para que o ponto de falta seja localizado com mais exatidão.

Por sua vez, o algoritmo que será apresentado, fazendo uso das técnicas de ondas viajantes, pode ser visto como um localizador de faltas operando em tempo real, servindo como parte integrante de um relé de distância e, ao mesmo tempo, fornecendo informações exatas sobre o ponto de falta. Embora o grande problema dos métodos baseados em ondas viajantes seja a alta taxa de amostragem necessária para capturar os surtos que se refletem nas barras, esse tem sido contornado tendo em vista as bases do desenvolvimento, assumidas e descritas na Seção 4.3.

6.2 - O PRINCÍPIO DA TEORIA DAS ONDAS VIAJANTES

As distribuições das correntes e das tensões nas N fases de uma LT podem ser obtidas em função da localização e do tempo, ou seja:

$$\left[\frac{\partial v}{\partial x} \right] = -[L] \left[\frac{\partial i}{\partial t} \right] + [R][i] \quad (6.1)$$

$$\left[\frac{\partial i}{\partial x} \right] = -[C] \left[\frac{\partial v}{\partial t} \right] + [G][v] \quad (6.2)$$

sendo L, R, G e C, os parâmetros distribuídos da linha: indutância, resistência, condutância e capacitância por unidades de comprimento, respectivamente.

A solução de tais equações é uma tarefa bastante complexa, pois, devido ao acoplamento eletromagnético das fases, irão existir diferentes modos de propagação das ondas de tensão e corrente.

Como já visto anteriormente, as N equações mutuamente acopladas em variáveis de fase podem ser convertidas em N equações equivalentes monofásicas desacopladas, as quais descrevem um modo terra (modo zero) e N-1 modos aéreos.

Supondo que tal desacoplamento seja realizado, uma solução de (6.1) e (6.2) é dada por:

$$v = v_+(t - \beta x) + v_-(t + \beta x) \quad (6.3)$$

$$i = i_+(t - \beta x) + i_-(t + \beta x) \quad (6.4)$$

Estas equações são compostas de duas ondas se deslocando em direções opostas, com velocidade dada por:

$$v = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.5)$$

As funções v_+ e v_- são arbitrárias e determináveis pelas condições de contorno, sendo que as mesmas se relacionam com as correntes através da impedância característica da linha, também chamada de impedância de surto (Z_s), ou seja:

$$\frac{v_+}{i_+} = Z_s = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.6)$$

$$\frac{v_-}{i_-} = -Z_s = -\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.7)$$

Das equações anteriores pode-se obter os componentes v_+ e v_- tal que:

$$F_1 = 2v_+ = v + Z_s i \quad (6.8)$$

$$F_2 = 2v_- = v - Z_s i \quad (6.9)$$

Das equações (6.8) e (6.9) conclui-se que, a ocorrência de um determinado curto-circuito pode ser interpretada como uma onda de tensão que se propaga, a partir do ponto de falta, nos dois sentidos: uma onda direta (ou incidente) F_1 e outra onda reversa F_2 . Ambas possuem o mesmo valor, porém com sinal oposto ao da tensão imediatamente antes da falta, naquele ponto. Conseqüentemente, uma onda em um determinado sentido vai anulando a tensão ao longo da linha na medida em que se propaga. Ao encontrar uma descontinuidade de impedância (fontes, transformadores, etc.), a onda se reflete e retorna ao ponto de defeito onde haverá uma nova reflexão e assim por diante.

6.3 - ABORDAGEM DA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS POR ONDAS VIAJANTES

Uma maneira prática de abordar o problema das ondas viajantes, relacionando-se às distâncias envolvidas, é utilizando o bem conhecido diagrama de *Lattice*.

Suponhamos um trecho de uma linha de transmissão, de comprimento l , limitada pelos terminais A e B e seu correspondente diagrama de *Lattice* relacionado a esse trecho, mostrado na Fig. 6.1, o qual ilustra as reflexões e as refrações de ondas viajantes iniciadas em um hipotético ponto de falta P_f a x km da barra A.

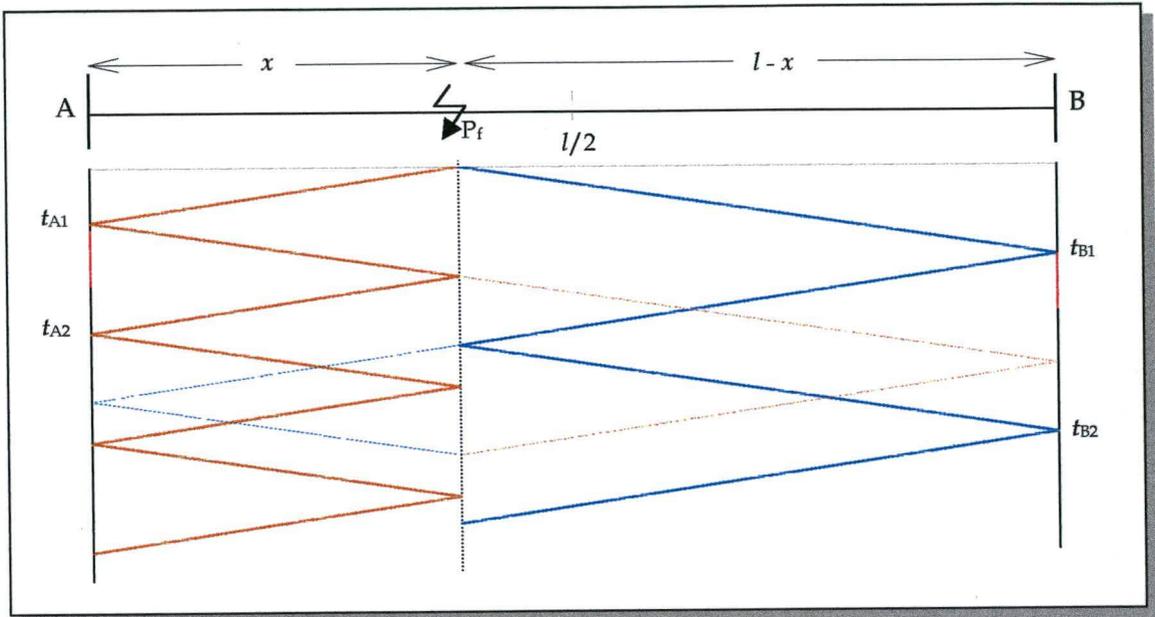


Fig. 6.1 - Diagrama de *Lattice* - faltas entre fases.

Partindo do ponto P_f , a primeira onda chegará no terminal A no tempo t_{A1} . No terminal A, esta sofrerá uma reflexão e viajará de volta até o ponto de falta, onde, novamente será refletida e voltará ao terminal A no tempo t_{A2} . O mesmo fenômeno ocorre no terminal oposto (B) da linha, onde a primeira onda direta chegará no tempo t_{B1} tornando a voltar ao terminal no B tempo t_{B2} .

O tempo de chegada da primeira onda depende obviamente da velocidade de propagação da onda e da distância em que a falta tem ocorrido, ou seja:

$$t_{A1} = \frac{g}{x} \quad \text{e} \quad t_{B1} = \frac{g}{l-x}. \quad (6.10)$$

Pode-se observar também pelo diagrama de *Lattice* que, em ambos os terminais, chegarão igualmente ondas refletidas dos terminais remotos por causa da refração que ocorre no ponto P_f . No entanto, a teoria das ondas viajantes indica que, para faltas não aterradas, as ondas refratadas podem ser desprezadas. Ora, isso significa que,

medindo-se o intervalo entre duas ondas subseqüentes, a distância da falta poderá ser calculada com boa precisão, no terminal A:

$$x = \frac{\mathfrak{V}(t_{A2} - t_{A1})}{2}, \quad (6.11)$$

ou no terminal B:

$$l - x = \frac{\mathfrak{V}(t_{B2} - t_{B1})}{2}. \quad (6.12)$$

Por outro lado, para as faltas com contato a terra, duas questões devem ser analisadas:

- (i) A velocidade de propagação das ondas.

Por causa do acoplamento mútuo existente nas linhas de transmissão, entre fases e entre fases e terra, existirão diferentes velocidades de propagação das ondas, também denominados de modos de propagação. Normalmente, em linhas trifásicas, um modo terra (\mathfrak{V}_0) e dois modos aéreos (\mathfrak{V}_1 e \mathfrak{V}_2). Nas linhas equilibradas as velocidades \mathfrak{V}_1 e \mathfrak{V}_2 são iguais e aproximadamente a velocidade da luz \mathfrak{V}_c . No modo terra, a velocidade de propagação (\mathfrak{V}_0) é menor, cerca de 70% da velocidade nos modos aéreos, uma vez que envolve propagação de ondas por caminhos de retorno (solo, cabos pára-raios, etc.). Estes modos de propagação podem ser separados através do uso das matrizes de transformação modal conforme já visto no capítulo anterior. Uma vez realizada tal transformação, normalmente utiliza-se, para o cálculo da distância da falta, a velocidade do modo aéreo (\mathfrak{V}_1).

- (ii) As ondas refletidas dos terminais remotos.

Dois casos diferentes devem ser tratados.

- (ii.1) Faltas que ocorrem na primeira metade da linha de transmissão.

Analisando novamente o diagrama de *Lattice* da Fig. 6.1 e, considerando a medição no terminal A, vê-se que a distância da falta poderá ser calculada da mesma maneira que para as faltas não aterradas, ou seja, medindo-se o intervalo de tempo entre as duas primeiras ondas e utilizando-se a Eq. (6.11), com $\mathfrak{V} = \mathfrak{V}_1$.

- (ii.2) Faltas que ocorrem na segunda metade da linha.

Nestes casos, as ondas refletidas no terminal remoto e refratadas no ponto de falta não mais poderão ser desprezadas. Assim, observando-se o diagrama de *Lattice*, agora apresentado na Fig. 6.2, a distância x da falta poderá ser calculada como segue:

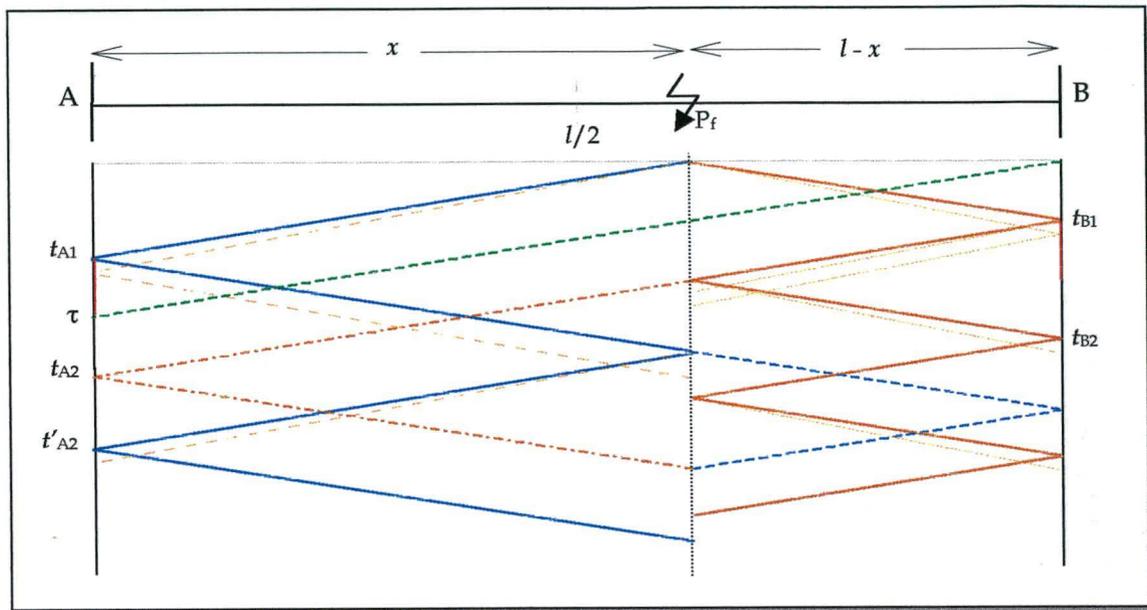


Fig. 6.2 - Diagrama de *Lattice* - faltas entre fase-terra na segunda metade da linha.

$$x = \mathfrak{S}.t_{A1}; \quad (6.13)$$

$$l + (l - x) = \mathfrak{S}.t_{A2}. \quad (6.14)$$

Subtraindo-se (6.13) de (6.14), vem

$$x = l - \frac{\mathfrak{S}.(t_{A2} - t_{A1})}{2}. \quad (6.15)$$

6.4 - APLICANDO A TRANSFORMADA WAVELET

6.4.1 - Faltas não aterradas

Seja o sinal trifásico de tensão apresentado na Fig. 6.3(a). Trata-se de um sinal normalizado, com SNR de 40 dB, contendo, a partir do instante 0,01694 s, um transitório gerado por uma falta bifásica AB e ocorrida a 80,5 km do terminal A da linha de transmissão I (Fig. 5.14). Embora para as faltas entre fases a resistência envolvida

normalmente é muito pequena (resistência de arco), tal falta foi simulada com uma resistência igual a 100Ω , fazendo com que o transitório fosse rapidamente amortecido.

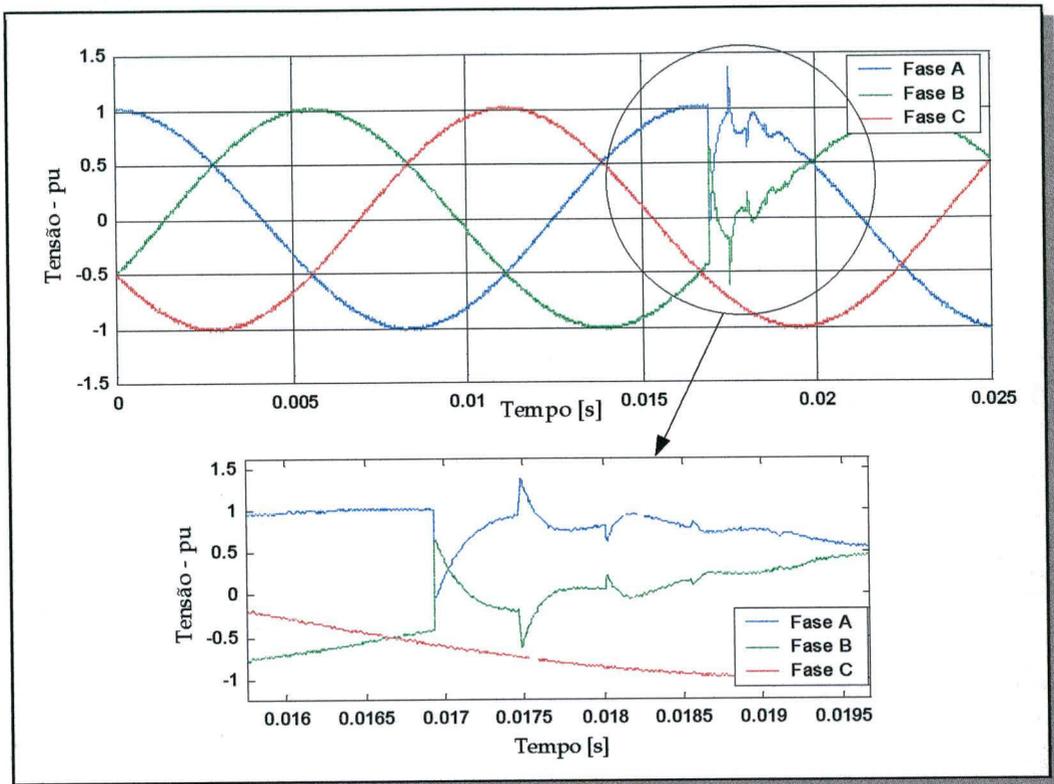


Fig. 6.3 - (a) Sinal de tensão contendo transitório. (b) Detalhes das ondas viajantes.

Por causa da frequência de amostragem adotada (200 kHz), foi possível capturar as frentes de onda viajantes, representadas pelas abruptas variações (picos de tensão) presentes durante o transitório e melhor visualizadas na Fig. 6.3(b) em detalhe.

Para fins de localização da falta é necessário detectar os exatos instantes das primeiras frentes de onda. Ora, nesse caso, a transformada *wavelet* é bastante apropriada e realiza tal tarefa com relativa facilidade, como pode ser verificado pela Fig.6.4.

No caso das faltas entre fases, em linhas simétricas, somente um modo de propagação irá existir. Porém, considerando os demais tipos de falta, os diferentes modos de propagação das ondas viajantes devem ser separados. Assim, da mesma maneira realizada no capítulo anterior, os coeficientes *wavelet* desacoplados (do_i) são obtidos. A constante $(1/3)$ da matriz W (Eq. 5.4) tem sido omitida.

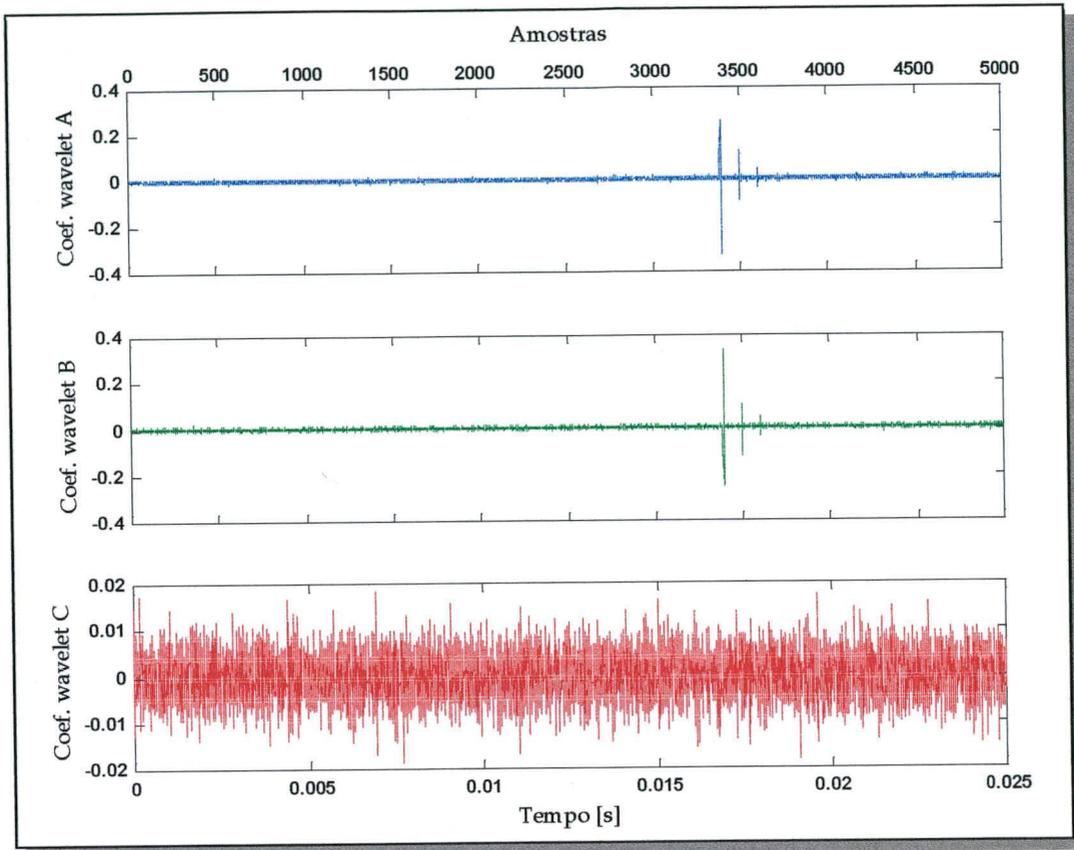


Fig. 6.4 - Coeficientes *wavelet*, nível 1, dos sinais de fase.

Ainda, de modo a reduzir o efeito do ruído não correlacionado e facilitar a determinação do tempo de ocorrência de cada onda que chega ao terminal da linha, os coeficientes *wavelet* desacoplados são agora elevados ao quadrado, os quais temos denominado de CWdq. A Fig. 6.5 mostra estes coeficientes para o exemplo da Fig. 6.3.

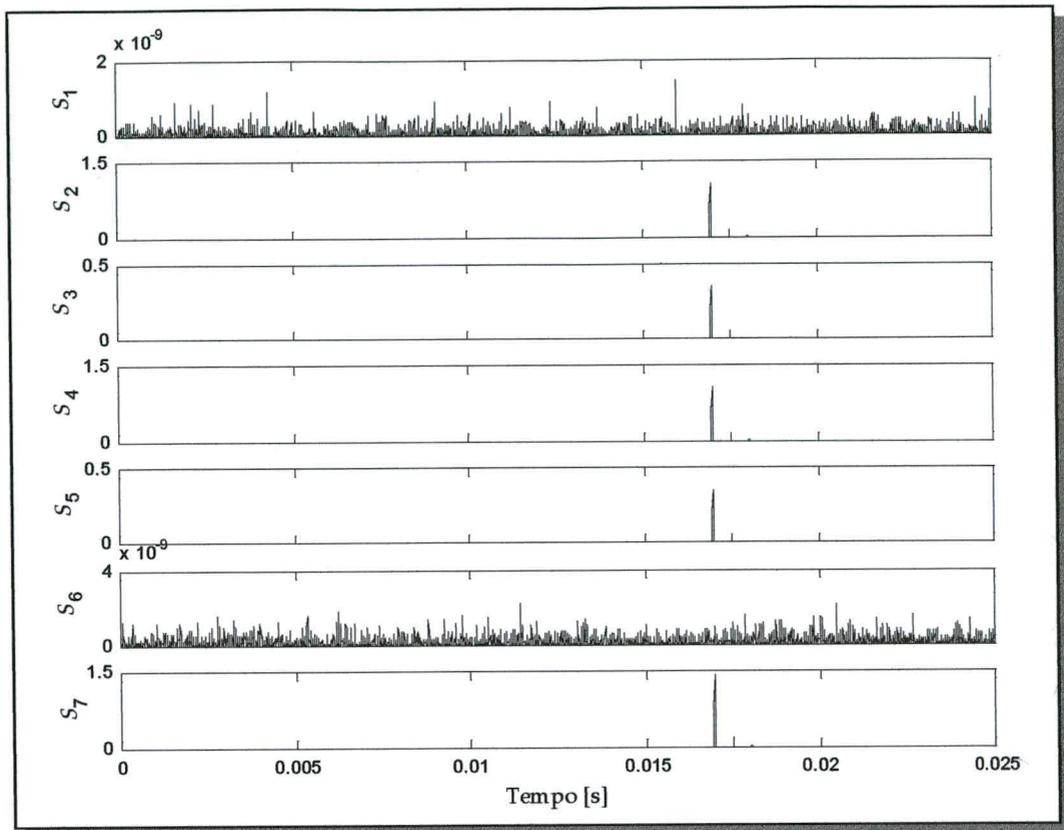


Fig. 6.5 - Coeficientes *wavelet* desacoplados elevados ao quadrado, relativos à Fig. 6.4.

Como já era esperado, a Fig. 6.5 mostra a saída 1 (modo terra) e a saída 6 (modo aéreo) contendo apenas ruídos, servindo para a identificação das fases faltosas, no caso falta AB, como apresentado no capítulo anterior. Nas demais saídas (modo aéreo) pode-se notar coeficientes de valores relativamente elevados e localizados nos exatos instantes das chegadas das frentes de onda. No caso específico do exemplo apresentado, as subseqüentes ondas viajantes sofrem significativa atenuação por causa da elevada resistência de falta. Se olharmos mais de perto uma das saídas da Fig. 6.5, o que é feito com a saída 7, mostrada na Fig. 6.6, podemos ver com mais detalhes os instantes da primeira frente de onda e das ulteriores ondas refletidas no ponto de falta e voltando ao terminal de medição da linha.

Embora haja um notável decrescimento dos coeficientes que representam as ondas viajantes, ainda é possível determinar os instantes de suas ocorrências mediante o estabelecimento de uma adequada política de limiar, que será mostrada posteriormente.

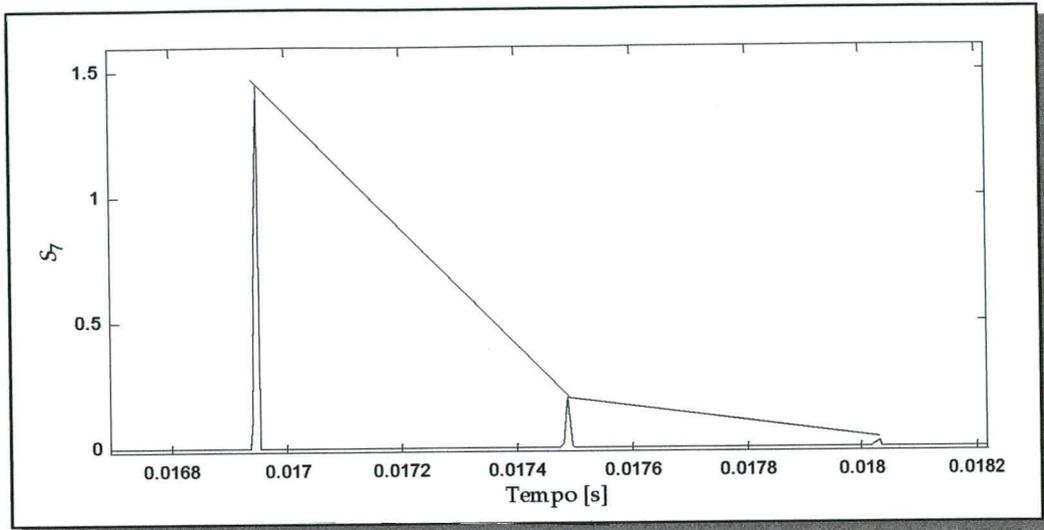


Fig. 6.6 - Detalhes das primeiras frentes de onda (saída 7).

Após a detecção da primeira onda viajante, mediante comparação com um dado limiar ($limiar_1$), o algoritmo determina o instante de ocorrência (t_1) do maior coeficiente ($Maxc_1$) pertencente a esse primeiro pico. A busca desse valor máximo ocorre somente dentro de uma pequena janela contendo entre quatro a cinco amostras, a qual é estabelecida após a detecção dessa primeira onda. Tendo sido determinado o valor e a posição de $Maxc_1$ o algoritmo passa a esperar a segunda variação abrupta dos coeficientes, a qual representa a chegada da segunda onda viajante. No entanto, essa nova detecção não é mais realizada com base no primeiro limiar, mas sim baseado em um novo limiar estabelecido pela seguinte relação:

$$limiar_2 = Maxc_1 \cdot fr \quad (6.16)$$

onde fr é um fator de redução (de $Maxc_1$).

Ocorre normalmente que o $limiar_2$ é maior do que o $limiar_1$. Isso pode, a primeira vista, parecer incoerente, porém, há como justificar tal procedimento, o que será feito oportunamente.

Após a detecção da segunda onda, mediante comparação com o $limiar_2$, uma nova janela se estabelece dentro da qual haverá a busca do segundo maior coeficiente, $Maxc_2$, e do instante de sua ocorrência (t_2). Finalmente, tendo sido determinado os instantes t_1 e t_2 basta aplicar a equação (6.11) para a determinação do local da falta.

Esta seqüência de operação (algoritmo) é executada em todas as saídas. Obviamente as saídas que contêm apenas ruídos (caso da saída 1 e da saída 6 no exemplo da Fig. 6.5) o local da falta será indicado pelo valor 0 ou NA (não aplicável).

Deve-se notar que a aplicação de (6.11) é válida para qualquer tipo de falta. Porém, no caso de uma falta à terra, o que será evidenciado por um valor diferente de zero na saída 1, poderá haver a necessidade de uso da Eq. (6.15).

Para exemplificar o cálculo da distância da falta, para o exemplo apresentado (Fig. 6.3), façamos uso da Fig. 6.7. Nesta, podemos ver com maiores detalhes a primeira e a segunda variação abrupta ocorridas na saída 7. Para facilitar, foi reproduzida tendo como eixo das abscissas a seqüência de amostras do arquivo em questão. As linhas dos limiares são ilustrativas.

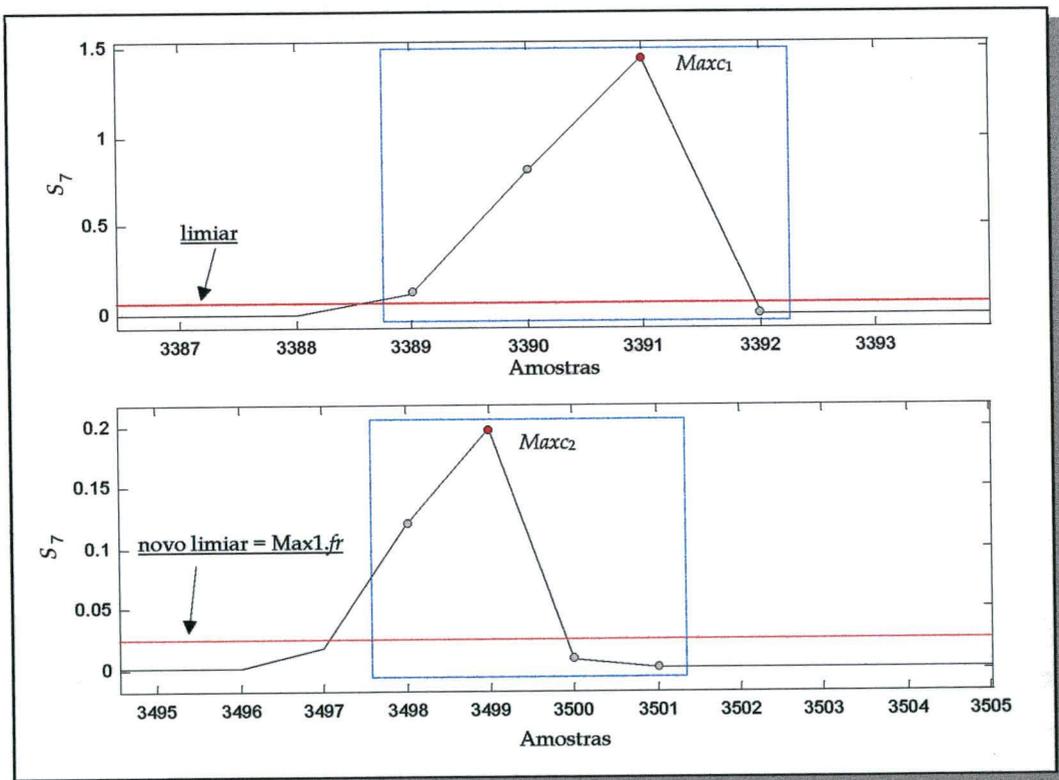


Fig. 6.7 - Detalhes da busca dos valores máximos e suas localizações. (a) Primeira frente de onda. (b) Segunda frente de onda. (Saída 7).

Na Fig. 6.7(a), vê-se que após a detecção da onda (início da falta na amostra 3388), o valor $Maxc_1$ é encontrado na posição 3391. O valor de $Maxc_1$ serve para fixar o novo

limiar, a partir do qual também se detecta a segunda onda e o valor $Maxc_2$ na posição 3499.

Sendo o intervalo de amostragem de $5 \mu s$, tem-se que $\Delta t_i = t_2 - t_1 = 0,017495 - 0,016955$ s. Aplicando (6.11), com $\vartheta_1 = 297.856$ km/h (linha I), vem:

$$x = \frac{\vartheta(t_{A2} - t_{A1})}{2} = \frac{297.856(0,017495 - 0,016955)}{2} = 80,42 \text{ km}$$

Considerando que a falta ocorreu a 80,5 km, o erro é de aproximadamente 0,1%.

Embora seja redundante a realização de tais cálculos nas sete saídas do sistema, tal consideração tem por finalidade, além da própria localização da falta, executar também a função de identificação do tipo de falta. No caso de uma implementação em tempo real, o sistema de proteção saberá qual a distância da falta e qual a fase ou quais as fases faltosas tomando a decisão sobre o desligamento da linha. Para o exemplo mostrado, falta AB, cada saída do sistema localizador/identificador conterà a informação do local da falta conforme mostra a Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização - km
S ₁	NA
S ₂	80,42
S ₃	80,42
S ₄	80,42
S ₅	80,42
S ₆	NA
S ₇	80,42

6.4.2 - Faltas aterradas

Seja agora o sinal trifásico de tensão da Fig. 6.8. Tal sinal é correspondente a uma falta fase B para terra com uma resistência R_f de 100Ω , que ocorre a uma distância de 48,3 km (30% do comprimento l da linha a partir do terminal A - linha de transmissão I (Fig. 5.14)). Assim como no exemplo anterior iremos apresentar, propositadamente, faltas com uma alta resistência no caminho de retorno da corrente de curto-circuito. A finalidade é mostrar que, mesmo com um rápido amortecimento das ondas viajantes, ainda é possível a determinação da distância em que a falta tem ocorrido.

Seguindo os mesmos passos anteriores, os coeficientes *wavelet* de fase são obtidos (Fig. 6.9), desacoplados e elevados ao quadrado, produzindo nas sete saídas do sistema localizador/identificador os sinais mostrados na Fig. 6.10.

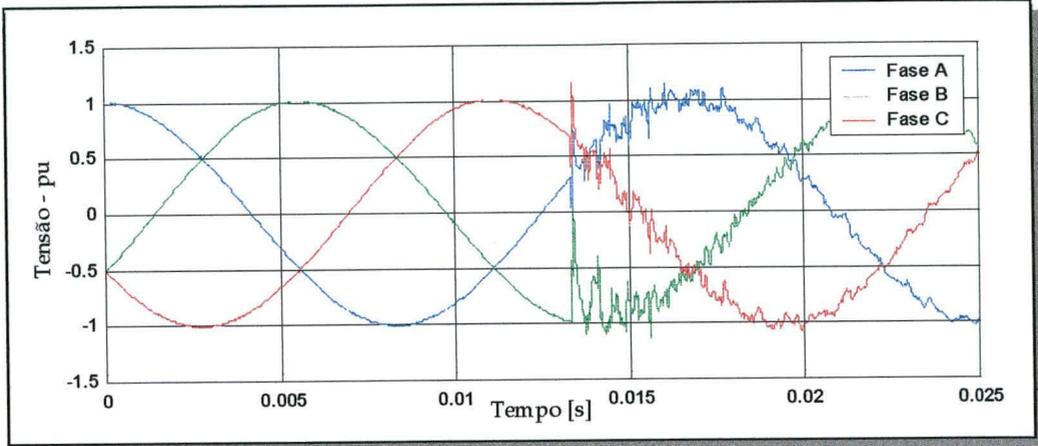


Fig. 6.8 - Sinal de tensão para falta BT a 0,3l com SNR de 60 dB.

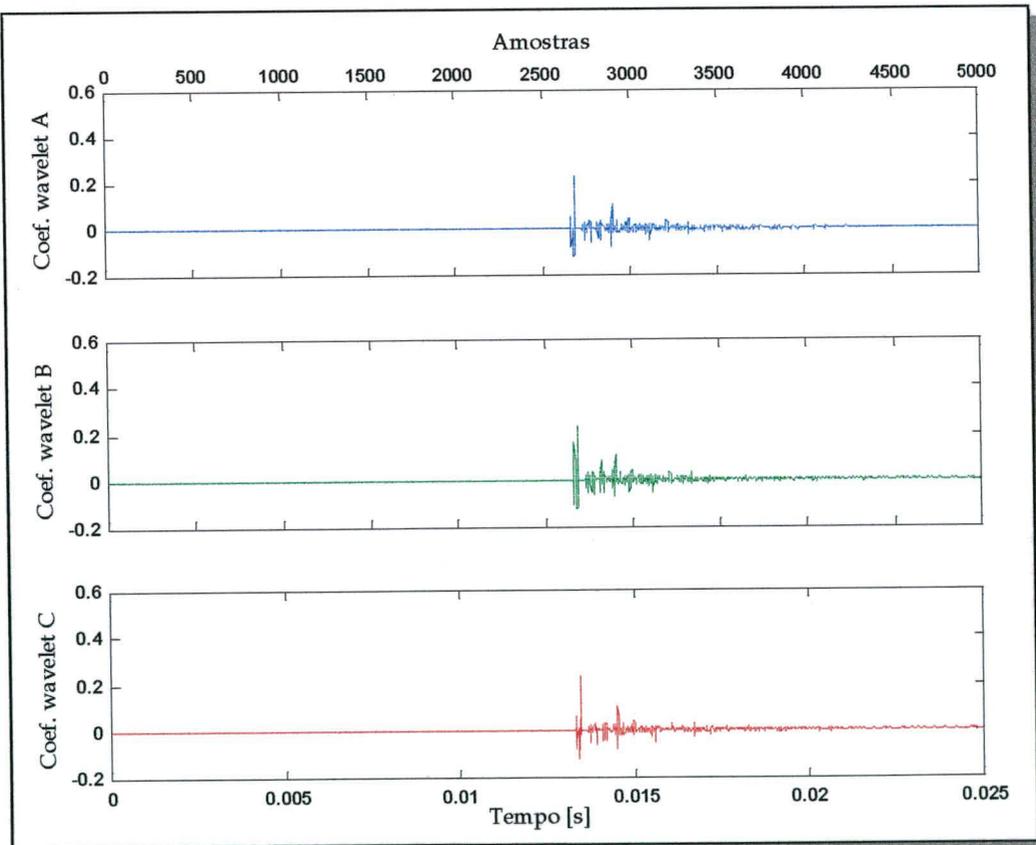


Fig. 6.9 - Coeficientes *wavelet* acoplados do sinal da Fig. 6.8.

Observa-se na Fig. 6.10 a presença de coeficientes com valores significativos em todas as saídas, com exceção da saída 5, o que já era esperado por tratar-se de uma falta

B-Terra. Pode-se observar também que após o primeiro pico segue uma série de outros picos relativamente pequenos, por causa do rápido amortecimento, e não necessariamente em ordem decrescente. Estes coeficientes estão relacionados às ondas viajantes refletidas no ponto de falta e que retornam à barra A, bem como àquelas outras ondas refletidas e advindas do terminal remoto B. Além disso, estas reflexões são causadas por ondas viajando em duas diferentes velocidades.

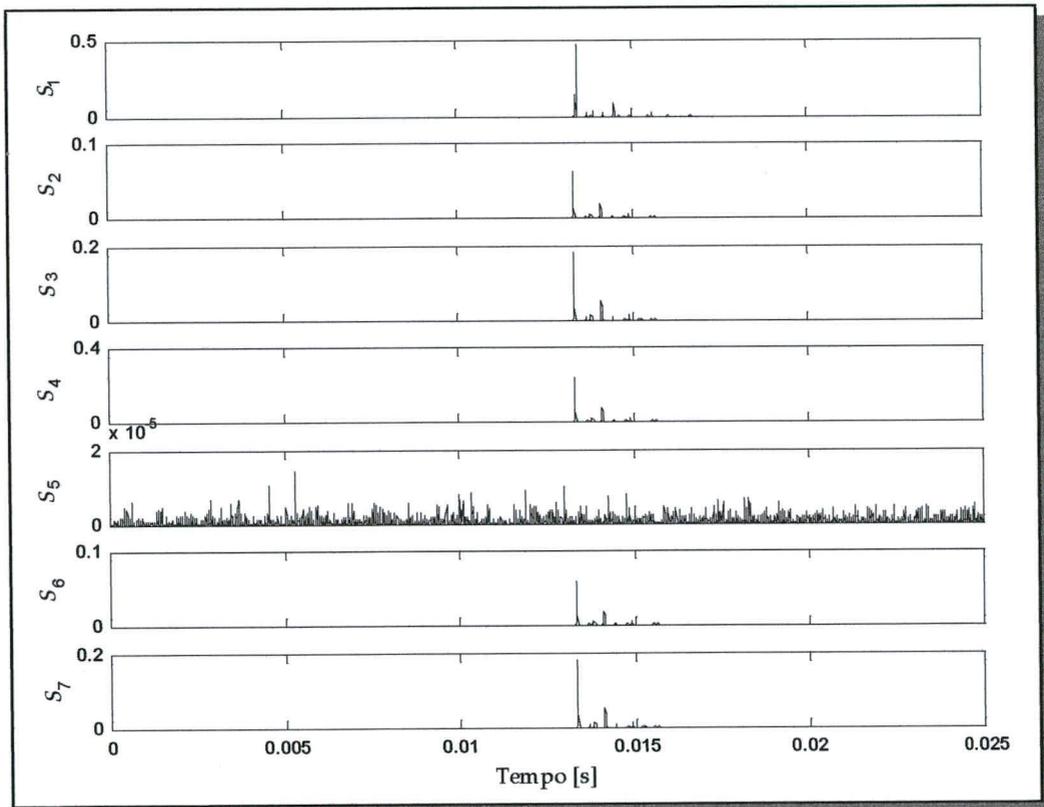


Fig. 6.10 - Coeficientes *wavelet* desacoplados quadráticos (CWQds) referentes aos sinais da Fig. 6.8.

Uma visão mais ampliada destes coeficientes, irá nos revelar alguns importantes detalhes. A Fig. 6.11, por exemplo, apresenta um detalhamento dos coeficientes na saída 1 (modo terra) e na saída 7 (um dos modos aéreos), revelando os números das amostras relativas aos dois primeiros picos, em ambas as saídas. Essas amostras, relativas aos valores máximos ($Maxc_1$ e $Maxc_2$), foram encontrados mediante as estratégias de limiar e de busca que foram adotadas e já apresentadas anteriormente (refira-se a Fig. 6.7).

Com uma frequência de amostragem de 200 kHz, as amostras apontadas na Fig. 6.11(a) e 6.11(b) referem-se, em ambas as saídas, a um mesmo intervalo de tempo $\Delta t_i = 0,000325$ s.

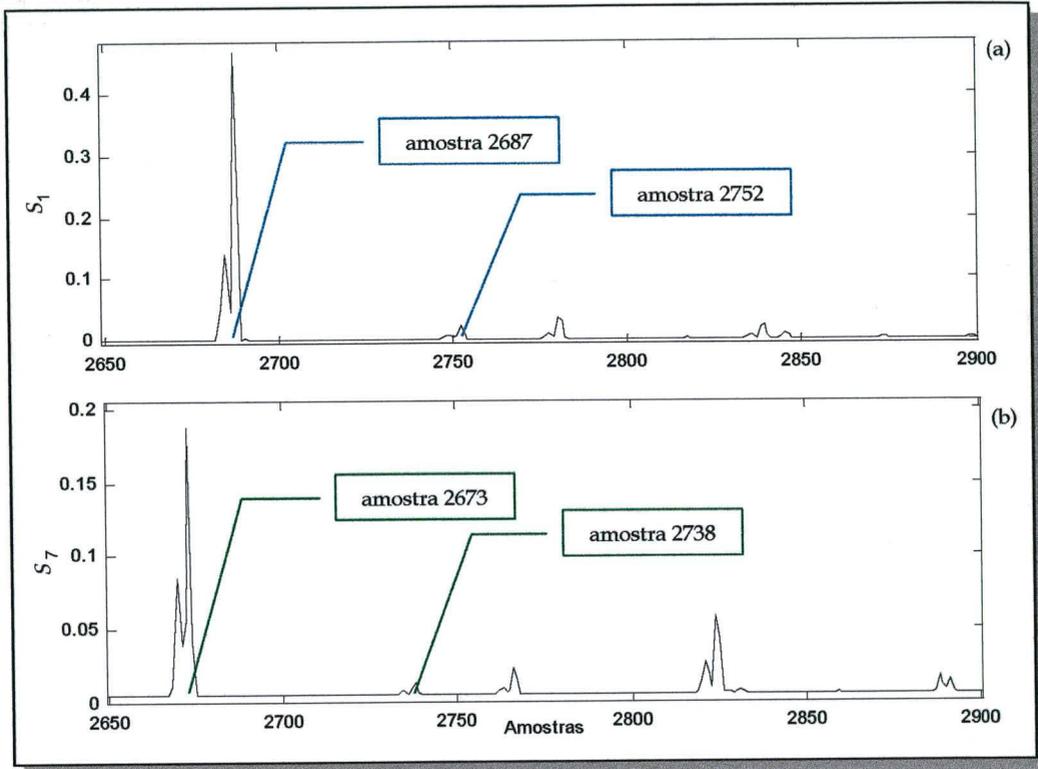


Fig. 6.11 - Amostras referentes aos valores $Maxc_1$ e $Maxc_2$ dos CWqds. (a) Saída 1. (b) Saída 7.

Aplicando-se (6.11) vem:

$$x = \frac{9\Delta t_i}{2} = \frac{297,856(0,000325)}{2} = 48,40 \text{ km}, \text{ resultando na saída do localizador/identificador o vetor mostrado na Tabela 6.2.}$$

Como a falta está localizada a 48,3 km, o erro envolvido é de 0,21%.

Tabela 6.2 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização - km
S ₁	48,40
S ₂	48,40
S ₃	48,40
S ₄	48,40
S ₅	NA
S ₆	48,40
S ₇	48,40

Um importante detalhe a ser considerado, visível na Fig. 6.11, é o atraso (Δt_e) existente entre a primeira onda no modo terra e a primeira onda no modo aéreo. Isso é facilmente compreendido considerando-se a aplicação da transformação modal, a qual separa os diferentes modos de propagação das ondas viajantes. Para isso, façamos algumas considerações a respeito da Fig.6.12, apresentada a seguir.

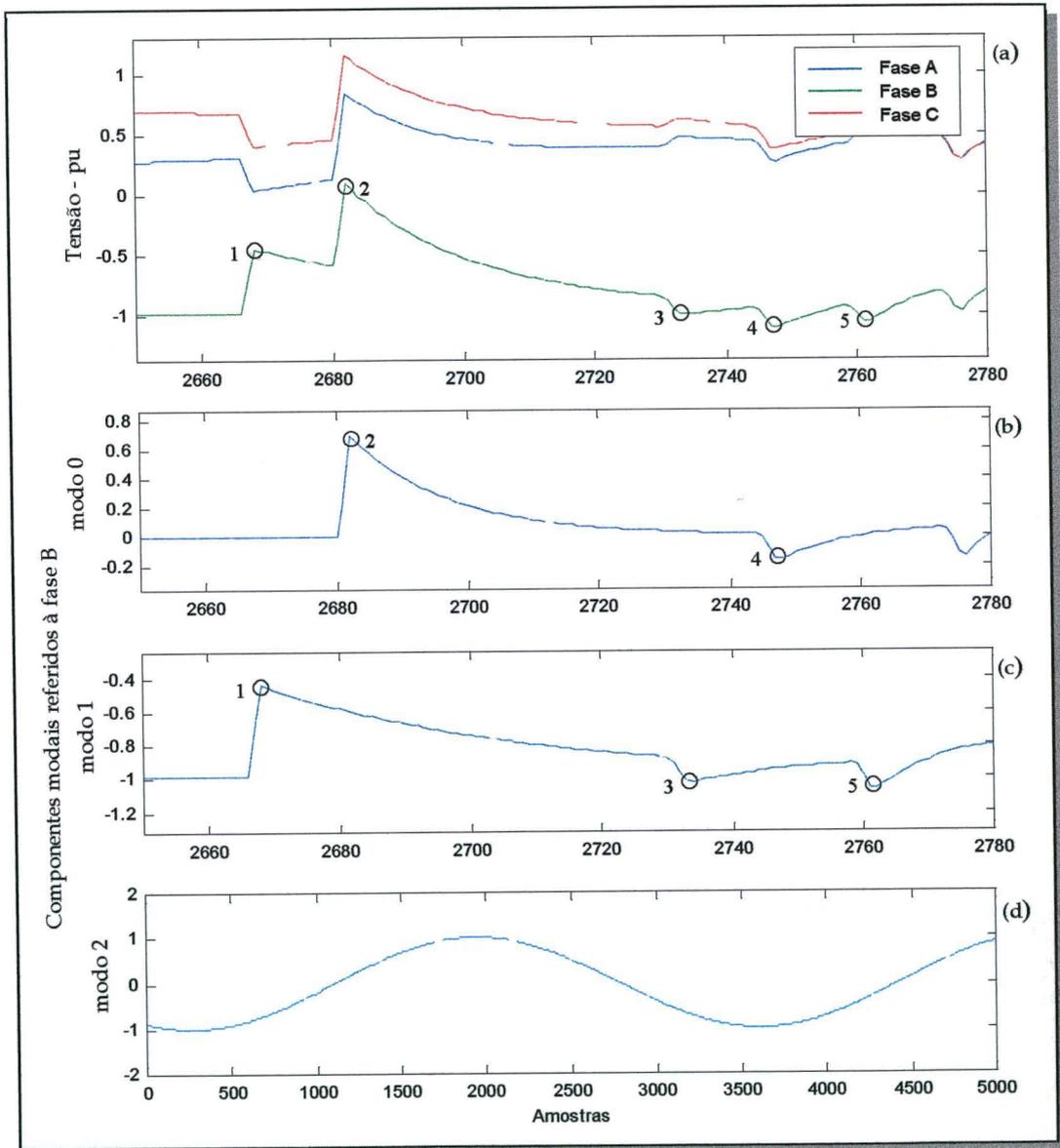


Fig. 6.12 - Separação dos modos de propagação

A Fig. 6.12(a) faz uma aproximação dos instantes iniciais da falta fase B-terra em questão. Os pontos numerados de 1 a 5 são as primeiras frentes de onda (na fase B) chegando ao terminal A. Nota-se pelas Fig. 6.12(b), (c) e (d) que, após a aplicação da

transformação modal, referida à fase B, os pontos em questão são separados, facilitando assim a determinação da distância, ou seja: $x = \vartheta_1(t_3 - t_1)/2$ e $x = \vartheta_1(t_4 - t_2)/2$.

Embora não seja comum o uso da velocidade ϑ_0 , por tratar-se de um valor dependente da resistividade do solo (que pode sofrer variações devido ao clima, umidade, local, etc.), a mesma pode ser utilizada a fim de obter uma estimativa inicial do local da falta. O cálculo desta estimativa inicial ocorre logo após a detecção do primeiro pico de coeficientes na saída 1, o qual representa o ponto 2 na Fig. 6.12(b).

Consideremos, por exemplo, os dois pontos 1 e 2, na Fig. 6.13, viajando em diferentes velocidades, ϑ_1 e ϑ_0 com $\vartheta_1 > \vartheta_0$. O ponto 1 irá percorrer uma distância x (desconhecida) em um tempo t_1 que certamente será menor do que o tempo t_2 para a mesma distância percorrida pelo ponto 2.

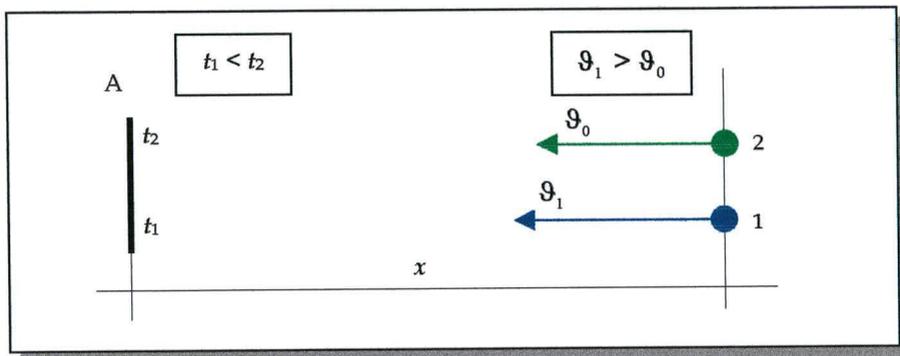


Fig. 6.13 - Distância percorrida pelas ondas viajantes em diferentes modos de propagação.

Assim posto, basta equacionarmos o problema para que a distância x seja encontrada, ou seja:

$$x = \vartheta_1 \cdot t_1 \Rightarrow t_1 = \frac{x}{\vartheta_1}; \quad (6.17)$$

$$x = \vartheta_0 \cdot t_2 \Rightarrow t_2 = \frac{x}{\vartheta_0}; \quad (6.18)$$

$$t_2 - t_1 = x \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_0}{\vartheta_1 \vartheta_0} \right) \Rightarrow x = \vartheta_1 \left(\frac{\vartheta_0}{\vartheta_1 - \vartheta_0} \right) t_2 - t_1 = \vartheta_1 \left(\frac{\vartheta_0}{\vartheta_1 - \vartheta_0} \right) \Delta t_e. \quad (6.19)$$

Para o exemplo da Fig. 6.11 (falta BT a 48,3 km) temos que: $\vartheta_0 = 207.113$ km; $\vartheta_1 = 297.856$ km; $\Delta t_e = t_2 - t_1 = (2687 - 2673) \times 5.10^{-6} = 0,07$ ms. Então, aplicando (6.19) vem:

$x = \vartheta_1 \left(\frac{\vartheta_0}{\vartheta_1 - \vartheta_0} \right) \Delta t_e = 297.856 \times 2,2824 \times 70.10^{-6} = 47,60$ km. Nesse resultado o erro existente é de 1,45%.

Se tal procedimento for realizado para todas as saídas do sistema, teremos como resposta o conjunto de valores da Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização estimada 1 - Eq. (6.19) - km	Localização estimada 2 - Eq. (6.11) - km
S ₁	NA	48,40
S ₂	47,6	48,40
S ₃	47,6	48,40
S ₄	47,6	48,40
S ₅	NA	NA
S ₆	47,6	48,40
S ₇	47,6	48,40

Neste ponto do desenvolvimento uma questão é fundamental: como se comporta o sistema localizador/identificador quando a falta está localizada na segunda metade da linha de transmissão?

Vejamos isso também através de um exemplo: uma falta fase A-terra, ocorrida a 70% do comprimento da linha (112,7 km), também com uma resistência de 100 Ω . Os sinais de tensão, no terminal A (linha I), estão plotados na Fig. 6.14.

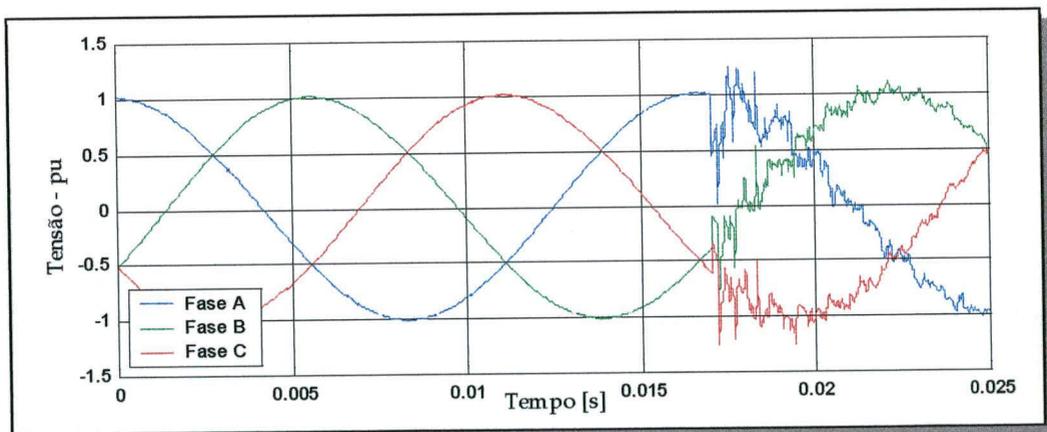


Fig. 6.14 - Sinal faltoso - fase A-terra - a 70% do comprimento da linha, SNR = 60 dB.

Com o procedimento já mostrado nos exemplos anteriores, são localizadas as duas primeiras frentes de onda no modo terra e nos modos aéreos, conforme está apresentado na Fig. 6.15.

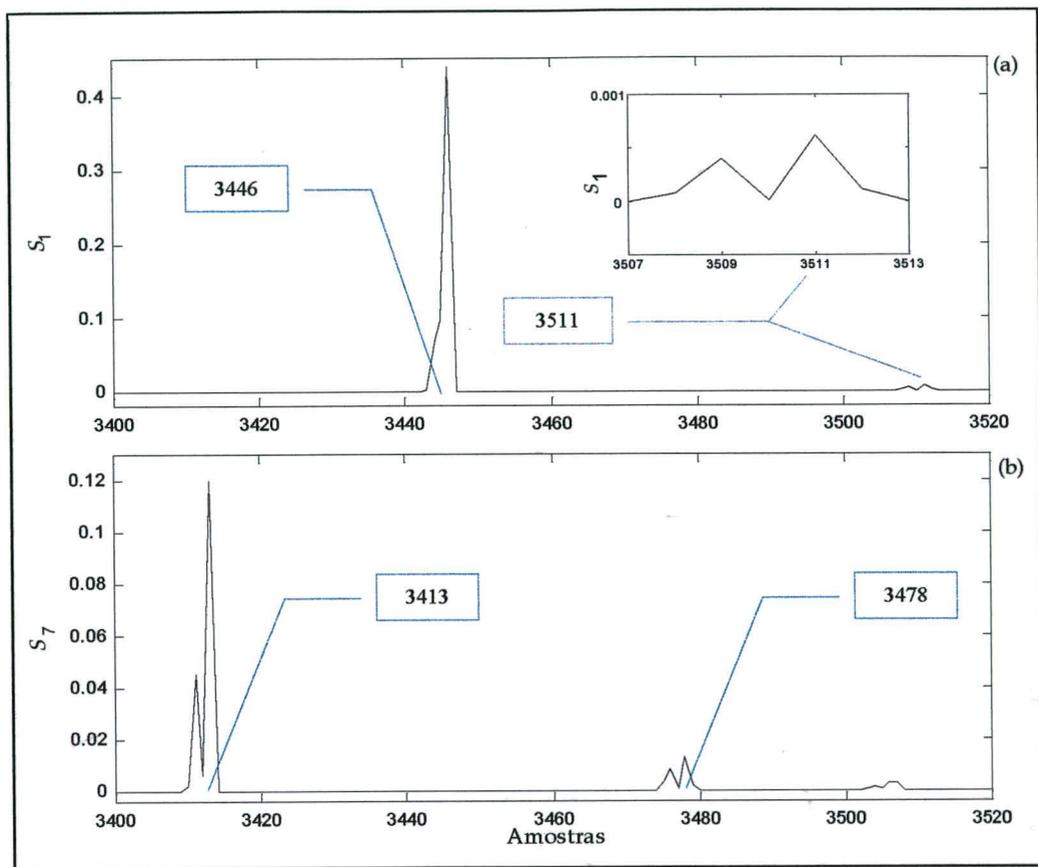


Fig. 6.15 - Amostras referentes aos valores $Maxc_1$ e $Maxc_2$ dos CWqds.
(a) Saída 1. (b) Saída 7.

Cabe lembrar agora que, conforme mostrado no diagrama de *Lattice* da Fig. 6.2, a segunda frente de onda em cada modo de propagação vem de uma reflexão no terminal remoto B, a qual é refratada no ponto de falta e chega antes do que aquela refletida no ponto de falta. Nesse caso, deve-se aplicar a Eq. (6.15). A questão que emerge é: como decidir se a falta está na primeira ou na segunda metade da linha de transmissão? Pois, aplicando-se a Eq. (6.11), teremos como resultado a primeira coluna da Tabela 6.4, o que não está correto. Por outro lado, aplicando a Eq. (6.15) chega-se ao correto resultado (2ª coluna).

Tabela 6.4 - Saídas do localizador/identificador.

Saídas	Localização da falta aplicando (6.11) - km	Localização da falta aplicando (6.15)- km
S_1	48,40	112,60
S_2	48,40	112,60
S_3	NA	NA
S_4	48,40	112,60
S_5	48,40	112,60
S_6	48,40	112,60
S_7	48,40	112,60

Magnago e Abur [97] referem-se ao uso das duas primeiras escalas ($j = 1$ e 2) da decomposição *wavelet* a fim de discriminar se a falta é aterrada e se a mesma ocorre na primeira ou na segunda metade da linha. De acordo com os autores, os coeficientes *wavelet* para o modo terra, revelam significantes picos tanto na escala 1 quanto na escala 2, no caso de faltas aterradas na primeira metade da linha. Por outro lado, ainda segundo os autores, esses coeficientes na escala 1 permanecem desprezíveis, abaixo de um limiar adotado, porém de valores significantes na escala 2. Assim, de acordo com o fluxograma mostrado pelos autores citados, os seguintes critérios são adotados:

- coeficientes nulos na escala 2 - modo terra => falta não aterrada;
- coeficientes significativos na escala 2 e na escala 1 - modo terra => falta aterrada na primeira metade da linha de transmissão;
- coeficientes significativos na escala 2 e nulos na escala 1 (!!) - modo terra => falta aterrada na segunda metade da linha.

Com a finalidade de averiguarmos estes critérios, fizemos simulações em condições semelhantes àquelas usadas em [97], ou seja: *wavelet* Db4 e frequência de amostragem de 100 kHz

Pelos resultados, percebemos não se tratar de um bom critério para a distinção das faltas, pois em todos os casos encontramos coeficientes significativos (mesma ordem de grandeza) no modo terra, em ambas as escalas, tanto para faltas na primeira quanto na segunda metade da linha, o que inviabiliza o critério de distinção. Isso é verificado nas simulações executadas, tanto para a abordagem apresentada em [97], quanto na abordagem desenvolvida e apresentada nesta tese.

Um exemplo típico é o caso mostrado na Fig. 6.16. Nesta estão os coeficientes *wavelet* quadrados no modo terra na escala 1 (Fig. 6.16(a)) e na escala 2 (Fig. 6.16(b)), obtidos de uma falta fase A-terra a 90% do comprimento da linha. Pode-se observar que os picos possuem a mesma ordem de grandeza, sendo aquele da segunda escala menor do que o da primeira, o que portanto, contradiz totalmente a terceira conjectura colocada pelos autores em [97].

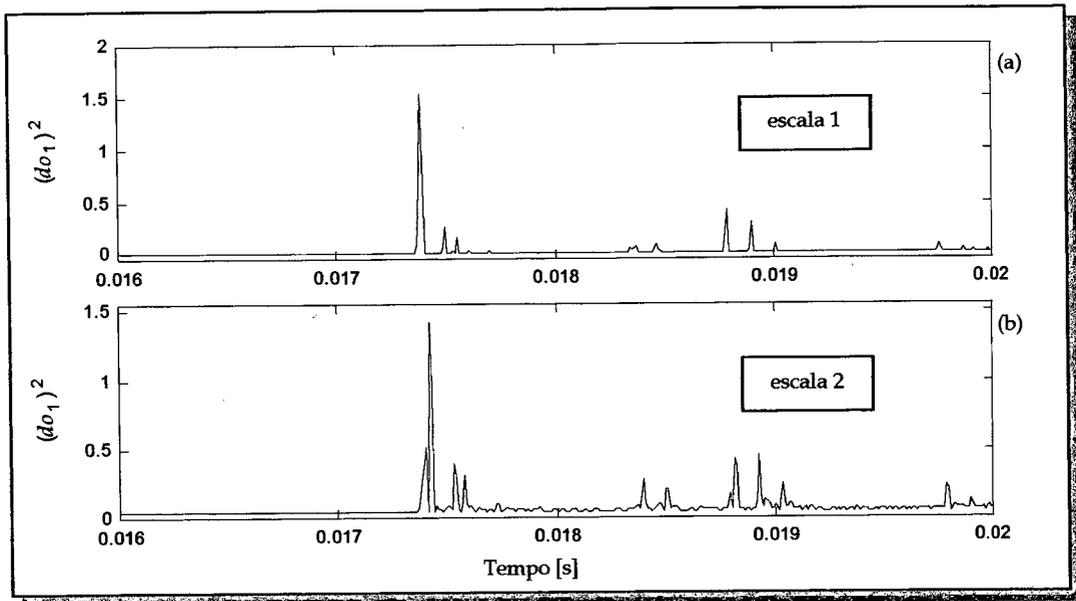


Fig. 6.16 - Coeficientes *wavelet* quadrados do modo terra para uma falta fase A-terra na segunda metade da linha I. (a) Escala 1. (b) Escala 2.

Então, para distinguirmos a utilização da correta equação, (6.11) ou (6.15), três diferentes critérios foram experimentados:

1) Utilização da equação (6.19)

Aplicando a Eq. (6.19), para o exemplo apresentado na Fig. 6.15, encontramos o seguinte resultado para a distância da falta, a qual denominaremos de x_a (valor aproximado):

$$x_a = \vartheta_1 \left(\frac{\vartheta_0}{\vartheta_1 - \vartheta_0} \right) \Delta t_e = 297.856 \times 2,2824 \times (3446 - 3413) \times 5.10^{-6} = 112,17 \text{ km.}$$

A questão que se segue é: $x_a \geq l/2$? Caso isso seja verdadeiro (x_a maior do que a metade do comprimento da linha), a equação que deve ser usada após a chegada da segunda onda será a Eq. (6.15), caso contrário, a Eq. (6.11). Assim, para o exemplo em curso, os resultados fornecidos nas saídas do localizador/identificador são os apresentados na Tabela 6.3, com um erro de 0,5% e 0,09% para as respectivas colunas.

Tabela 6.5 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização estimada 1 - Eq. (6.19) - km	Localização estimada 2 - Eq. (6.15) - km
S ₁	NA	112,60
S ₂	112,17	112,60
S ₃	NA	NA
S ₄	112,17	112,60
S ₅	112,17	112,60
S ₆	112,17	112,60
S ₇	112,17	112,60

Infelizmente tal critério carece de segurança tendo em vista que o valor real da velocidade da onda no modo zero (ϑ_{0R}) pode ser diferente daquele utilizado nos cálculos (ϑ_0), devido às variações dos parâmetros de seqüência zero, os quais recebem influência do tipo do solo, clima, umidade, etc..

Se considerarmos que:

(i) no instante da falta

$$\vartheta_{0R} = \vartheta_0(1+k) \quad (6.20)$$

sendo k ($0 \leq |k| < 1$) a variação do valor ϑ_0 , adotado em projeto;

(ii) o valor adotado de $\vartheta_0 \cong 0,7\vartheta_1$ e,

(iii) o erro percentual relativo ao valor real da distância (x_R) é dado por:

$$erro\% = \left| \frac{x_R - x_a}{x_R} \right| \times 100\% \quad (6.21)$$

então, calculando x_a e x_R através de (6.19), chegaremos a seguinte relação de erro percentual:

$$erro\% = \frac{3,333k}{(1+k)} \times 100\%. \quad (6.22)$$

Da Eq. (6.22) podemos concluir que para uma variação em ϑ_0 de $\pm 10\%$ ($-0.1 \leq k \leq 0.1$) o erro percentual irá variar entre -37% a 30% . Ora, tais erros podem comprometer seriamente a estimativa da metade faltosa da linha. Por esse fato, dois outros critérios (a seguir apresentados) foram concebidos, os quais apresentam melhor compromisso de exatidão e segurança.

2) Utilização do intervalo de tempo Δt_e

Uma vez obtido o intervalo de tempo (Δt_i) entre as duas primeiras subseqüentes ondas de uma mesma saída, pode-se calcular uma distância x_1 dada por (6.11) e outra distância x_2 (complemento de x_1) dada por (6.15).

Tendo-se ainda o intervalo (Δt_e) e conhecendo-se o tempo total de propagação da onda (τ) por toda a LT, dois diferentes valores de ϑ_0 (desconhecida) podem ser calculados. Se supormos que a distância x_1 seja igual àquela calculada por (6.19), um valor de velocidade ϑ_0 pode ser encontrada como sendo:

$$\vartheta_{0_1} = \frac{2x_1}{2\Delta t_e + \Delta t_i}. \quad (6.23)$$

Por outro lado, se supormos que a distância x_2 seja igual àquela calculada por (6.19), um segundo valor de ϑ_0 pode ser obtido, ou seja:

$$\vartheta_{0_2} = \frac{2x_2}{2\Delta t_e + 2\tau - \Delta t_i}. \quad (6.24)$$

Um dos dois valores obtidos anteriormente estará fora de uma provável faixa de variação da velocidade ϑ_0 (por exemplo: $\vartheta_0 = 0,7\vartheta_1 \pm 10\%$). Se isso ocorrer com (6.24), a distância x_1 estará correta. Caso contrário, a distância x_2 é a verdadeira.

Para exemplificar tal rotina, seja a falta considerada na Fig. 6.14. Os valores encontrados de ϑ_0 são comparados com a faixa de velocidade prevista resultando na distinção da metade faltosa da linha e na correta distância da falta, como mostra a Tabela 6.6.

Tabela 6.6 - Distinção da metade faltosa da linha

ϑ_{0_i}	Valor calculado	Faixa de comparação	Metade faltosa	Distância correta
ϑ_{0_1}	147786 km/h	207113 ± 20711	1ª metade	-
ϑ_{0_2}	207355 km/h	207113 ± 20711	2ª metade	112,6 km

3) Utilização da informação do intervalo de tempo Δt_e da outra extremidade da linha

Se o intervalo de tempo Δt_e for obtido em ambos os terminais da linha e, havendo um canal de comunicação entre eles, a metade faltosa da linha pode ser conhecida. Pelo diagrama de *Lattice* da Fig. 6.17 podemos concluir que:

Para $\Delta t_{eA} < \Delta t_{eB}$ a distância da falta estará na primeira metade da linha, o que implica em usar a Eq. (6.11) - para cálculo a partir do terminal A. Caso contrário, $\Delta t_{eA} > \Delta t_{eB}$, a distância deverá ser calculada por (6.15).

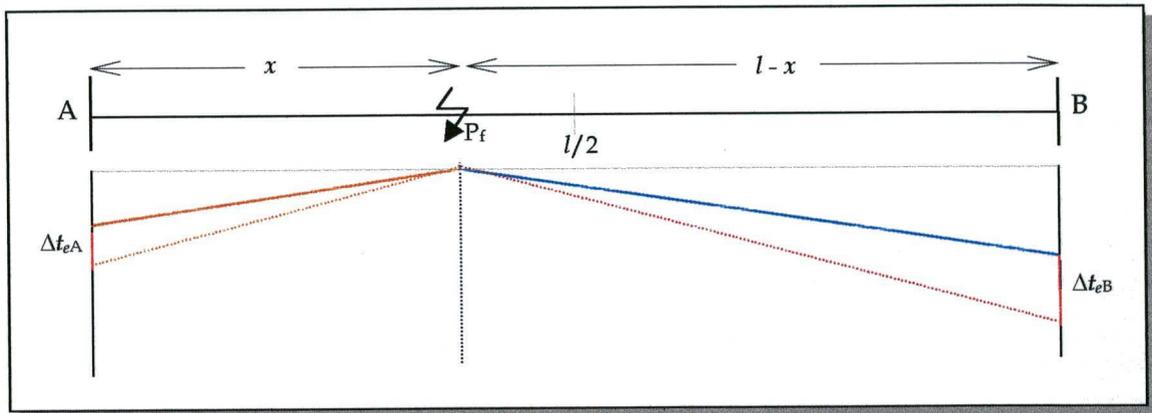


Fig. 6.17 - Diagrama de *Lattice* - intervalos de tempo Δt_e .

Deve ser observado que não existe a necessidade de sincronização das medições nos terminais da linha.

A Fig. 6.18 mostra a localização das primeiras ondas modo terra e modo aéreo - saída 7, medidos no terminal remoto da linha I, para a mesma falta da Fig. 6.14.

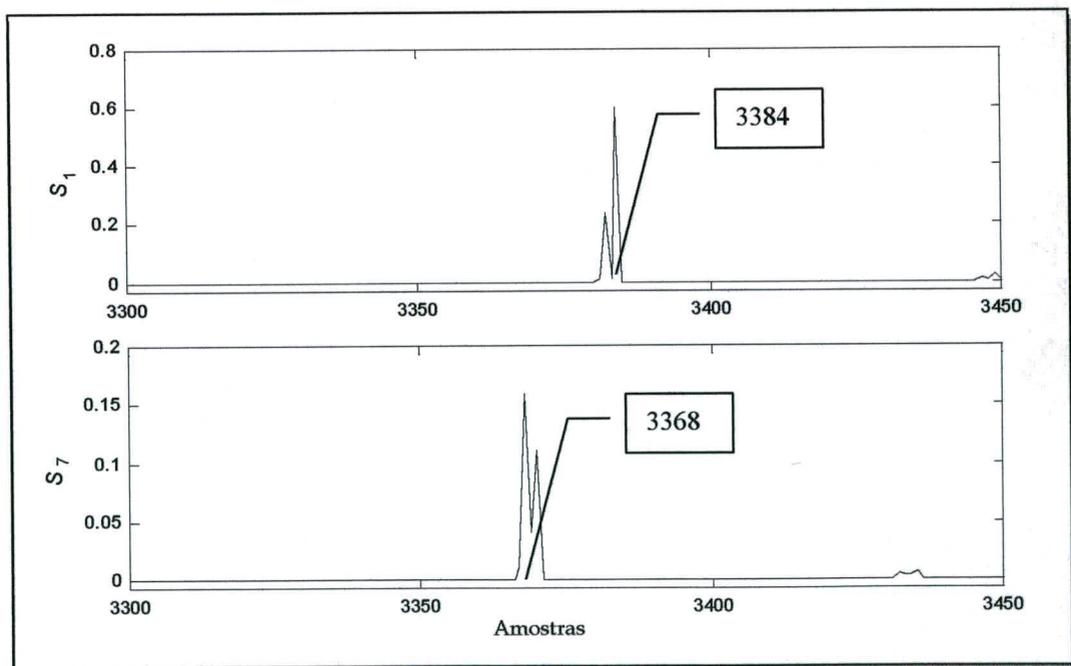


Fig. 6.18 - Instantes das primeiras ondas viajantes no terminal B - falta mostrada na Fig. 6.14.

Neste caso o intervalo de tempo $\Delta t_{eB} = (3384 - 3368) \times 5.10^{-6} = 0,08$ ms, é menor do que o intervalo de tempo $\Delta t_{eA} = 0,165$ ms, medido no terminal A, conforme mostrado na Fig. 6.15. Com este resultado, fica distinguido que a segunda metade da linha é a metade sob falta, o que nos fornece uma distância de 112,6 km através da Eq. (6.15) e cujas saídas foram apresentadas na segunda coluna das Tabelas 6.4 e 6.5.

Dentre as três proposições anteriormente mostradas, para uso como critério de distinção da metade faltosa da linha, a terceira é certamente aquela que apresenta uma maior precisão.

6.4.3 - Estabelecimento dos limiares de detecção

Semelhante ao que foi feito para o estabelecimento dos limiares de identificação da falta, apresentado no Capítulo 5, Seção 5.2.5, os valores dos limiares para a localização da falta, foram adotados com base em um levantamento dos maiores valores dos CWdqs que aparecem durante o regime permanente.

Também aqui, diferentes características do sinal nominal de tensão foram levadas em consideração: nível de ruído branco (razão sinal-ruído - SNR), frequência de amostragem (f_s) e nível de decomposição do sinal (j).

Assim, estabeleceram-se os valores de limites mínimos que devem ser adotados como limiares de detecção da primeira onda viajante. Dois bancos de dados contendo esses limiares foram construídos: um para a saída S_1 (modo aéreo) e outro para as saídas S_l ($l = 2$ a 7).

Os valores discretos contidos nos bancos de dados podem ser representados por diferentes gráficos, dentre os quais alguns estão mostrados na Fig. 6.19. Embora diferentes níveis de decomposição (N) e frequências de amostragem (f_s) estejam apresentados na Fig. 6.19, em termos de localização da falta, os testes estão limitados às escalas $N = 1$ e 2 e $f_s \geq 50$ kHz.

Para valores intermediários de frequência de amostragem e de SNR, os limiares podem ser também obtidos por interpolação linear conforme (5.11), (5.12) e (5.13).

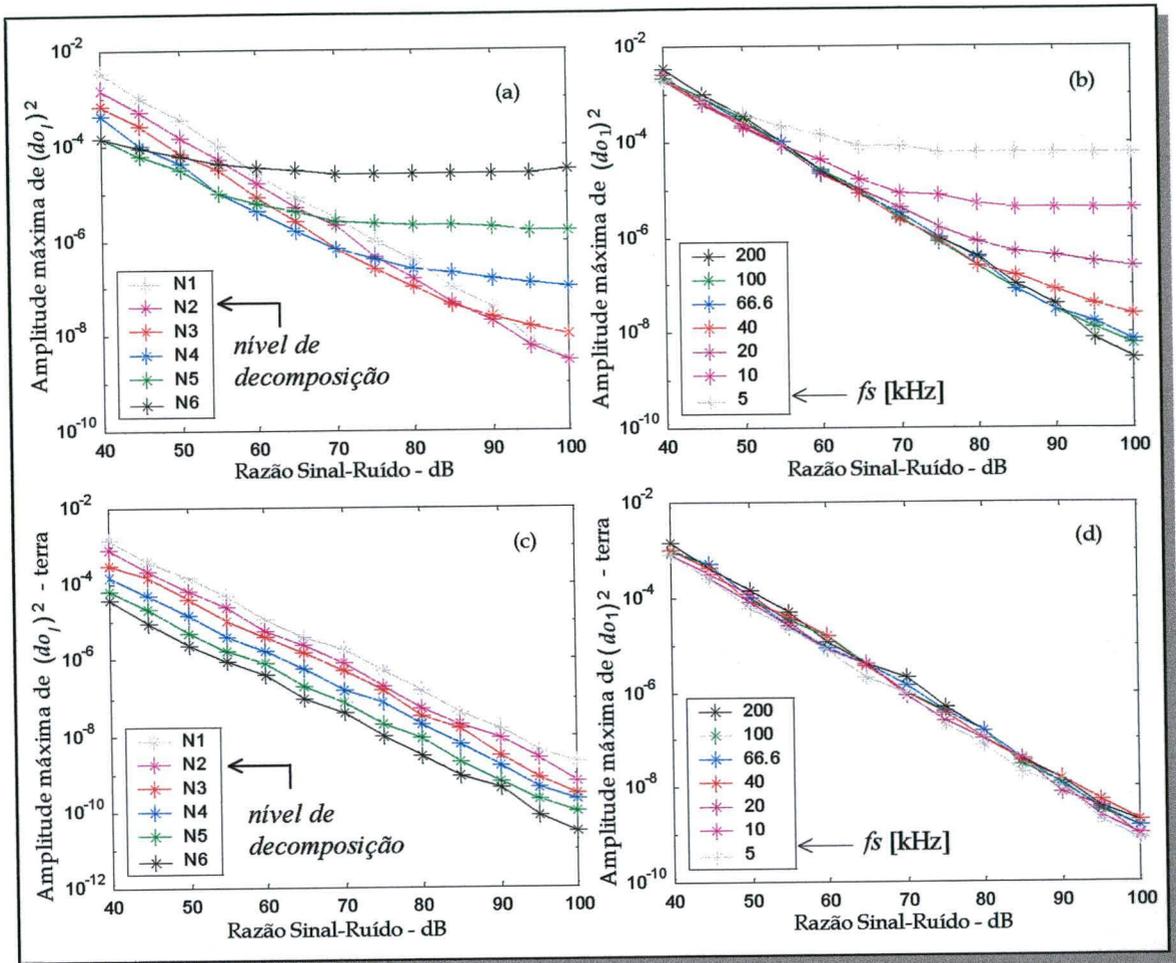


Fig. 6.19 - Valores mínimos para os limiares de localização. (a) e (b) Saídas 2 a 7. (c) e (d) Saída 1.

Quanto ao fator de redução f_r usado em (6.16), para o estabelecimento do segundo limiar, é importante observar a Fig. 6.20.

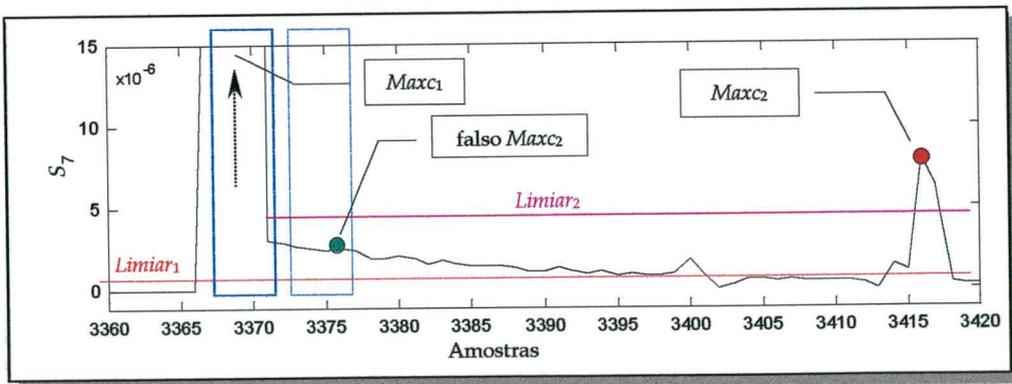


Fig. 6.20 - Mudança de limiar.

Como mostrado na Seção 6.4.1, após a detecção do primeiro pico, mediante o $limiar_1$, é estabelecida uma janela de busca do valor $Maxc_1$, representada na Fig. 6.20 pela

janela azul. É interessante que tal janela seja a mais curta possível, primeiro para se evitar operações desnecessárias de comparação e, segundo, porque o pico seguinte pode estar muito próximo do primeiro, podendo confundir a busca se ambos estiverem dentro de uma mesma janela de maior tamanho. Porém, como mostrado na Fig. 6.20, ocorre um espalhamento dos coeficientes após o aparecimento do primeiro pico, fazendo com que tais coeficientes permaneçam acima do $limiar_1$ mesmo após a janela de busca de $Maxc_1$. Caso o $limiar_1$ fosse mantido também para detecção do segundo pico, um erro ocorreria e um falso valor de $Maxc_2$ seria encontrado. Por isso, surgiu a necessidade da prescrição de um segundo limiar ($limiar_2$), o qual tem evitado tal erro.

A tentativa de obter uma lei que represente o amortecimento dos coeficientes, a fim de se conseguir um fator de redução (fr) mais adequado para uso em (6.16), é algo bastante complexo, senão inviável. Tal amortecimento é dependente das próprias características da falta: tipo, local, resistência, dentre outros, o que a priori não é conhecido (alguns exemplos são mostrados na Fig 6.21). Sendo assim, tem-se adotado um valor baseado nos históricos das simulações executadas. Tal valor tem sido ajustado entre 0,008 e 0,015, estabelecendo um compromisso entre o valor de $Maxc_2$ e o nível de ruído do sistema.

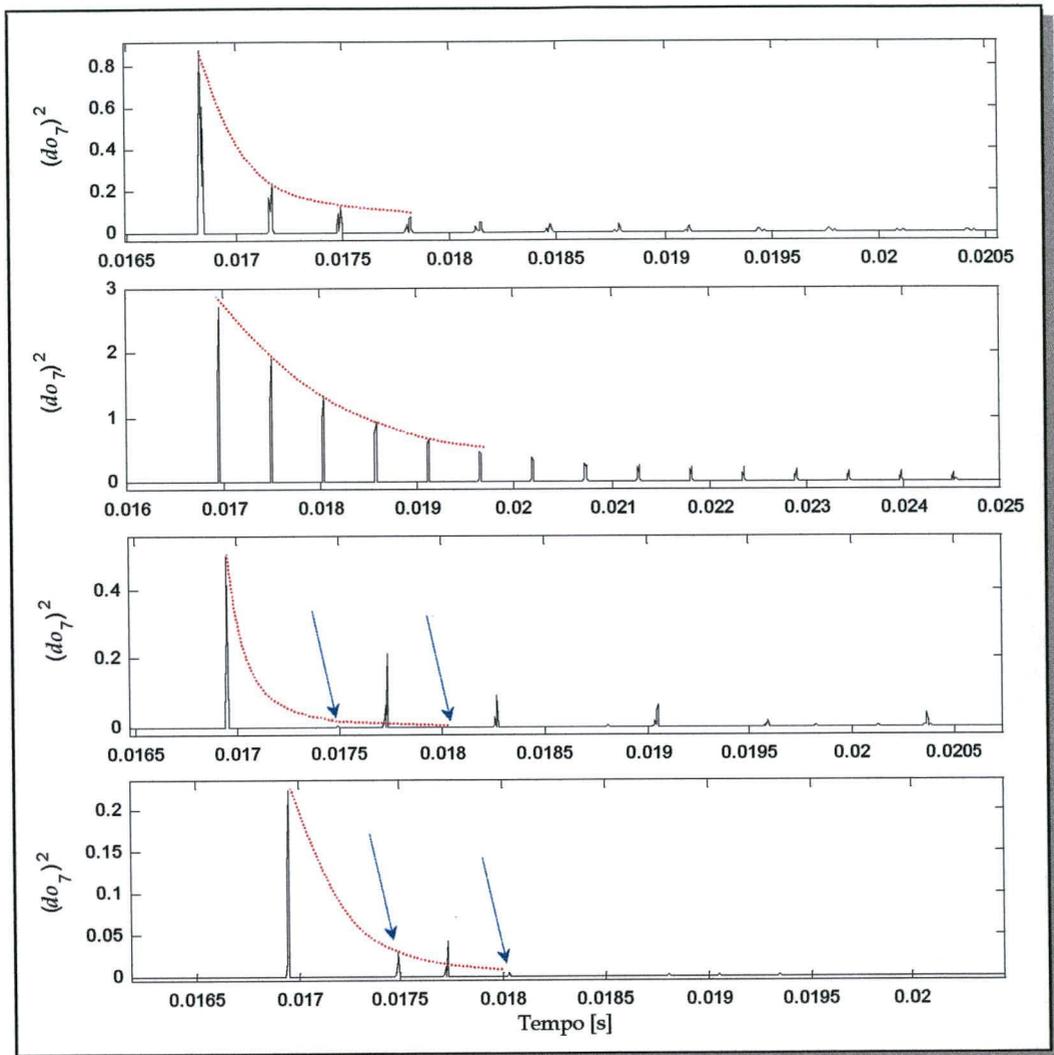


Fig. 6.21 – Amortecimento dos coeficientes relativos às ondas viajantes. (a) Falta bifásica a 30% da linha com $R_f = 0 \Omega$. (b) Falta bifásica a 50% da linha com $R_f = 0 \Omega$. (c) Falta monofásica a 50% da linha com $R_f = 0 \Omega$. (d) Falta monofásica a 50% da linha com $R_f = 100 \Omega$.

6.5 – CONSIDERAÇÕES DE TESTES E RESULTADOS

6.5.1 – Dados de testes

O sistema localizador/identificador de faltas tem sido testado com diferente tipos de faltas obtidas através de simulações no EMTP/ATP [6,7], nas três linhas de transmissão, apresentadas no Capítulo 5, Seção 5.3. A frequência de amostragem usada é de 200 KHz. Esse conjunto de sinais faltosos perfazem um total de 411 arquivos conforme foi apresentado na Tabela 5.4 e aqui novamente mostrado na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 - Quantidades de arquivos de eventos com $f_s = 200$ kHz.

Modelo de linha	Tipos de falta/eventos										
	AT	BT	CT	ABT	BCT	CAT	AB	BC	CA	ABC	outros
Linha I Terminais A e B	65	15	12	20	10	10	20	18	19	11	0
Linha II Terminal A	20	10	10	8	5	6	8	8	4	10	10
Linha III Terminais A e B	20	5	5	5	1	3	6	4	4	3	0
Linha III * Terminais A e B	20	5	5	5	1	3	6	4	4	3	0
Total	441										

Diversos fatores que afetam a precisão dos métodos convencionais são aqui considerados:

1. O efeito combinado da corrente de carga e da resistência de falta R_f . O valor da resistência de falta pode ser particularmente alta nos curto-circuitos do tipo fase-terra. Para algumas faltas temos utilizado $R_f = 200 \Omega$.
2. O tipo de falta e a(s) fase(s) envolvida(s).
3. A localização da falta ao longo da linha de transmissão, o qual influencia diretamente os transitórios gerados pelas ondas viajantes. Para isso temos simulado casos para 10%, 30%, 50%, 70%, 90% e 100% do comprimento da linha, além de algumas outras localizações diferentes dessas citadas.
4. O ângulo de incidência da falta que também influencia diretamente a fase e a amplitude dos transitórios. Para ângulos de incidência próximos de zero volt os transitórios de tensão são bastante atenuados. Na maioria dos casos simulados temos considerado os extremos, ou seja: algumas faltas com ângulo de incidência próximo ao valor máximo de tensão e outras próximas ao valor zero volt.

Cabe comentar que para a obtenção do banco de dados de faltas, não foram consideradas possíveis estatísticas de ocorrências (algo difícil de ser encontrado na literatura), porém tentou-se obter uma pequena amostragem que representasse diferentes condições para considerações de testes.

6.5.2 - Estatísticas e comentários sobre os resultados

As aplicações dos sinais obtidas por simulação resultaram nos valores apresentados na Tabela 6.8.

Tabela 6.8 - Quantidade de faltas localizadas e identificadas.

Faltas Localizadas	AT	BT	CT	fase-fase-terra			AB	BC	CA	ABC
Linha I	65	15	12	20	10	10	20	18	19	11
SNR = 80 dB	63	12	10	20	10	10	20	18	19	11
Valor %	96,92	80	83,33	100	100	100	100	100	100	100
SNR = 60 dB	58	11	10	20	10	10	15	17	15	11
Valor %	89,23	73,33	83,33	100	100	100	75	94,4	78,95	100
SNR = 40 dB	58	11	10	20	10	10	14	16	15	11
Valor %	89,23	73,33	83,33	100	100	100	70	88,9	78,95	100
Linha II	20	10	10	8	5	6	8	8	4	10
SNR = 80 dB	20	9	10	8	5	5	8	8	4	10
Valor %	100	90	100	100	100	100	100	100	100	100
SNR = 60 dB	17	8	9	8	5	5	7	7	4	10
Valor %	85	80	90	100	100	100	87,5	87,5	100	100
SNR = 40 dB	17	8	9	8	5	5	7	7	4	10
Valor %	85	80	90	100	100	100	87,5	87,5	100	100

Alguns comentários e considerações sobre estes resultados são necessários:

- i. Todas as faltas simuladas foram localizadas, quando o valor de SNR era superior a 80 dB.
- ii. A não consideração das estatísticas de ocorrências, levando em conta as diferentes características das faltas, provocou um alto índice de casos não localizados (Tabela 6.8) para valores de SNR ≤ 60 dB. Durante a construção do banco de dados, houve uma grande preocupação em simular faltas com alta resistência e/ou próximas a tensão zero volt. Na prática a ocorrência de tais faltas possui índices percentuais pequenos, o que na realidade deveria ser levado em consideração no momento em que foram gerados os arquivos de sinais. Portanto, o quadro anterior não retrata perfeitamente uma realidade prática, mas são apenas indicativos de testes. Além disso, o número de casos simulados para algumas faltas é relativamente pequeno, distorcendo também os resultados.
- iii. Independentemente do fato anterior, é certo que um baixo valor de SNR aliado a um transitório de baixíssima intensidade (gerado por faltas com alto R_f e próximas a passagem pelo zero) impõe limitações ao uso da transformada *wavelet*. No entanto em nosso conhecimento, nenhum outro método possui tamanha habilidade em

localizar as frentes de onda, mesmo com mais alto valor de SNR. Considere, por exemplo, o sinal mostrado na Fig. 6.22(a). Os respectivos coeficientes (saída 1 e saída 7) estão mostrados na Fig. 6.22(b), (c) com SNR de 100 dB e Fig. 6.22(d) e (e) com SNR de 80 dB.

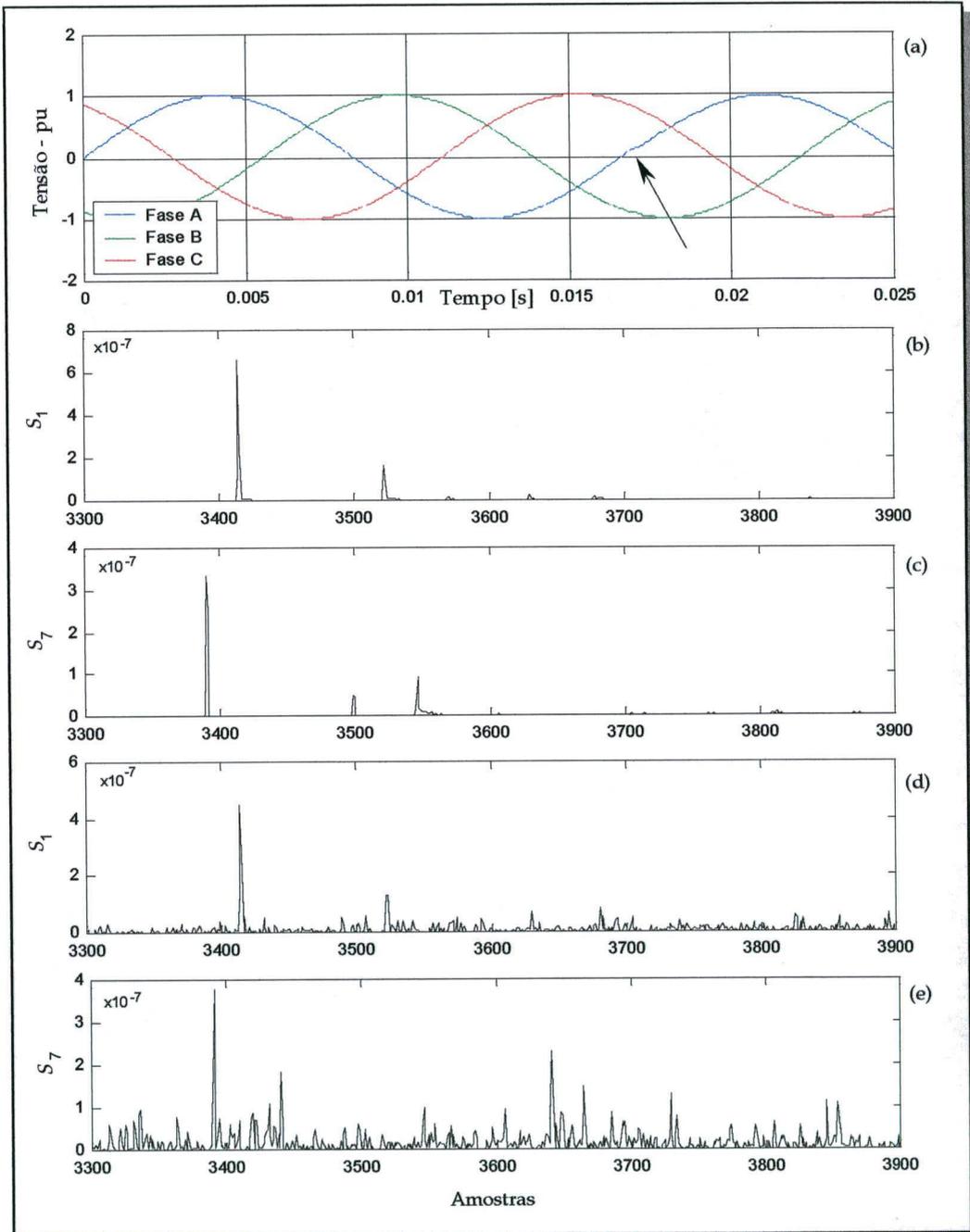


Fig. 6.22 - Falta com ângulo de incidência próximo de zero, $R_f = 100 \Omega$, local $0,5l$. (a) Sinal de tensão. (b) CWqd - saída 1 (100 dB). (c) CWqd - saída 7 (100 dB). (d) CWqd - saída 1 (80 dB). (e) CWqd - saída 7 (80 dB)

No primeiro caso a falta é localizada (80,4 km) e no segundo, isso se torna bastante difícil por causa do ruído. Cabe mencionar: (i) a falta é localizada no segundo nível de decomposição, mesmo com SNR de 80 dB, (ii) um pequeno desvio (5 a 10°) no ângulo de incidência da falta, torna os coeficientes *wavelets* suficientes para a localização com maiores valores de SNR.

6.5.3 - Avaliação dos erros

Um fator preponderante na tarefa de localização de faltas em linhas de transmissão é a precisão do método. Se a opção é trabalhar apenas com a finalidade de proteção, erros maiores são admitidos. Porém, se a finalidade for também o *pinpoint* da falta, o algoritmo não deve apenas localizá-las, mas *localizá-las com precisão*. No método aqui apresentado, a frequência de amostragem exerce papel capital. Quanto maior a frequência de amostragem melhor a precisão.

O erro de localização tem sido calculado em função da localização real da falta e não em relação ao comprimento total da linha, ou seja:

$$erro\% = \left| \frac{x_{real} - x_{encontrado}}{x_{real}} \right| \times 100\% \quad (6.27)$$

Para a linha de transmissão I (161 km) com a $f_s = 200$ kHz, os erros percentuais mínimos (função do número de amostras contidas nos intervalos entre $Maxc_1$ e $Maxc_2$) são mostrados no gráfico da Fig. 6.23, para as faltas aterradas e não aterradas.

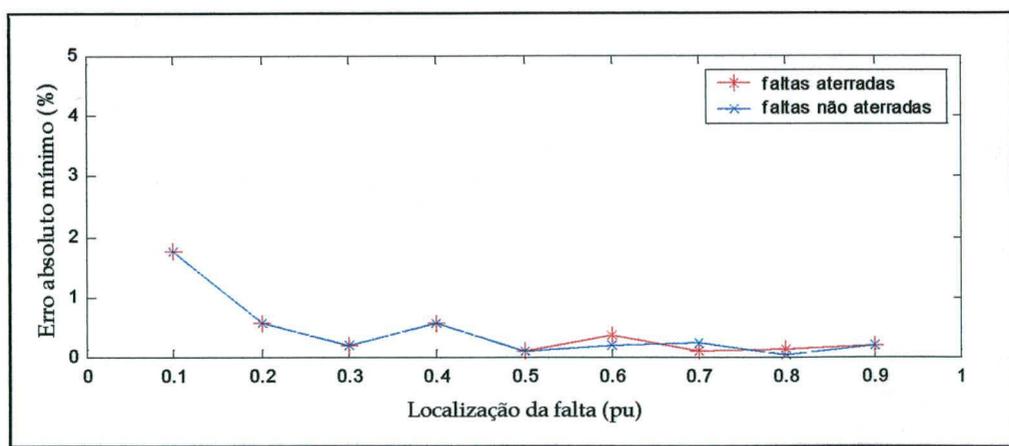


Fig. 6.23 - Erro absoluto mínimo *versus* local da falta - linha I.

Obviamente os erros percentuais encontrados podem diferenciar do erro mínimo, que é inerente ao algoritmo. Embora o conjunto de testes, em nosso julgamento, ainda não seja completamente representativo, apresentamos nos gráficos da Fig. 6.24, os maiores erros encontrados, considerando-se as diferentes faltas localizadas (Tabela 6.7), inclusive com $R_f = 100 \Omega$. Observa-se que os maiores erros foram encontrados para as faltas do tipo fase-fase-terra. Considerando porém o conjunto total de faltas, a maioria se encontra com erros abaixo de 1%.

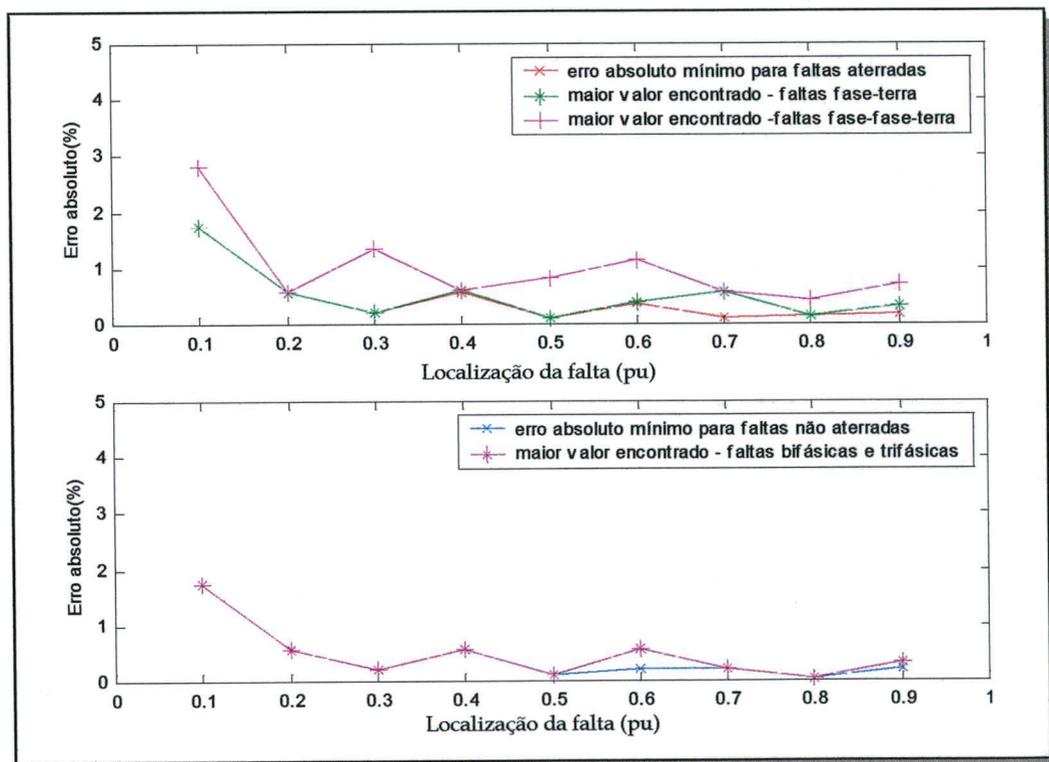


Fig. 6.24 - Erros de localizações *versus* local da falta - linha I.

Erros na mesma ordem de grandeza dos gráficos anteriores foram observados para os casos da linha de transmissão II.

6.5.4 - Resposta a outros eventos

Como visto no Capítulo 6, Seção 5.3.6, uma certa preocupação existe para eventuais ocorrências que não sejam faltas, porém, que geram transitórios e que se propagam pela linha. Testou-se o sistema localizador/identificador para vários destes eventos ocorrendo após o terminal B da linha de transmissão II (vide Fig. 5.15), inclusive faltas para as quais o sistema protetivo localizado no terminal A não deve atuar.

Foi observado que para a grande maioria destes eventos, o sistema permaneceu insensível, pois os CWqds encontrados estavam abaixo do limiar estabelecido. Para os eventos em que tais valores eram significativos, o localizador forneceu razoáveis resultados.

Dois casos são apresentados: o primeiro é a energização do banco de capacitores (fechamento simultâneo dos disjuntores), cujo sinal está mostrado na Fig. 6.25. O segundo caso é um curto-circuito fase A-terra no secundário do transformador T_{II} , cujos sinais de tensão no terminal A são mostrados na Fig. 6.25.

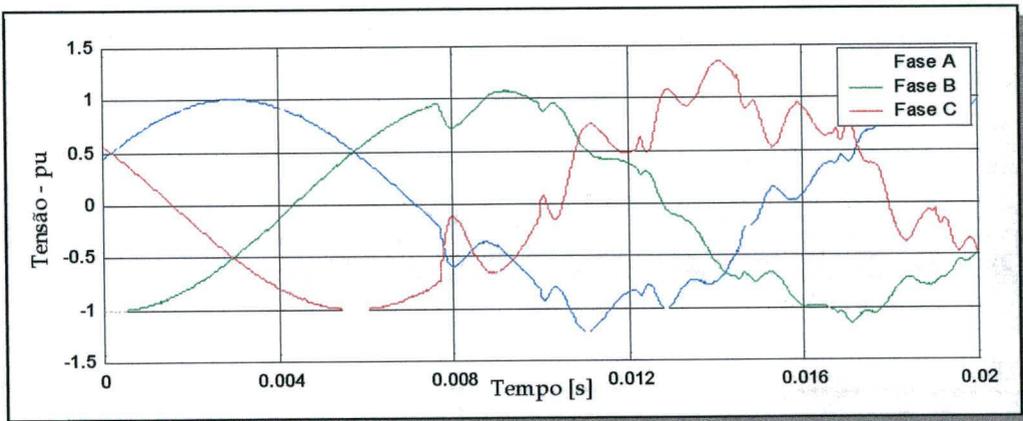


Fig. 6.24 - Sinais de tensão no terminal A devido à energização do banco de capacitores no terminal B - linha II.

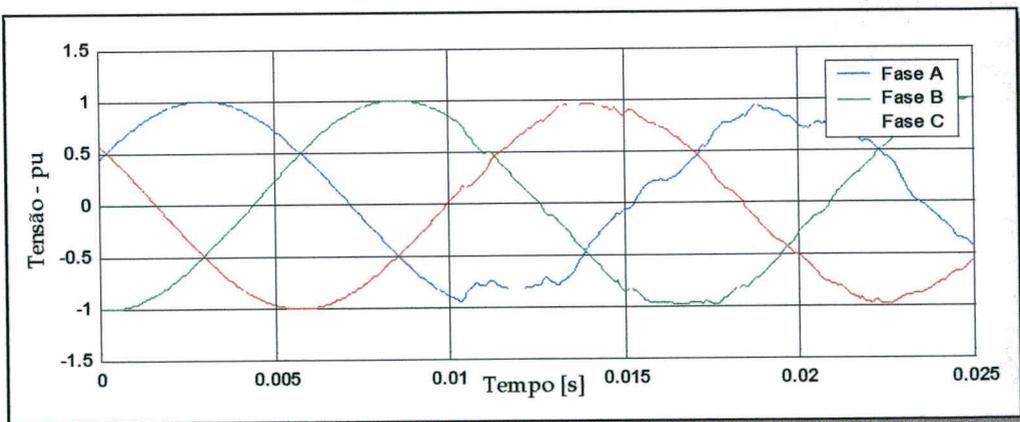


Fig. 6.25 - Sinais de tensão no terminal A devido a um curto-circuito no secundário do transformador T_{II} - linha II.

No primeiro caso o sistema apresentou os resultados contidos na Tabela 6.9, obtidos a partir dos coeficientes mostrados na Fig. 6.26. Como se vê o evento foi localizado fora da zona de proteção, o que está correto.

Tabela 6.9 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização estimada 1 - Eq. (6.19) - [km]	Localização estimada 2 - Eq. (6.15) - [km]
S_1	NA	0
S_2	0	330,33
S_3	0	330,33
S_4	0	330,33
S_5	0	330,33
S_6	0	330,33
S_7	0	0

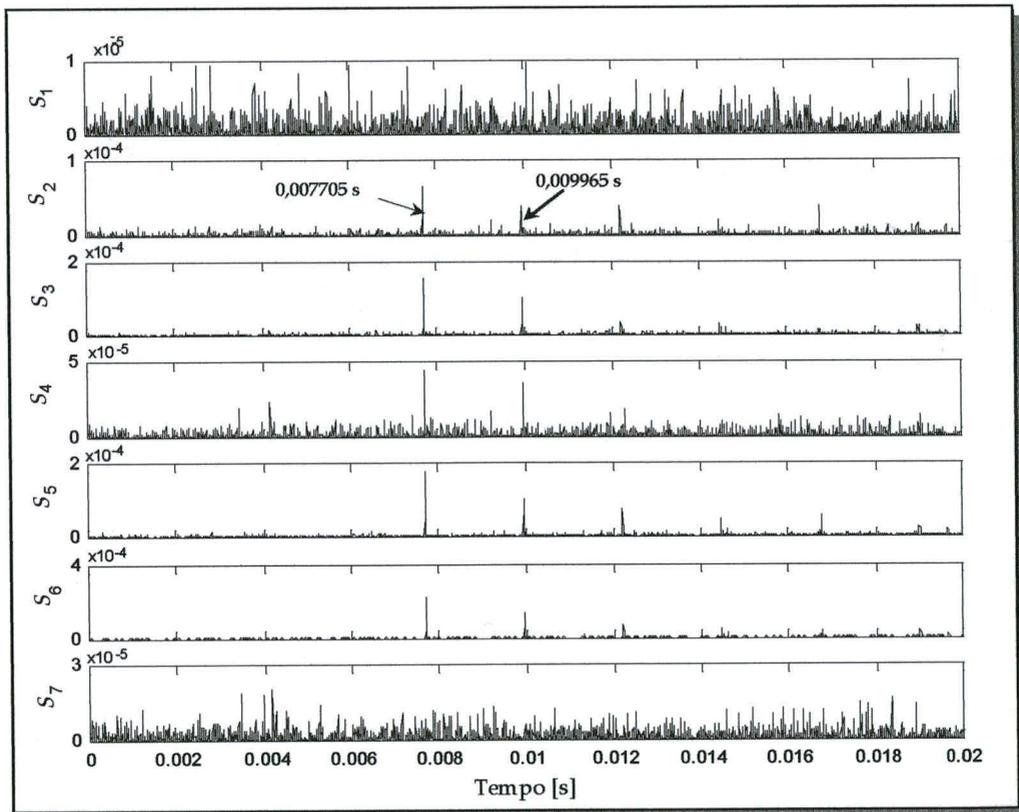


Fig. 6.26 - CWdq's devido a uma energização de banco de capacitores - nível de ruído 60 dB.

No segundo caso o sistema apresentou um interessante resultado mostrado na Tabela 6.10, fornecido a partir dos coeficientes que são ilustrados na Fig.6.27. Obviamente os valores resultantes em toda a segunda coluna estão errados. No entanto, embora haja realmente um erro na saída 1, segunda coluna, os demais valores estão de certo modo "corretos". Veja que o valor de 329,64 km (estimativa inicial) é maior que o valor da metade do comprimento da linha e, portanto, a equação utilizada foi a (6.15). Ora, um valor negativo, como resultado dessa equação, significa que o evento está além do

comprimento da linha e, nesse caso, o correto seria retornar à Eq. (6.11), resultando no valor de 330,326 km. Através dessa constatação, tal análise foi incluída no algoritmo.

É importante salientar que para níveis de ruído branco mais acentuados, o sistema será insensível à falta anteriormente mostrada.

Tabela 6.10 - Saídas do localizador/identificador

Saídas	Localização estimada 1 - Eq. (6.19) - [km]	Localização estimada 2 - Eq. (6.15) - [km]
S_1	NA	320
S_2	329,64	-0.326
S_3	0	0
S_4	329,64	-0.326
S_5	329,64	-0.326
S_6	329,64	-0.326
S_7	329,64	-0.326

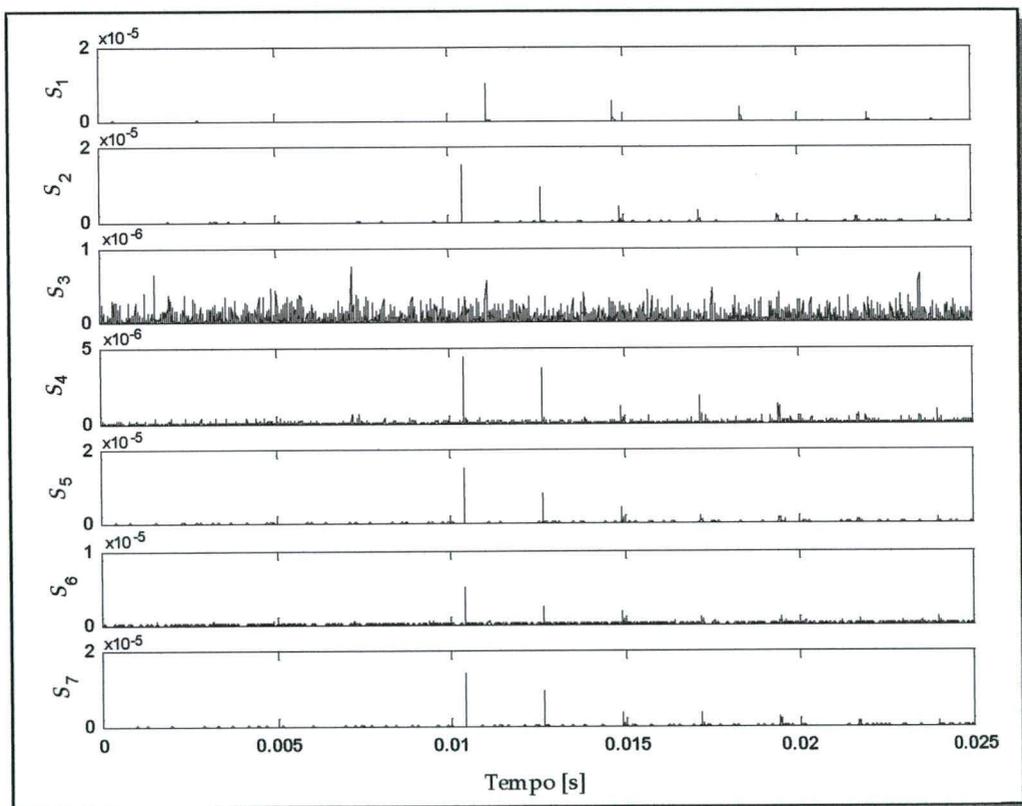


Fig. 6.27 - CWDqs devido a curto-circuito secundário - nível de ruído 70 dB.

6.5.5 - Influência da não transposição da linha

Os sinais obtidos por simulações na linha III (Fig. 5.16) e que constam na Tabela 6.6 foram aplicados ao sistema localizador/identificador. Embora sendo pequena

a quantidade de testes realizados até o momento, foram observados os seguintes aspectos:

1 - A identificação das faltas fica bastante prejudicada pelo fato da existência de transitórios em todos os modos aéreos e no modo terra. Observe na Fig. 6.28 a presença de ruídos também na fase C, no caso de uma falta AB.

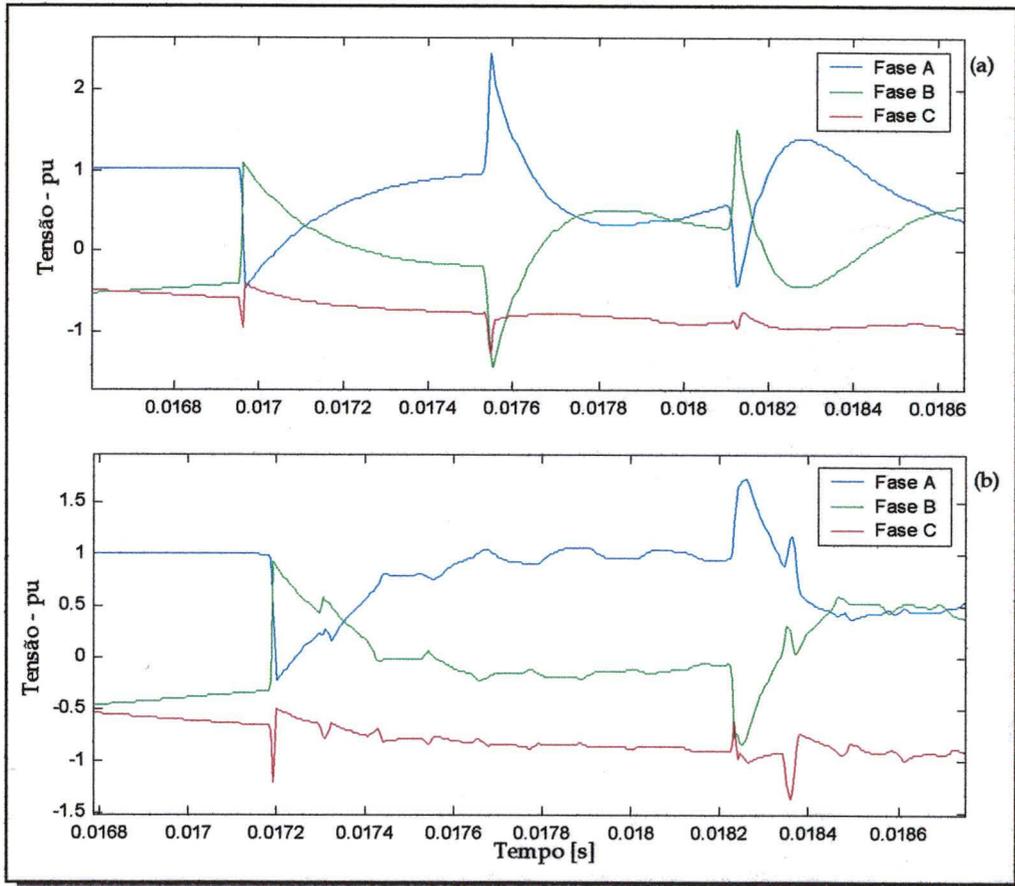


Fig. 6.28 - Sinal de tensão para falta AB. (a) Falta ocorrida no meio da linha e (b) falta ocorrida a 90% do comprimento da linha.

2 - Faltas trifásicas foram localizadas em qualquer ponto da linha.

3 - Faltas bifásicas e bifásicas-terra apresentaram valores elevados de erro quando localizadas no trecho final da linha ($x \geq 80\%$). Observe na Fig. 6.28(b) a presença de ruídos induzidos, entre as duas maiores frentes de onda, devido à proximidade com o terminal B ($x = 0,9l$), enquanto na Fig. 6.28(a) ($x = 0,5l$), isto não existe ou é pouco perceptível. Este problema tem sido contornado aumentando-se o valor do $limiar_2$.

4 - Faltas fase-terra na primeira metade da linha foram localizadas dentro dos padrões desejados. No entanto, para faltas na segunda metade da linha, um problema passou a afetar a eficiência do método, ou seja: o aparecimento de um primeiro pico na saída 1 (modo terra) em sincronismo com o primeiro pico das demais saídas, como pode ser visto no detalhe da Fig. 6.29(a). Ora, isso prejudicou a informação sobre qual metade da linha está a falta, uma vez que o atraso Δt_e é praticamente nulo. Assim, a falta era indicada próxima ao terminal A. Este problema tem sido contornado aumentando-se o valor do $limiar_1$.

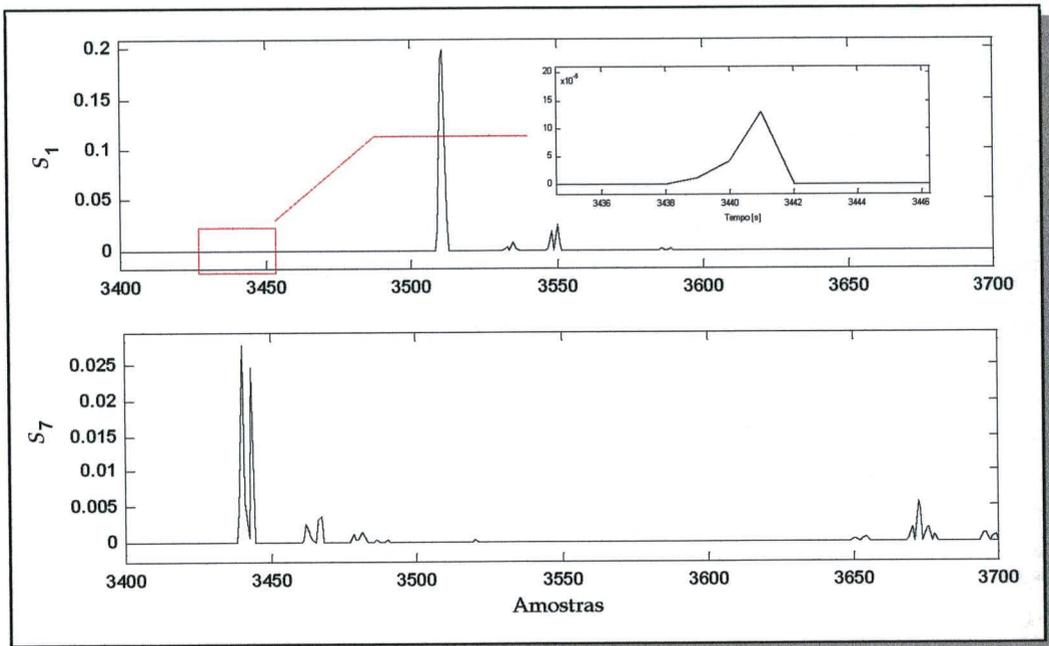


Fig. 6.29 - Amostras referentes aos CWqds (saídas 1 e 7) de uma falta AT a 0,9 pu da linha III.

5 - O preço a ser pago pelo aumento dos valores de $limiar_1$ e $limiar_2$ é a não localização das faltas com transitórios muito pequenos. Porém esse é um problema de menor probabilidade de ocorrência.

6 - Finalmente, foi observada razoável precisão para todas as faltas localizadas (erros entre 0,1 e 3%) considerando-se uma linha não transposta de grande comprimento.

6.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi apresentado neste capítulo um método para a localização de faltas em linhas de transmissão, utilizando dados de um único terminal. A ferramenta principal foi a

transformada *wavelet* aliada a uma transformação modal. A estrutura desenvolvida é a mesma do capítulo anterior, porém tendo sido incorporado um algoritmo de localização a partir da captura das primeiras frentes de ondas viajantes. Para isso a frequência de amostragem originalmente adotada foi de 200 kHz.

Para determinados tipos de falta bastante *sutis*, os CWDqs se tornam imperceptíveis principalmente quando da existência de ruídos não correlacionados de maiores amplitudes. Em tais casos, o sistema tem permanecido insensível, não “enxergando” a falta ou, vez ou outra, indicando distâncias cujos erros são superiores a 10%.

No entanto, o método aqui apresentado tem encontrado razoáveis resultados, em termos de localização e precisão, quando comparado com métodos convencionais citados na literatura, como é o caso de [141] cujo gráfico está mostrado na Fig. 6.30.

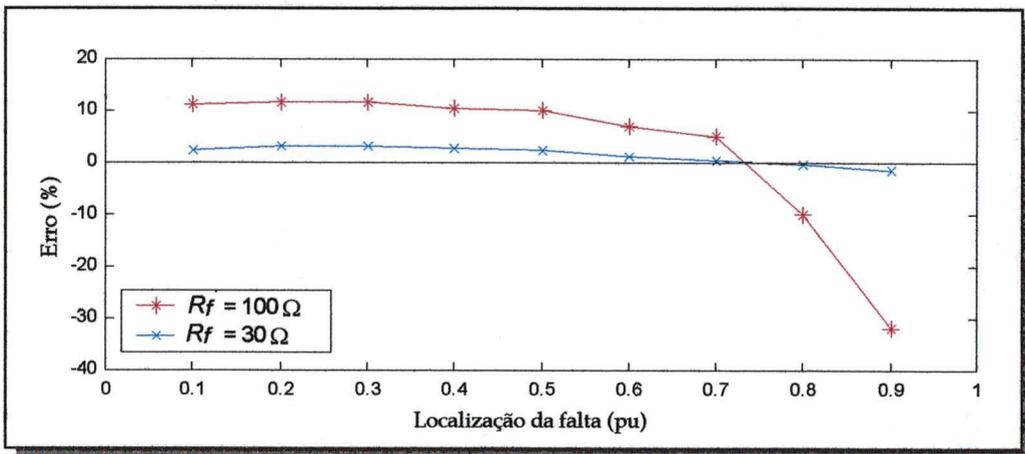


Fig. 6.30 - Erro % versus local da falta em algoritmos convencionais.

Finalmente, duas últimas observações se fazem necessárias:

1 - Em muitos casos, menores erros foram encontrados no segundo nível de decomposição da estrutura piramidal, o que indica a possibilidade de melhorias no método.

2 - Testes têm sido realizados para $50 \leq f_s \leq 100$ kHz (uma menor frequência de amostragem pode ser obtida fazendo-se uma dizimação nos sinais originais através do programa desenvolvido para testes - Anexo II). Diversas faltas têm sido localizadas, porém, algumas das localizações passam a apresentar maiores erros, principalmente quando as faltas estão próximas ao terminal de medição.

CAPÍTULO 7

LIMITAÇÕES, MELHORIAS E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS

7.1 - Considerações Iniciais

O uso da TW para fins de proteção e supervisão de linhas de transmissão tem gerado importantes resultados, como os que foram apresentados nos capítulos precedentes, bem como outros que podem ser encontrados na literatura corrente, alguns dos quais citados neste texto. No entanto, em relação ao presente trabalho, dois assuntos ainda são aqui expostos: (i) questões do ponto de vista de limitações da própria ferramenta (ou do algoritmo como um todo) as quais devem ser observadas e, se necessário, contornadas através de outros métodos para as aplicações mais exigentes; (ii) melhorias a serem incorporadas através de futuras investigações, as quais são aqui colocadas como propostas de continuidade deste trabalho. Dentre as investigações propostas, algumas devem ser vistas como desafiadoras tarefas a serem superadas.

7.2 - Limitações

Listamos a seguir algumas limitações com as quais nos deparamos no decorrer do desenvolvimento deste trabalho.

1) *Nível de ruído não correlacionado.*

Como pôde ser percebido pelos resultados apresentados nos Capítulos 5 e 6, a AMR é bastante sensível ao ruído não correlacionado. Assim, para faltas *sutis* (quase sem transitórios, incluindo principalmente as faltas que ocorrem próximas a zero volt com alta impedância e alta corrente de carga), tanto o algoritmo de identificação quanto o de localização, não têm obtido sucesso para valores de SNR abaixo de um certo valor (entre 60 e 50 dB). Ora, é óbvio que nesses casos, a perturbação gerada pela falta está no mesmo patamar do nível de ruído existente antes da falta, ficando difícil, se não impossível, distinguir a ocorrência do distúrbio.

Investigações nessa direção têm mostrado que as escalas mais altas de decomposição ($j = 2, 3, \dots$) filtram o ruído não correlacionado, podendo assim enfatizar os instantes iniciais da falta.

Não se deve descartar também o uso, em paralelo com a AMR, de técnicas que tratam o componente fundamental da tensão (afundamento do sinal) e da corrente (crescimento do sinal) para a identificação e a localização da falta. Uma dessas técnicas é a aplicação de redes neurais ou sistemas *fuzzy*, embora tais ferramentas também possuam suas limitações. Cabe lembrar que no caso da localização de faltas, técnicas que demandam maiores janelas de dados acabam sendo viáveis somente para uso *off-line*.

2) *Faltas fase-fase-terra.*

A grande maioria das faltas em linhas de transmissão é do tipo monofásica. Em muitas companhias de energia elétrica que adotam a filosofia de religamento monopolar, a prática comum é desligar todas as três fases para qualquer tipo de falta que não seja monofásica. Assim, tornam-se suficientes os padrões apresentados na Tabela 5.2 para o caso de faltas fase-fase-terra, embora as fases envolvidas não tenham sido identificadas, para as duas abordagens apresentadas.

Cabe aqui mencionar que, neste caso específico, tal limitação está muito mais relacionada principalmente com a transformação modal.

Também é importante salientar que técnicas com redes neurais [84,85] têm apresentado resultados com sucesso na identificação das fases de faltas bifásicas-terra, tendo como entradas os sinais de corrente e os sinais de tensão. O tempo de resposta tem sido da ordem de 5 a 8 ms. Em [142] este tempo é da ordem de 4 ms usando somente amostras de corrente nas entradas da rede neural projetada.

3) *Linhas não transpostas com alto fator de assimetria.*

Para as linhas não transpostas, com alto fator de assimetria, existirão razoáveis valores de coeficientes *wavelet* desacoplados nos modos identificadores podendo comprometer a identificação das faltas caso os limiares não sejam adequadamente ajustados, o que nem sempre é uma tarefa muito fácil, principalmente no algoritmo apresentado no Capítulo 6, tal tarefa fica praticamente inviabilizada.

4) *Localização de faltas muito próximas à barra de medição.*

Uma limitação intrínseca do algoritmo de localização de faltas diz respeito à ocorrência de faltas muito próximas ao terminal de medição. Considerando uma frequência de amostragem de 200 kHz, teoricamente uma falta poderia ser localizada em até 3 km de distância do terminal. Considerando porém a introdução de erros devido à amostragem e do próprio método em si, a distância mínima que tem sido encontrada, com erros ainda aceitáveis para proteção (abaixo de 5%), é de aproximadamente 9 km.

Esta limitação é, contudo, encontrada em muitos algoritmos de localização de faltas [143].

7.3 - MELHORIAS E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS

É nossa intenção deixar registradas algumas novas propostas de investigação as quais poderiam introduzir melhorias e complementar os algoritmos desenvolvidos para as tarefas de proteção e supervisão de linhas, bem como estender o uso da TW a outras aplicações. Um breve comentário é elaborado para algumas das propostas.

1) *Realização de um maior número de simulações para linhas não transpostas com alto grau de assimetria e, para tais casos, a definição de uma política de limiar.*

Como visto nos capítulos anteriores, o número de simulações realizadas no modelo LT III, pode não ter sido suficiente para uma avaliação completa do emprego do método para linhas não transpostas com alto grau de assimetria. Portanto, há a necessidade de mais simulações e, a partir dos resultados, o estabelecimento de uma política de limiar adequada para tais linhas.

2) *Inserção de outros parâmetros nas linhas transmissão simuladas para avaliação dos algoritmos.*

As modelagens deverão incluir: (i) fluxo de carga desbalanceado para verificar tal influência sobre os modos de identificação; (iii) modelagens de TCs e TPs ou outros transdutores para avaliação das formas de onda secundárias viabilizando ou não os métodos com TW; (iv) inserção de não linearidade nas resistências de arco voltaico nas faltas simuladas. Tal inserção é particularmente importante nas faltas com ângulo de incidência próximas de zero volt. (v) erros de medição; etc.

3) *Aplicação dos métodos apresentados (identificação e localização) em outros modelos de linhas de transmissão.*

(i) Linhas com compensação série; (ii) linhas duplas: deverá ser avaliada a influência do efeito mútuo sobre as componentes de seqüência zero (impedância mútua - Z_{m0}).; (iii) sistemas de transmissão AC - DC paralelos significando alto grau de assimetria. Para esses três casos, como seria o comportamento do identificador e do localizador de faltas?

4) *Simulação de linhas não transpostas com parâmetros dependentes da freqüência, no domínio de fase.*

Há que se lembrar que todas as simulações (EMTP/ATP) para a obtenção dos sinais (tensão e corrente) nas linhas não transpostas foram realizadas no domínio modal (modelos consagrados e de fácil acesso). Pesquisas futuras devem ser realizadas no domínio de fase [144] pois alguns trabalhos como [144-146] têm evidenciado que o nível de indução de ruídos das fases faltosas sobre as fases sadias podem apresentar valores discrepantes entre ambos os modelos.

5) *Aplicação do método de localização de faltas (Capítulo 6), em sistemas com medição sincronizada via Global Positioning System - GPS ou outros.*

Sistemas de dois terminais:

Se supormos que os registros das frentes de onda viajantes possam ser obtidas nos dois terminais da linha (vide Fig. 6.1) de modo sincronizado, a distância da falta poderá ser facilmente obtida como segue:

$$x = \mathcal{V}.t_{A1} \quad (7.1)$$

$$l - x = \mathcal{V}.t_{B1} \quad (7.2)$$

e portanto,

$$x = \frac{l - \mathcal{V}.(t_{B1} - t_{A1})}{2} \quad (7.3)$$

Testes em diferentes modelos de linha de transmissão, como as indicadas anteriormente, devem fazer parte dessa estratégia para avaliação dos erros.

Sistemas com mais de dois terminais:

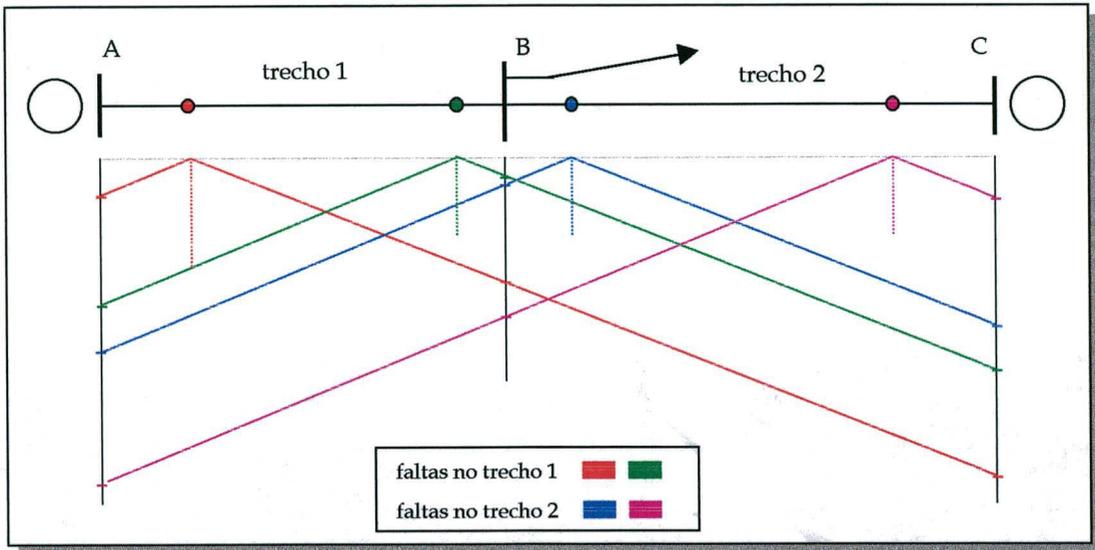


Fig. 7.1 - Localização de faltas em sistemas com mais de dois terminais e medição sincronizada.

Verificando o diagrama de *Lattice* da Fig. 7.1, pode-se concluir:

A falta estará no trecho 1 se

$$t_C - t_B = \tau_2 \text{ e } t_B - t_A < \tau_1 \tag{7.4}$$

ou, no trecho 2 se

$$t_C - t_B < \tau_2 \text{ e } t_B - t_A = \tau_1, \tag{7.5}$$

sendo τ_i o tempo de viagem da onda por todo o trecho considerado.

Finalmente a distância da falta poderá ser calculada usando a Eq. (7.3).

Assim posto, cabe um desenvolvimento mais completo da abordagem e verificação da precisão do método.

Sistemas em Tee e multi-terminais:

A Fig. 7.2 ilustra um sistema multi-terminal (*Tee*), cuja complexidade em trabalhar com ondas viajantes aumenta à medida que o número de derivações da linha também aumenta.

Porém, obtendo-se os intervalos de tempo entre as ocorrências da primeira frente de onda chegando em cada barra (detectadas pela TW) e comparando-os apropriadamente com os tempos de propagação τ_i é possível a determinação do

trecho faltoso. Feito isso, a distância da falta poderá ser determinada com maior facilidade e melhor precisão [147]. Formulações para essa abordagem devem ser desenvolvidas.

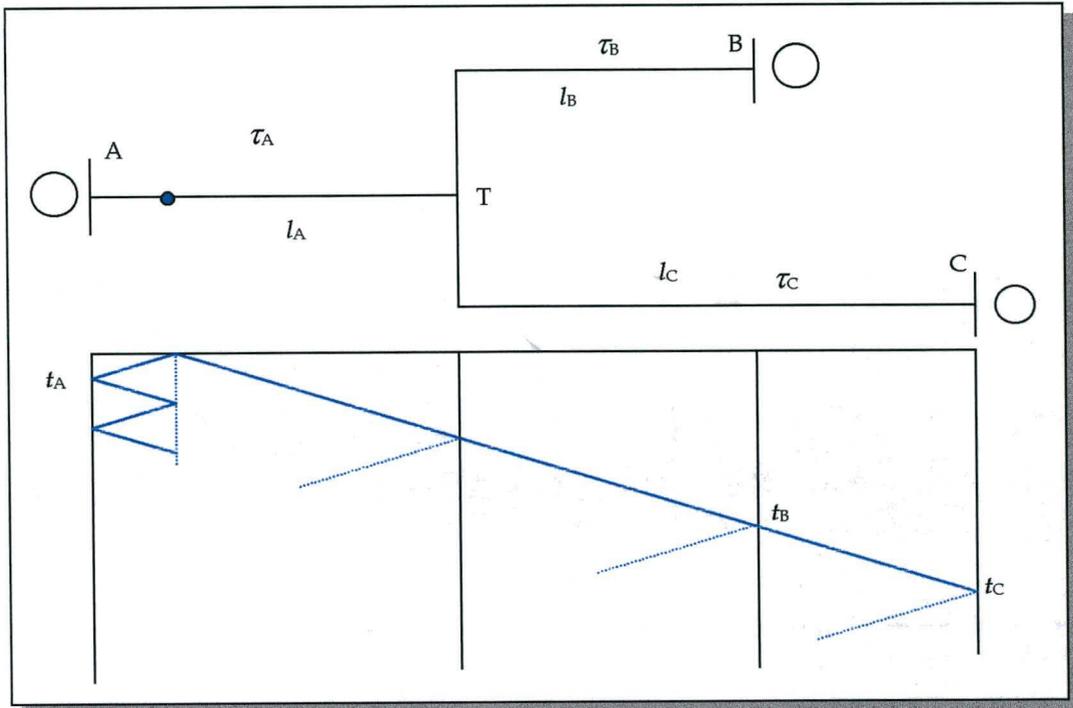


Fig. 7.2 - Localização de faltas em linhas multi-terminais com medição sincronizada.

6) *Algoritmo para discriminação da direção da falta.*

Uma análise das formas (polaridades) dos coeficientes *wavelet* dos sinais de tensão e de corrente, quem sabe, poderão revelar o sentido do fluxo de corrente. Nesse caso, uma nova unidade ou uma nova abordagem poderá ser construída para obter a direcionalidade de correntes de curto-circuito em linhas de transmissão.

7) *Testes com dados obtidos de registradores digitais.*

Uma boa maneira de avaliar e validar resultados dos métodos expostos é a utilização de arquivos de sinais faltosos obtidos de registradores ou oscilógrafos digitais. Normalmente esses dados estão gravados em formato COMTRADE [148] e, portanto, é importante prever uma rotina de conversão para que os arquivos possam ser lidos e utilizados pelo algoritmo. Uma dificuldade, talvez seja conseguir os sinais com as taxas de amostragem requeridas pelos algoritmos, principalmente em relação à localização de faltas.

8) *Estudos de viabilização dos algoritmos desenvolvidos para aplicação em tempo real.*

Os métodos descritos neste texto, e outros que porventura venham a ser desenvolvidos, devem ser avaliados para uso em tempo real. Avaliações podem ser feitas verificando-se o número e a complexidade das operações a serem implementadas em um DSP. A referência [149] mostra formalmente a maneira de calcular a *Complexidade* de implementações de operações aritméticas em um DSP.

9) *Estudos para viabilização e implementação prática de sistemas protetivos com TW.*

A construção de um protótipo que pudesse ser submetido a testes de campo, associados às simulações de novos casos pelos métodos propostos, agilizaria a obtenção de um resultado final.

10) *Estudo e Desenvolvimento de famílias wavelets mais adequadas aos sinais transitórios de falta.*

Acredita-se que encontrar uma melhor *wavelet* ou uma biblioteca de *wavelets* para transitórios de sistemas de potência é algo viável. Abordagens e ferramentas para seleção da *wavelet* mãe seria também algo de bastante utilidade. Um bom ponto de partida pode ser a referência [150]. Cabe mencionar porém, que a seleção de uma apropriada *wavelet* mãe sem que se conheça *a priori* os distúrbios, é ainda uma extraordinária e desafiadora tarefa.

11) *Outros.*

O diagrama apresentado na Fig 4.1 pode ser uma boa referência de inspiração para outros tipos de desenvolvimentos objetivando sistemas de supervisão e proteção de linhas e/ou demais partes de um sistema de potência.

7.4 - Considerações Finais

Em breves palavras, foram apresentadas neste capítulo, algumas das limitações encontradas durante o desenvolvimento do sistema de identificação e de localização de faltas. Algumas limitações apresentadas estão ligadas à forma como a TW foi utilizada. Espera-se que com os novos desenvolvimentos, alguns dos quais propostos também neste capítulo, mais luzes possam clarear e conduzir a resultados cada vez melhores.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES

Este trabalho foi conduzido de tal modo a culminar na apresentação de um estudo e do desenvolvimento de dois algoritmos computacionais para fins de proteção e supervisão de linhas de transmissão. Tais algoritmos (adequados para processamento paralelo) abrangem duas importantes tarefas, as quais são apropriadas para uso em relés numéricos, ou seja: a identificação e a localização de faltas ao longo da linha.

Como principal ferramenta foi utilizada a transformada *wavelet*, a qual demonstrou eficácia nas aplicações desejadas. Tal eficácia é enfatizada sobretudo no que diz respeito à sua capacidade de localização no tempo, característica esta, bastante adequada para o desenvolvimento dos métodos apresentados uma vez que os sinais de interesse são compostos pelo componente de frequência fundamental associado a transitórios gerados imediatamente após a ocorrência de uma falta.

A primeira abordagem apresentada foi um algoritmo para implementação de um sistema (ou módulo) identificador de faltas cujas entradas são as seqüências de tensão ou corrente obtidas a uma taxa de amostragem em torno de 5 kHz.

Foi mostrado que o algoritmo responde com eficiência em diversos casos de faltas cujas características combinadas incluem: ocorrências em diferentes pontos da linha de transmissão; ampla faixa de resistência *shunt* (0 a 100 Ω - em alguns casos até 200 Ω); ampla faixa de ângulo de incidência da falta e variadas correntes de carga. Dentre os aspectos importantes dos resultados estão também: a ampla faixa de razão sinal-ruído (SNR- até 40 dB na maioria dos casos); a independência em relação ao *infeed* remoto e a rapidez com a qual uma falta é identificada.

Uma segunda abordagem apresentada inclui, além da identificação, uma rotina de localização do ponto de falta. Nesse caso, foram utilizados como sinais de entrada, as seqüências trifásicas de tensão obtidas a uma taxa de amostragem mais elevada (200 kHz). Cabe enfatizar que esse algoritmo de localização foi desenvolvido tendo em vista uma exatidão suficiente para inspeção, manutenção e reparo no local de ocorrência.

Portanto, para fins de tomada de decisão do relé, a estimativa obtida é mais que suficiente, além de possuir alta velocidade.

Em relação a esse módulo localizador o algoritmo respondeu com razoável exatidão para faltas cujas características continham: diferentes valores de resistência *shunt*, diferentes ângulo de incidência e diferentes correntes de carga. Verificou-se ainda a pouca influência do tipo de falta no caso de linhas não transpostas com plano de simetria.

Embora possamos exaltar as habilidades da TW nas aplicações apresentadas, devemos considerar também que, como muitas ferramentas, ela apresenta suas limitações. Na grande maioria das vezes essas limitações estavam relacionadas à intensidade do ruído não correlacionado quando da ocorrência de faltas com alta resistência e, principalmente, ângulos próximos a zero volt.

Além disso outras limitações, porém mais relacionadas aos próprios algoritmos do que à transformada *wavelet*, foram também identificadas e comentadas no Capítulo anterior, ou sejam: a não identificação das fases em faltas bifásicas-terra, a dificuldade na identificação de faltas em linhas não transpostas (no caso da segunda abordagem) e a localização de faltas muito próximas à barra terminal.

Embora todo o desenvolvimento apresentado até então esteja inserido dentro do campo teórico (sinais simulados, implementação *off-line*, etc.) e, apesar do velho ditado conhecido na engenharia: “na prática a teoria é outra”, é de se esperar que as limitações citadas possam ser superadas a partir de novos desenvolvimentos (propostos no Capítulo 7), da otimização dos algoritmos e da implementação de protótipos para definitivas avaliações.

Assim sendo, cabe finalmente listar algumas das principais contribuições produzidas por este trabalho:

- comprovação da viabilidade e da adequabilidade do uso da TW em algoritmos de proteção e supervisão de linhas de transmissão;
- obtenção de um sistema de identificação de fases faltosas, baseado em ruídos da falta (apresentado no Capítulo 5), de alta velocidade para uso em relés numéricos de distância;

- obtenção de um sistema localizador de faltas, baseado em ondas viajantes (apresentado no Capítulo 6), com razoável precisão e de alta velocidade para uso relés numéricos de distância;
- estabelecimento de um critério mais adequado para a distinção da metade faltosa da linha de transmissão em casos de faltas aterradas;
- apresentação de uma análise da influência do ruído branco nos resultados da transformada *wavelet*, estudo esse até então não apresentado na literatura;
- abertura de novas perspectivas de desenvolvimentos de outras tarefas de proteção e supervisão de sistemas elétricos.

ANEXO - O PROGRAMA DESENVOLVIDO

O PROGRAMA DESENVOLVIDO

Descreve-se aqui, em rápidas palavras, o programa que foi desenvolvido com a finalidade de facilitar os testes do algoritmo de identificação e de localização de faltas.

Para isso, utilizamos o *software* Matlab®, versão 5.2. Algumas funções específicas do *Toolbox Wavelet* foram utilizadas, sendo que muitas outras foram desenvolvidas, para uma maior flexibilidade do programa. Um exemplo típico disso é o fato de que o *Toolbox Wavelet* não faz decomposição sem dizimação.

O aplicativo computacional é dividido em diferentes sub-rotinas (*Functions*) sendo que as principais são ilustradas na Fig. A1 pelos blocos interligados. Todos os blocos interligados com o programa principal (*FaultLoc*) recebem e passam os valores das variáveis

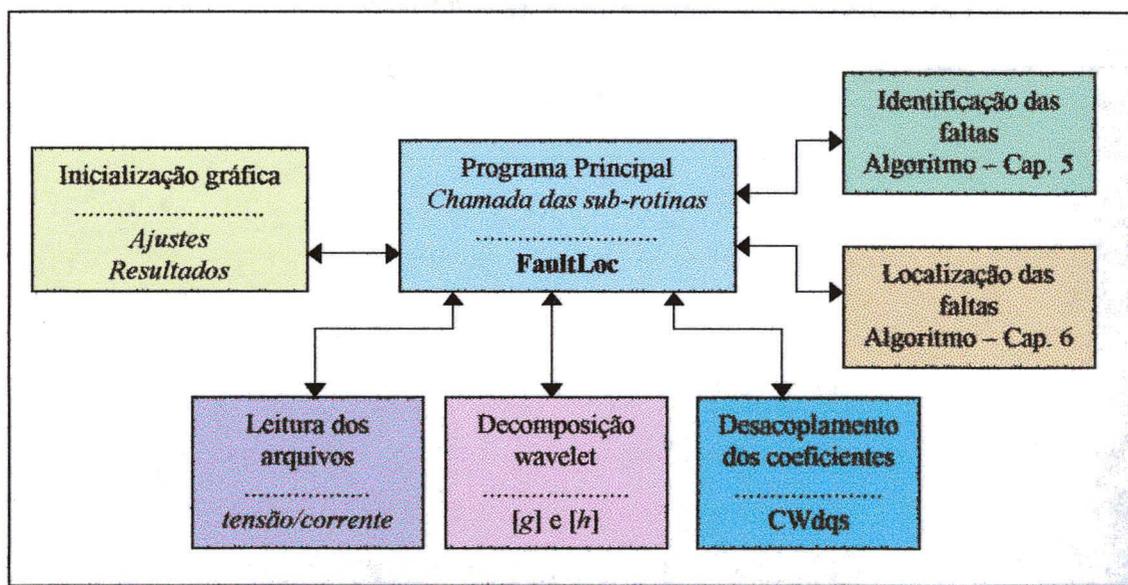


Fig. A1 - Diagrama de blocos apresentando as principais sub-rotinas do programa.

INICIALIZAÇÃO GRÁFICA

Esta rotina é a principal responsável em criar uma interface gráfica amigável para a execução de todas as tarefas que devem ser executadas pelo programa em geral. Serve para as entradas de dados tais como: nome do arquivo contendo os sinais de falta, valor de razão sinal-ruído (SNR) que deve ser superposto ao sinal, frequência fundamental,

wavelet mãe, dentre outros. Serve ainda para as informações a respeito do tipo e do local da falta calculados pelas respectivas rotinas. Finalmente será através dessa interface gráfica que serão chamados os diversos outros gráficos para verificação dos resultados, o *reset* dos valores e o encerramento do programa. A Fig. A2 mostra a interface gráfica da rotina de inicialização com os seus valores *default*.

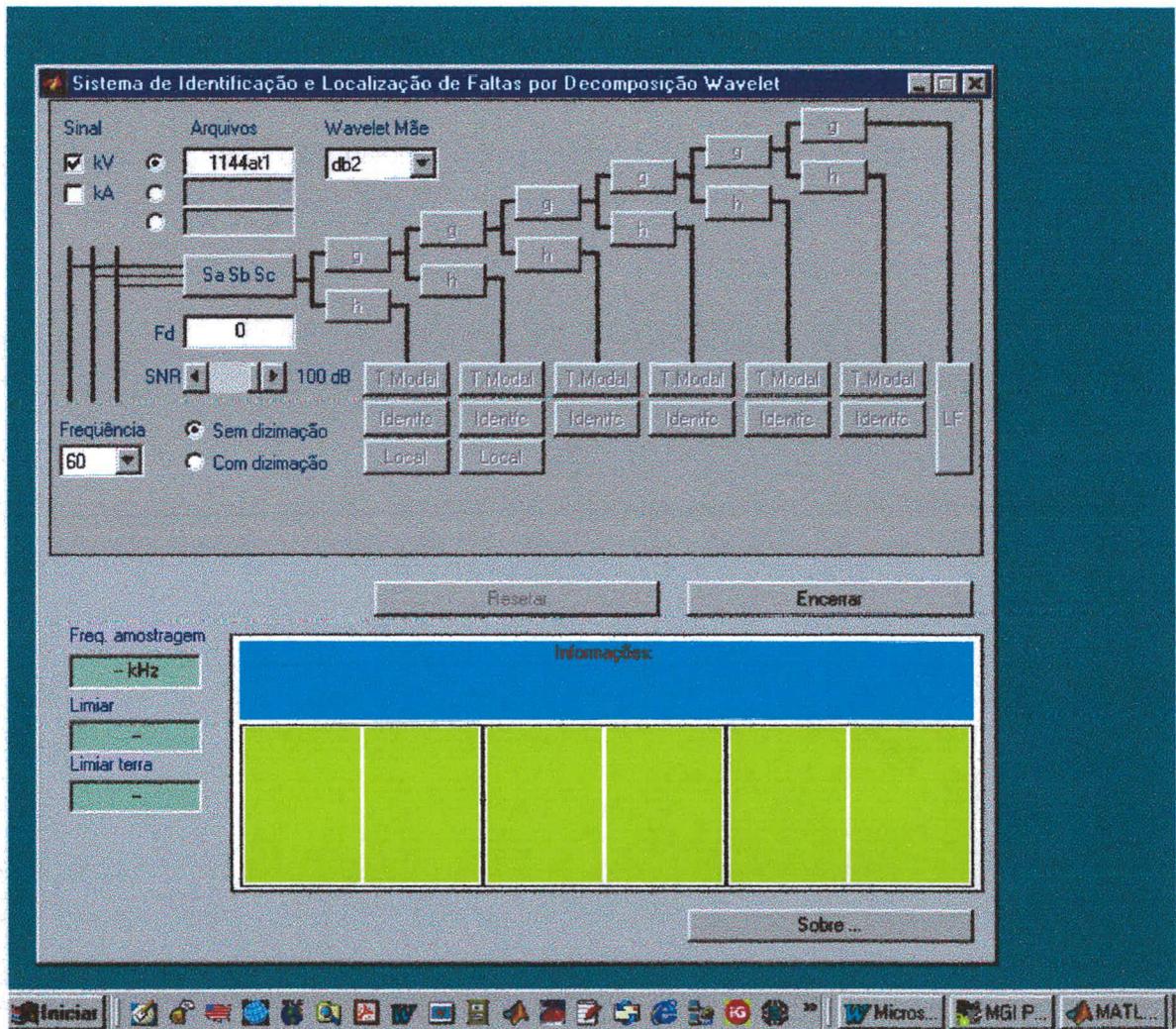


Fig. A2 – Interface de inicialização do programa

LEITURA DOS ARQUIVOS

Os diversos arquivos contendo os sinais de falta, mostrados nas Tabelas 5.3 e 6.6., são armazenados por nomes que indicam o número da falta, o tipo de falta, o local do terminal de medição na linha de transmissão e o sistema de origem (linhas I, II ou III).

Através da informação do nome do arquivo é que o programa principal saberá os diversos valores, tais como: comprimento da linha, velocidades de propagação, valores nominais de tensão e corrente para fins de normalização, etc..

A execução de leitura do arquivo é feita com um *click* do mouse sobre o botão de comando (*push botton*) . Antes porém, os valores de SNR, frequência, tipo de sinal (kV ou kA) e o fator de dizimação do sinal (Fd) devem ser ajustados, caso necessário. Após a leitura do arquivo, o programa *Faultloc* será responsável em: habilitar os botões da etapa seguinte, estabelecer os limiares de identificação e de localização, informar a frequência de amostragem e mudar a cor da inscrição do *push botton* que foi comandado (). Essa mudança de cor, para vermelho, significa que a tarefa já foi executada e, que apertando o botão novamente o mesmo chamará outra rotina, responsável em apresentar os valores lidos na forma de gráficos, conforme exemplificado pela Fig. A3.

DECOMPOSIÇÃO WAVELET

Uma vez escolhida a *wavelet* mãe, cuja relação consta no menu *popdown* , a decomposição piramidal é feita seqüencialmente à medida em que se aperta cada botão de comando  (filtro passa-baixas) e  (filtro passa-altas), conforme aparece na Fig. A2. Os botões para os mais altos níveis de decomposição somente são habilitados (a inscrição ficará azul) quando o precedente “g” finalizar a sua ação (a inscrição se tornará vermelha). Também aqui, os coeficientes de aproximação (*smoothed*) e os coeficientes *wavelet* (*detailed*) de cada fase poderão ser visualizados apertando-se os botões “g” ou “h” quando os mesmos estiverem vermelhos.

DESACOPLAMENTO DOS COEFICIENTES

A subrotina de desacoplamento dos coeficientes *wavelet* é chamada pelo botão de comando . Internamente a matriz de pesos modais (**W**) está ajustada com os valores da transformada $\alpha\beta_0$, porém a mesma pode ser modificada para Wedepohl ou outra também adequada.

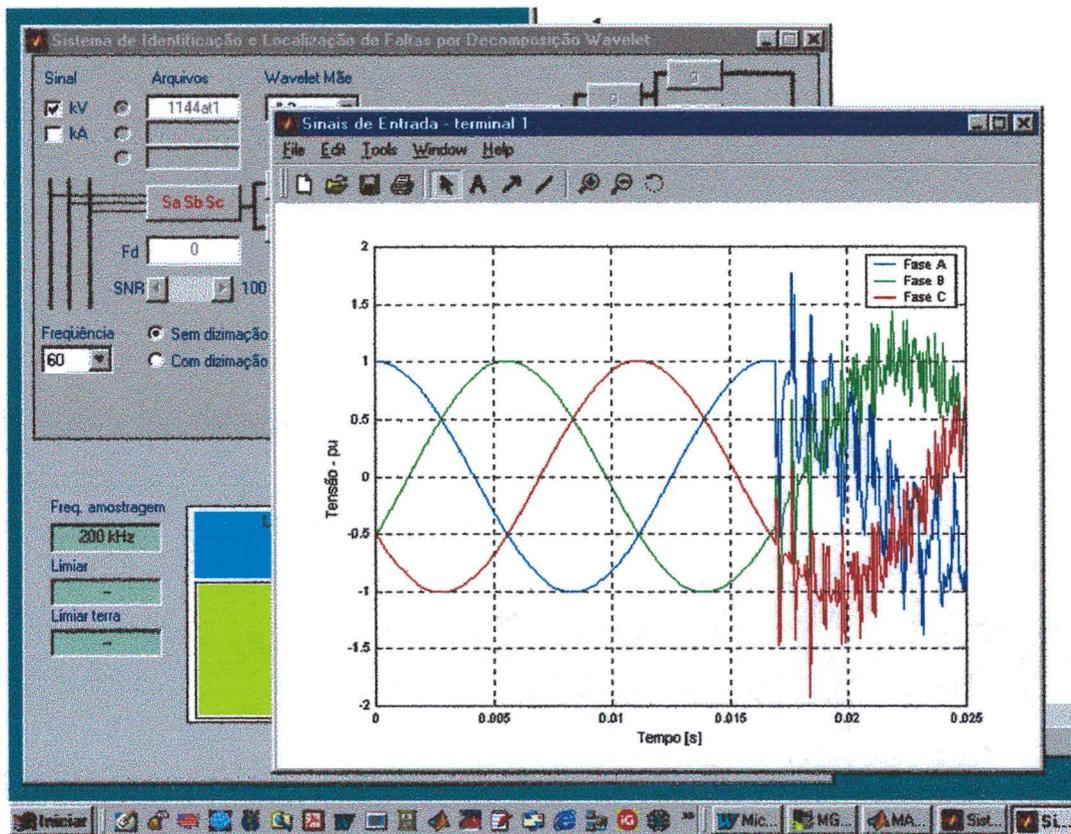


Fig. A3 – Visualização gráfica após comando sobre o botão **Sa Sb Sc** .

IDENTIFICAÇÃO DAS FALTAS

Estando o botão de comando **Identfc** habilitado, (o que somente ocorre após o desacoplamento modal) pode-se então proceder a identificação da falta. É nesta etapa do programa que são realizados os cálculos do desvios padrões dos coeficientes desacoplados e comparados com os limiares de identificação, conforme apresentado nas Seções 5.2.4 e 5.2.5. Cabe lembrar que as rotinas do programa não estão otimizadas, ou melhor, não estão arranjadas para trabalharem em tempo real e sim em modo *off line*. Então, em cada sub-rotina aqui apresentada, toda a seqüência discreta (1½ a 3 ciclos) é processada, sendo apresentado o resultado somente após a última amostra ter sido considerada. Por causa disso, a sub-rotina *Identfc* delonga um tempo relativamente grande quando a frequência de amostragem é 200 kHz. A verificação do tempo de resposta do algoritmo é feita por análise dos gráficos e valores resultantes, os quais são obtidos apertando-se o botão **Identfc**, como exemplificado pela Fig. A4.

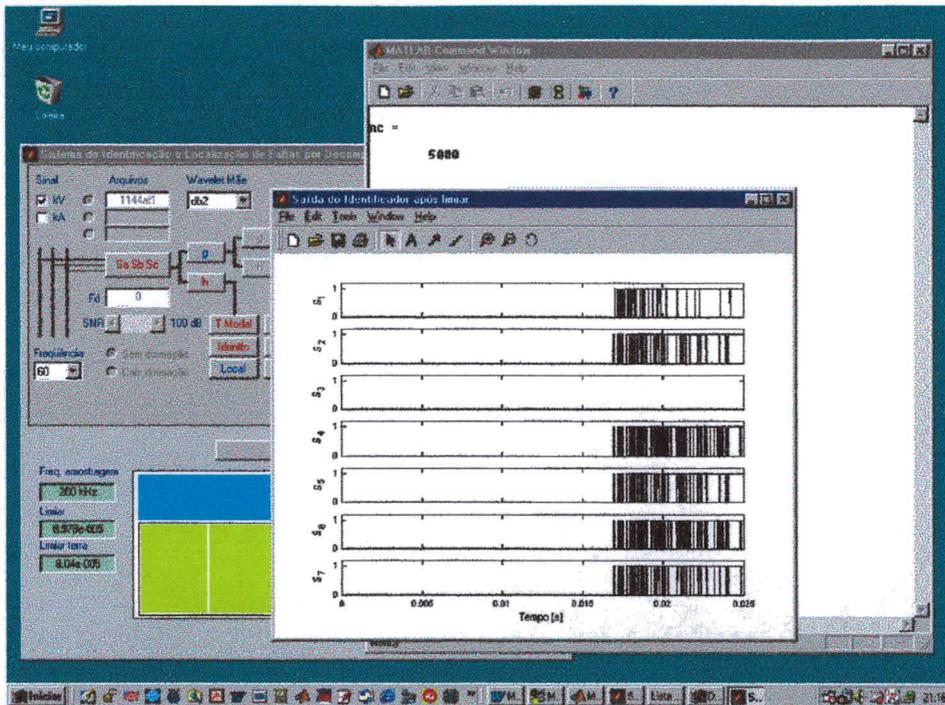


Fig. A4 – Etapa de análise da resposta do algoritmo de identificação de faltas.

LOCALIZAÇÃO DAS FALTAS

Finalmente, a sub-rotina de localização da falta é executada clicando o ponteiro do *mouse* sobre o botão . Nesta etapa, os coeficientes *wavelet* desacoplados são tomados ao quadrado, realizando-se posteriormente as etapas apresentadas no Capítulo 6.

Cabe mencionar que esta sub-rotina não depende da sub-rotina de identificação, anteriormente comentada. Como visto nos Capítulos 5 e 6, elas são tarefas independentes e com diferentes enfoques, embora a rotina de localização também realize a identificação das faltas. Portanto, ela pode ser executada sem que a sub-rotina *Identfc* tenha sido chamada.

Tão logo a falta tenha sido localizada os resultados são apresentados na tela de interface gráfica ou no *workspace* do Matlab, como está apresentado na Fig. A5. Valores dos limiares que foram usados também são mostrados.

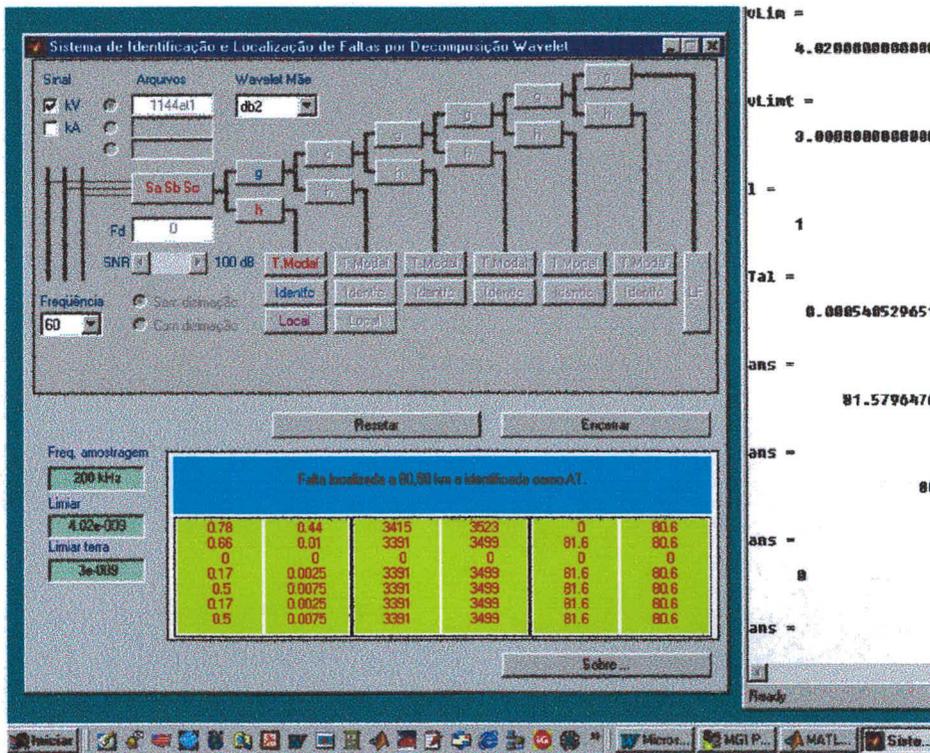


Fig. A5 – Apresentação dos resultados após a localização da falta.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Embora as tarefas implementadas e apresentadas neste trabalho não necessitem, o programa por ora apresentado foi concebido para executar 6 níveis de decomposição *wavelet* (com ou sem dizimação). Tal é assim realizado em conformidade com a idéia que foi apresentada no diagrama da Fig. 4.1 e, tendo em vista a continuidade da pesquisa. Sendo assim, o programa ainda se encontra em fase de construção e aperfeiçoamento.

Deve-se notar que a tarefa de identificação da falta faz parte de todos os níveis de decomposição e a tarefa de localização em apenas dois níveis, do qual o segundo tem também apresentado bons resultados.

Dependendo da frequência de amostragem, a decomposição é permitida somente até uma determinada escala previamente calculada sendo os demais botões permanecem desabilitados. Também o botão de localização não é habilitado quando a frequência de amostragem está abaixo de 50 kHz.

Finalmente, o programa tem sido concebido para funcionar no *MatLab* versão 5.2 ou superior, conforme aponta informações em Sobre ... (vide Fig. A6).

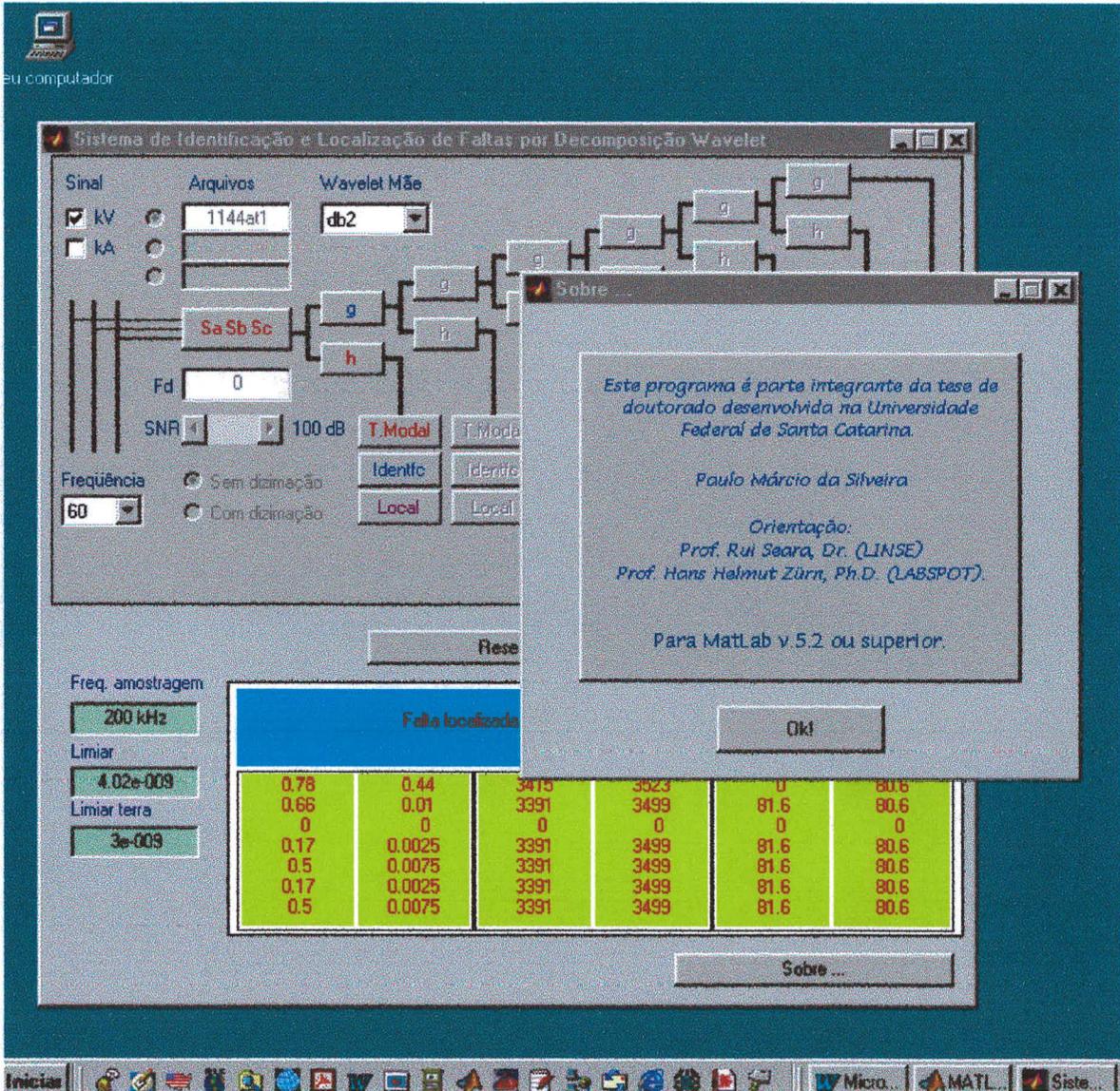


Fig. A6 - Sobre.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] WESTINGHOUSE Electric Corp. *Applied Protective Relaying*. 2. ed. Coral Springs, Florida, 1976.
- [2] ROCKEFELLER, G. D. Fault Protection with Digital Computer. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 88, n. 4, p. 438-461, April 1969.
- [3] McLAREN P. G., SWIFT G. W. NEUFELD A. "Open" Systems Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 9, n. 3, p. 1316-1324, July 1994.
- [4] ASEA BROWN BOVERI - ABB. *Linha de Relés de Proteção Numéricos para Sistemas de Distribuição e Industriais*, Informativo FA/epb., São Paulo, ABB, maio 1993, p. 4.
- [5] ADAMIAK, M. G.; REDFERN, M. Communication Systems for Protective Relaying. *IEEE Computer Application in Power Magazine*, New York, p. 14-22, July 1998.
- [6] Eletromagnetic Transient Program (EMTP) - *Rule Book and User's Guide*, Eletrotek Concepts INC., November 1992.
- [7] Alternative Transient Program (ATP) - *Rule Book and User's Guide*, Leuven EMTP Center, Herverlee, Belgium, July 1987.
- [8] IEEE TUTORIAL COURSE. *Computer Relaying*. New York, IEEE Public. 79EH0148-07-PWR, April 1979.
- [9] ELMORE, W. A. *Pilot Protective Relaying*. 1° ed. N. York: Marcel Dekker, 2000.
- [10] ADAMIAK, M. G.; PREMERLANI, W. A New Approach to Current Differential Protection for Transmission Lines. In: ELECTRIC COUNCIL OF NEW ENGLAND PROTECTIVE RELAYING - COMMITTEE MEETING (October 1998, Portsmouth, NH). *Proceedings*. Portsmouth, 1998. p. 1-16.
- [11] SILVEIRA, P. M. *Um Equipamento Didático Utilizando Microcomputador para Treinamento em Relés de Proteção*. Itajubá, 1991. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto de Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI).
- [12] McINNES, H. D.; MORRISON, I. F. Real Time Calculations of Resistance and Reactance for Transmission Line Protection by Digital Computer. *Electrical Engineering Transactions IE*, Australia, v. EE7, n. 1, p. 16-23, 1970.

- [13] RANJBAR, A. M.; CORY, B. J. An Improved Method for the Digital Protection of High Voltage Transmission Lines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 94, n. 2, p. 544-550, March/April 1975.
- [14] SMOLINSKI, W. J. An Algorithm for Digital Impedance Calculation Using a Single Pi Section. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 98, n. 5, p. 1546-1551, September/October 1979.
- [15] AKKE, M. A.; THORP, J. S. Some Improvements in Three-Phase Differential Equation Algorithm for Fast Transmission Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 1, p. 66-72, January 1998.
- [16] WANG, L. Frequency Responses of Phasor-based Microprocessor Relaying Algorithms. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 14, n. 1, p. 98-109, January 1999.
- [17] MANTEY, P. E. Computer Requirements for Event Recording Digital Relaying and Substation Monitoring, In: POWER INDUSTRY COMPUTER APPLICATIONS CONFERENCE (6TH, May 1969). *Proceedings of IEEE*. p. 262-272.
- [18] MANN, B. J.; MORRISON, I. F. Digital Calculation of Impedance for Transmission Line Protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 98, n. 1, p. 246-260, January/February 1979.
- [19] GILCHRIST, G. B.; ROCKEFELLER, G. D.; UDREN, E. A. High-Speed Distance Relaying Using a Digital Computer, Part I - System Description. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 91, n. 3, p. 1235-1243, May/June 1972.
- [20] LUCKETT, R. G.; MUNDAY, P. J.; MURRAY, B. E. A Substation Based Computer for Control and Protection, DEVELOPMENTS IN POWER SYSTEM PROTECTION (1ST, March 1975, London). *Proceedings of IEE*. Public. No. 125, London, 1975. p. 252-260.
- [21] SACHDEV, M. S.; BARIBEAU, M. A. A New Algorithm for Digital Impedance Relays. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, vol. 98, n. 6, p. 1821-1830, November/December 1976.
- [22] SACHDEV, M. S.; NAGPAL, M. A Recursive Least Error Squares Algorithm for Power System Relaying and Measurement Applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, vol. 6, n. 3, p. 1008-1015, July 1991.
- [23] ALMEIDA, L. A. L.; C. LIMA, A. C. Covariance Management Based RLS Algorithm for Phasor Estimation in Severely Noisy Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 4, p. 1067-1072, October 1998.

- [24] RAMAMOORTY, M. Application of Digital Computer to Power Systems Protection, *Journal of Institution of Engineers, India*, v. 52, n. 10, p. 235-238, June 1972.
- [25] PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M.; HLIBKA, T. A Digital Computer System for EHV Substations: Analysis and Field Tests. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 95, n. 1, p. 291-301, January/February 1976.
- [26] PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems*. 1. ed. Taunton, England: Research Studies Press LTD., 1988.
- [27] PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M.; HLIBKA T. *et al.* A Microprocessor Based Symmetrical Component Distance Relay, In: POWER INDUSTRY COMPUTER APPLICATIONS CONFERENCE (11th, May 1979, Cleveland). *Proceedings*, May 1979.
- [28] BENMOUYAL, G. Removal of DC-Offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 10, n. 2, p. 621-630, April 1995.
- [29] ST-JACQUES, A .L.; SANTERRE, G. A Multiprocessor-Based Distance Relay: Design Features and Test Results. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 102, n. 12, p. 1652-1658, December 1983.
- [30] LI, Z.; ZHI-JING, Z. Studies of Distance Protection with a Microprocessor for Short Transmission Lines. In: POWER INDUSTRY COMPUTER APPLICATIONS CONFERENCE (15th , May 1987, Montreal) *Proceedings of PICA Conference*, Montreal, 1987, p. 12-18.
- [31] ADAMIAK, M. G.; ALEXANDER, G. E.; PREMERLANI, W. Advancements in Adaptive Algorithms for Secure High Speed Distance Protection. In: ANNUAL WESTERN PROTECTIVE RELAYING CONFERENCE (23rd, October 1996). *Proceedings*. Texas A&M University, 1996. p. 1-10.
- [32] HORTON, J. W. The Use of Walsh Functions for High-Speed Digital Relaying. In: IEEE PES SUMMER MEETING (July 1975, San Francisco). *Proceedings*. IEEE PES, 1975, Paper n. A 75882-7, p. 1-9.
- [33] KAKOTI, G. C.; VERMA, H. K. New Algorithms for Microprocessor-Based Distance Relaying. *Electric Power Systems Research*, Lausanne, Switzerland, n. 15, p. 233-238, 1988.
- [34] PAITHANKAR, Y. G. Fast (1-Shift) Orthogonal Functions for Extraction of the Fundamental Frequency Component for Computer Relaying. *Electric Power Systems Research*, Lausanne, Switzerland, n. 14, p. 233-236, 1988.

- [35] DASH, P. K.; KHINCHA, H. P. New Algorithm for Computer Relaying for Power Transmission Lines. *Electric Machines and Power Systems*, n. 14, p. 163-178, 1988.
- [36] D'AMORE, D.; FERRERO, A. A Simplified Algorithm for Digital Distance Protection Based on Fourier Techniques. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 4, n. 1, p. 157-164, January 1989.
- [37] H. J. ALTUVE, I. DIAZ, E. VAZQUEZ, Fourier and Walsh Digital Filtering Algorithms for Distance Protection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 11, n. 1, p. 457-462, February 1996.
- [38] GIRGIS, A. A.; BROWN, R. G. Application of Kalman Filtering in Computer Relaying. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 100, n. 7, p. 3387-3397, July 1981.
- [39] GIRGIS, A. A.; BROWN, R. G. Modeling of Fault-Induced Noise Signals for Computer Relaying Applications. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. New York, v. 102, n. 9, p. 2834-2841, September 1983.
- [40] SACHDEV, M. S.; WOOD, H. C.; JOHNSON, N. G. Kalman Filtering Applied to Power System Measurements for Relaying. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 104, n. 12, p. 3565-3573, December 1985.
- [41] PHADKE, A. G.; IBRAHIM, M.; HLIBKA, T. Fundamental Basis for Distance Relaying with Symmetrical Components. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 96, n. 2, p. 635-646, March/April 1977.
- [42] WAIKAR, D. L.; ELANGO VAN, S.; LIEW, A. C. Symmetrical Component Based Improved Fault Impedance Estimation Method for Digital Distance Protection, Part I. Design Aspects. *Electric Power System Research*, Lausanne, Switzerland, v. 26, p. 143-147, 1993.
- [43] WAIKAR, D. L.; ELANGO VAN, S.; LIEW, A. C. Symmetrical Component Based Improved Fault Impedance Estimation Method for Digital Distance Protection, Part II. Computational Aspects and Validation. *Electric Power System Research*, Lausanne, Switzerland, v. 26, p. 149-54, 1993.
- [44] CHRISTOPOULOS, C.; THOMAS, D. W. P.; WRIGHT, A. A Scheme Based on Travelling Waves for the Protection of Major Transmission Lines. *IEE Proceedings-C*, UK, v. 135, n. 1, p. 63-73, January 1988.
- [45] WALKER, L. N.; OGDEN, A. D.; TUDOR, J. R. Implementation of High Frequency Transient Fault Detector. In: IEEE PES SUMMER MEETING (January 1970, New York). Paper n. 70 CP-140-PWR, New York, 1970.

- [46] TAKAGI, T.; BABA, J.; UEMURA, K. *et al.* Fault Protection Based on Travelling Wave Theory - Part I: Theory. In: IEEE PES SUMMER MEETING (July 1977, Mexico City). IEEE Press. Paper n. A77 750-3, 1977, p. 1-7.
- [47] DOMMEL, H. W.; MICHELS, J. M. High Speed Relaying Using Travelling Wave Transient Analysis. In: IEEE PES WINTER MEETING (January/February 1978, New York). New York, IEEE Press, 1978. Paper n. A78-214-9, p. 1-7.
- [48] CHAMIA, M.; LIBERMAN, S. Ultra High-Speed Relay for EHV/UHV Transmission Lines - Developments, Design and Application. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*. New York, v. 97, n. 6, p. 2104-2116, November 1978.
- [49] RAJENDRA, S.; McLAREN, P. G. Travelling Waves Techniques Applied to the Protection of Teed Circuits: Principle of Travelling Wave Techniques. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 104, n. 12, p. 3544-3550, December 1985.
- [50] RAJENDRA, S.; McLAREN, P. G. Travelling Waves Techniques Applied to the Protection of Teed Circuits: Multi-phase and Multi-Circuit System. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 104, n. 12, p. 3551-3557, December 1985.
- [51] SHEHAB-ELDIN, E. H.; McLAREN, P. G. Travelling Wave Distance Protection - Problem Areas and Solution. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 3, n. 3, p. 894-902, July 1988.
- [52] CHRISTOPOULOS, C.; THOMAS, D. W. P. Ultra-High Speed Protection of Series Compensated Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 7, n. 1, p. 139-145, January 1992.
- [53] BOLLEN, M. H. J. Travelling Wave Based Protection of Double-Circuit Lines. *IEE Proceedings - C, UK*, v. 140, n. 1, p. 37-47, 1993.
- [54] CROSSLEY, P. A.; McLAREN, P. G. Distance Protection Based on Travelling Waves. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*. New York, v. 102, n. 9, p. 2971-2982, September 1983.
- [55] THOMAS, D. W. P.; LIMA, F. R. F.; CHRISTOPOULOS, C. A Travelling Wave Relay for the Protection of EHV Transmission Lines with Teed Feeders. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON DEVELOPMENTS IN POWER SYSTEM PROTECTION (5th, 1993, London). *Proceedings of IEE*. London, 1993. Pub. n. 368, p. 232-235.
- [56] VITINS, M. A Fundamental Concept for High Speed Relaying. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 100, n. 1, p. 163-173, January 1998.

- [57] ENGLER, F.; LANS, O. E.; HÄNGGLI, M. *et al.* Transient Signals and their Processing in a Ultra High Speed Directional Relay for EHV/UHV Line Protection. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 104, n. 6, p. 1463-1474, June 1985.
- [58] AGGARWAL, R. K.; JOHNS, A. T.; TRIPP, D. S. The Development and Application of Directional Comparison Protection for Series Compensated Transmission Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 2, n.4, p. 1037-1045, October 1987.
- [59] MANSOUR, M. M.; SWIFT, G. W. A Multi-Microprocessor Based Travelling Wave Relay - Theory and Realization. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 1, n. 1, p. 272-279, January 1986.
- [60] MANSOUR, M. M.; SWIFT, G. W. Design and Testing of a Multi-Microprocessor Travelling Wave Relay. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 1, n. 4, p. 74-82, October 1986.
- [61] HEDMAN, D. E. Propagation on Overhead Transmission Lines - Theory of Modal Analysis. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 84, September 1965, p. 762-771.
- [62] STRANNE, G.; KWONG, W. S.; LOMAS, T. H. A Current Differential Relay for Use with Digital Communication Systems: Its Design and Field Experience. In: ANNUAL WESTERN PROTECTIVE RELAY CONFERENCE (13th , October 1986, Spokane WA). *Proceedings*. Washington State University, 1986, p. 1-8.
- [63] JOHNS, A. T. New Ultra-High Speed Directional Comparison Technique for the Protection of EHV Transmission Lines. *Proceedings of IEE*, UK, v. 127, n. 4, p. 228-239, July 1980.
- [64] JOHNS, A. T.; AGGARWAL, R. K.; BO, Z. Q. Non-Unit Protection Technique for EHV Transmission Systems Based on Fault-Generated Noise. Part I: Signal Measurements. *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, UK, v. 141, n. 2, p. 133-140, March 1994.
- [65] AGGARWAL, R. K.; JOHNS, A. T.; BO, Z. Q. Non-Unit Protection Technique for EHV Transmission Systems Based on Fault-Generated Noise. Part II: Signal Processing. *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, UK, v. 141, n. 2, p. 141-147, March 1994.
- [66] CARTER, A. M.; AGGARWAL, R. K.; JOHNS A. T. *et al.* Computer-Aided Design of a New Non-Unit Protection Scheme for EHV Teed Circuits. *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, UK, v. 143, n. 2, p. 142-150, March 1996.

- [67] BO, Z. Q.; AGGARWAL, R. K.; JOHNS A. T. *et al.* A New Approach to Phase Selection Using Fault Generated High Frequency Noise and Neural Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 12, n. 1, p. 106-115, January 1997.
- [68] BO, Z. Q. A New Non-Communication Protection Technique for Transmission Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 4, p. 1073-1078, October 1998.
- [69] CLARKE, E. *Circuit Analysis of AC Power Systems*. v. 1. New York: John Wiley & Sons, 1943.
- [70] WEDEPOHL, L. M. Application of Matrix Methods to the Solutions of Travelling-Wave Phenomena in Polyphase Systems. *Proceedings of IEE*, UK, v. 110, n. 12, p. 2200-2212, December 1963.
- [71] ANDERSON, P. M. *Analysis of Faulted Power Systems*. 2. ed. USA: The Iowa State University Press, 1973.
- [72] HOROWITZ, S. H.; PHADKE, A. G.; THORP, J. S. Adaptive Transmission System Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 3, n. 4, p. 1436-1445, October 1988.
- [73] ROCKEFELLER, G. D.; WAGNER, C. L.; LINDERS, J. R. Adaptive Transmission Relaying Concepts for Improved Performance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 3, n. 4, p. 1446-1458, October 1988.
- [74] PHADKE, A. G. Computer Relaying: Its Impact on Improved Control and Operation of Power Systems. *IEEE Computer Applications in Power*, New York, vol. 1, n. 4, p.5-10, October 1988.
- [75] CIGRÉ WORKING GROUP - Adaptive Protection (34.02). *Adaptive Protections and Control*. Final Report, August 1995.
- [76] SACHDEV, M. S. Adaptive Relaying. In: IEEE TUTORIAL COURSE. *Advancements in Microprocessor Based Protection and Communication*. IEEE Public. Number 97TP120-0, New York, 1997, p. 37-54.
- [77] FERRERO, A.; SANGIOVANNI, S.; ZAPPITELLI, E. A Fuzzy-Set Approach to Fault-Type Identification in Digital Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 10, n. 1, p. 169-175, January 1995.
- [78] WANG, H.; KEERTHIPALA, W. W. L. Fuzzy-Neuro Approach to Fault Classification for Transmission Line Protection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 4, p. 1093-1102, October 1998.

- [79] CIGRÉ WORKING GROUP (Task Force 38-06-06). *Artificial Neural Networks for Power Systems - A Literature Survey*, Final Report, July 1993.
- [80] SILVA, A. P. A.; INSFRAN, A. H. F.; SILVEIRA, P. M. *et al.* Neural Networks for Fault Location in Substations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 11, n. 1, p. 234-239, January 1996.
- [81] CHAKRAVARTHY, S. K.; NAYAR, C.V.; ACHUTHAN, N. R. Applying Pattern Recognition in Distance Relaying - Part 1: Concept. *IEE Proceedings-C*, UK, v. 139, n. 4, p. 301-305, July 1992.
- [82] CHAKRAVARTHY, S. K.; NAYAR, C. V.; ACHUTHAN, N. R. Applying Pattern Recognition in Distance Relaying - Part 2: Feasibility. *IEE Proceedings-C*, UK, v. 139, n. 4, p. 306-314, July 1992.
- [83] KHAPARDE, S. A.; KALE, P. B.; AGARWAL, S. H. Application of Artificial Neural Network in Protective Relaying of Transmission Lines. In: INTERNATIONAL FORUM ON APPLICATIONS OF NEURAL NETWORKS TO POWER SYSTEMS (1st , July 1991, Seattle). *Proceedings*. Seattle, 1991. p. 139-143.
- [84] DALSTEIN, T.; KULICKE, B. Neural Network Approach to Fault Classification for High Speed Protective Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 10, n.2, p. 1002-1011, April 1995.
- [85] SONG, Y. H.; XUAN, Q. X.; JOHNS, A. T. Comparison Studies of Five Neural Network Based Fault Classifiers for Complex Transmission Lines. *Electric Power Systems Research*, UK, v. 43, p. 125-132, May 1997.
- [86] DASH, P. K.; PANDA, S. K.; MISHRA, B. *et al.* Fast Estimation of Voltage and Current Phasors in Power Networks Using an Adaptive Neural Network. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 12, n. 4, p. 1494-1499, November 1997.
- [87] WIDROW, B.; STERNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. 9. ed. New York: Prentice-Hall, 1995.
- [88] SIDHU, T. S.; SINGH, H.; SACHDEV, M. S. Design, Implementation and Testing of an Artificial Neural Network Based Fault Direction Discriminator for Protecting Transmission Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 10, n. 2, p. 697-706, April 1995.
- [89] DALSTEIN, T.; FRIEDRICH, T.; KULICKE, B. *et al.* Multi Neural Network Based Fault Area Estimation for High Speed Protective Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 11, n. 2, p. 740-747, April 1996.

- [90] COURRY, D. V.; JORGE, D. C. Artificial Neural Network Approach to Distance Protection of Transmission Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 1, p. 102-108, January 1998.
- [91] WANG, F.; TANG, J. Modeling of a Transmission Line Protection Relaying Scheme Using Petri Nets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 12, n. 3, p. 1055-1063, July 1997.
- [92] TAWFIK, M. M.; MORCOS, M. M. A Novel Approach for Fault Location on Transmission Lines. *IEEE Power Engineering Review Magazine*, New York, v. 18, n. 11, p. 58-60, November 1998.
- [93] FERNÁNDEZ, C.; PAGOLA, F. L. Total Least Square and Discrete-Time Line Models in HV Distance Protection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 14, n. 1, p. 74-79, January 1999.
- [94] DJURIĆ, M. B.; RADOJEVIĆ, Z. M.; TERZIJA, V. V. Distance Protection and Fault Location Utilizing Only Phase Current Phasors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 4, p. 1020-1026, October 1998.
- [95] CHAARI, O.; MEUNIER, M.; BROUAYE, F. Wavelets: A New Tool for the Resonant Grounded Power Distribution Systems Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 11, n. 3, p. 1301-1308, July 1996.
- [96] WAI, D. C. T.; YIBIN, X. A Novel Technique for High Impedance Fault Identification. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 3, p. 739-744, July 1998.
- [97] MAGNAGO, F. H.; ABUR, A. Fault Location Using Wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 4, p. 1475-1480, October 1998.
- [98] LIANG, J.; ELANGO VAN, S.; DEVOTTA, J. B. X. A Wavelet Multiresolution Analysis Approach to Fault Detection and Classification in Transmission Lines. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Oxford, v. 20, n. 5, p. 327-332, August 1998.
- [99] SILVEIRA, P. M.; SEARA, R.; ZÜRN, H. H. Fault Type Identification Using Wavelet Transform. In: THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTELLIGENT SYSTEMS APPLICATION TO POWER SYSTEMS - ISAP'99 (April 1999, Rio de Janeiro). *Proceedings*. Rio de Janeiro, Quattri Design e Comunicação, 1999. p. 267-272,.
- [100] SILVEIRA, P. M.; SEARA, R.; ZÜRN, H. H. An Approach Using Wavelet Transform for Fault Type Identification in Digital Relaying. In: IEEE PES SUMMER MEETING (JUNE 1999, Edmonton, Canada). *Conference Proceedings*. Edmonton, IEEE Press, 1999. p. 937-942.

- [101] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 20 ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1989.
- [102] COHEN, L.; KOVACEVIC, J. Time-Frequency Distributions - A Review. *Proceedings of the IEEE*, New York, v. 77, n. 7, p. 941-981, July 1989.
- [103] HARRIS, F. J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, New York, v. 66, n. 1, p. 51-83, January 1978.
- [104] WICKERHAUSER, M. V. *Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software*. 10. ed. Wellesley: A K Peters Ltd., 1994, p. 24-25.
- [105] DAUBECHIES I. Orthonormal Bases of Wavelets with Finite Support - Connection with Discrete Filters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON TIME-FREQUENCY METHODS AND PHASE SPACE (December 1987, Marseille, France.). *Proceedings*. Marseille, 1987. p. 38-66.
- [106] DAUBECHIES, I. The Wavelet Transform, Time-Frequency Localization and Signal Analysis. *IEEE Transactions on Information Theory*, New York, v. 36, n. 5, p. 961-1005, July 1990.
- [107] DAUBECHIES, I. *Ten Lectures on Wavelet*. (SIAM). 5. ed. Montpellier: Capital City Press, 1997.
- [108] KAISER, G. *A Friendly Guide to Wavelets*. 9 ed. Woodbine, NJ: Birkhäuser, 1994.
- [109] RIOUL, O.; VETTERLI, M. Wavelets and Signal Processing. *IEEE Signal Processing Magazine*, New York, p.14-38, October 1991.
- [110] VETTERLI, M.; HERLEY, C. Wavelet and Filter Banks: Theory and Design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, New York, v. 40, n. 9, p. 2207-2232, September 1992.
- [111] BURRUS, C. S.; GOPINATH, R. A.; GUO H. *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms - A Primer*. 10 ed. New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1998.
- [112] MALLAT, S. A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: the Wavelet Representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, New York, v. 11, n. 7, p. 674-693, July 1989.
- [113] H. NYQUIST, *Certain Topics in Telegraph Transmission Theory*, AIEE Transactions, 1928, p. 617-644.
- [114] SIMONCELLI, E. P. Shiftable Multiscale Transforms. *IEEE Transactions on Information Theory*, New York, v. 2, n. 38, p. 587-607, March 1992.

- [115] SERRANO, E. P.; FABIO, M. A. Undecimated Wavelet Transform from Orthogonal Spline Wavelets. In: D'ATELLIS, C. E.; FERNÁNDEZ-BERDAGUER, E. M. *Wavelet Theory and Harmonic Analysis in Applied Sciences*. 9 ed., Boston: Birkhäuser, 1997. p. 33-68.
- [116] POISSON, O. *Nouvelles Techniques du Traitement du Signal et d'Identification pour l'Analyse des Perturbations de la Tension*. Paris, 1998. Thèse de Doctorat (Docteur - électrique). l'Université Paris VI.
- [117] RIBEIRO, P. F. Wavelet Transform: an Advanced Tool for Analyzing Non-Stationary Harmonic Distortions in Power Systems, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS IN POWER SYSTEMS (6th , September 1994, Bologna, Italy). *Proceedings*. Bologna, 1994. p. 365-369.
- [118] ROBERTSON, D. C.; CAMPS, O. I.; MAYER, J. S. *et al.* Wavelet and Electromagnetic Power System Transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v.11, n. 2, p. 1050-1058, April 1996.
- [119] HEYDT, G. T.; GALLI, A. W. Transient Power Quality Problems Analyzed Using Wavelets. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 12, n. 2, p. 908-915, April 1997.
- [120] SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W. M. *et al.* Power Quality Assessment via Wavelet Transform Analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 11, n. 2, p. 924-930, April 1996.
- [121] ANGRISANI, L; DAPONTE, P.; D'APUZZO, M. *et al.* A New Wavelet Transform Based Procedure for Electrical Power Quality Analysis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (7th, 1996, Las Vegas). *Proceedings*. Las Vegas, 1996. p. 608-614
- [122] SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W.M. Power Quality Disturbance Identification Using Wavelet Transforms and Artificial Neural Networks. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (7th, 1996, Las Vegas). *Proceedings*. Las Vegas, 1996. p. 615-618
- [123] SANTOSO, S.; POWERS, E. J.; GRADY, W.M. Power Quality Disturbance Data Compression Using Wavelet Transform Methods. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 12, n. 3, p. 1250-1257, July 1997.
- [124] LEE, C. H.; LEE, J. S.; KIM, J. O. *et al.* Feature Vector Extraction for the Automatic Classification of Power Quality Disturbances. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM

- ON CIRCUITS AND SYSTEMS (June 1997, Hong Kong). *Proceedings*. Hong Kong, 1997. p. 2681-2684
- [125] SILVEIRA, P. M.; SEARA, R.; ZÜRN, H. H. Utilização de Filtros Wavelet para a Seleção de Fases em Relés Numéricos de Linhas de Transmissão. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA- CBA (13, Setembro 2000, Florianópolis - SC). *Anais*. Florianópolis, 2000. CD p.937-942.
- [126] SILVEIRA, P. M. *Algoritmo de Reconhecimento de Padrões Utilizando Sistemas Neuro-Fuzzy Baseados em Análise por Decomposição Wavelet para Relés de Linhas de Transmissão*. Florianópolis, 1999. Projeto de Tese - Qualificação (Doutorado em Eng. Elétrica) - CTC, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [127] HART, D. G.; PETERSON, W.; UY, D. *et al.* Tapping Protective Relays for Power Quality Information. *IEEE Computer Application in Power*, New York, v. 18, n. 1, p. 45-49, January 2000.
- [128] DUJAN, R. C., McGRANEGHAN, M. F., BEATY, H. W., *Electrical Power System Quality*, ed. 1, McGraw Hill, 1999.
- [129] THORP, J. S. Signal Processing . In: IEEE TUTORIAL COURSE. *Advancements in Microprocessor Based Protection and Communication*. IEEE Public. Number 97TP120-0, New York, 1997, p. 8-13.
- [130] DU, J.; WARNER, G.; VALLOW, E. *at al.* High Performance DSP. *IEEE Signal Processing Magazine*, New York, v. 17, no. 2, p. 16-26, March 2000.
- [131] SILVEIRA, P. M.; GUIMARÃES, C. A. M. Novos Transdutores de Corrente e de Potencial em Alta Tensão: Estado da Arte, Tendências e Aplicação. *Revista Eletricidade Moderna*, São Paulo, p. 92-101, setembro 1999.
- [132] FRIDMAN, J. Sub-Word Parallelism in Digital Signal Processing. *IEEE Signal Processing Magazine*, New York, v. 17, no. 2, p. 27-35, March 2000. .
- [133] FEAUVEAU, J. C. *Analyse Multirésolution par Ondelette non Orthogonales et Bases de Filtres Numériques*. Thèse de doctorat (Docteur - électrique). l'Université Paris XI, Janvier 1990.
- [134] BRITO, N. S. D.; SOUZA, B. A.; PIRES, F. A. C. Daubechies Wavelet in Quality of Electric Power. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (8th, October 1998, Athens, Greece). *Proceedings*. Athens, 1998. p. 511-515.

- [135] MAGNUSSON, P. C. Travelling Waves on Multi-Conductor Open Wire Lines - A Numerical Survey of the Effects of Frequency Dependence of Modal Composition. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 92, n. 3, p. 999-1008, May 1973.
- [136] TAVARES, M. C., PISSOLATO, J., PORTELA, C. M. Quasi-Modes Three-Phase Transmission Line Model - Comparison with Existing Frequency Dependent Models, In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS (1999, Budapest, Hungary). *Proceedings*, June 1999, pp. 49-54.
- [137] MARTÍ, J. R. Accurate Modeling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. 101, n. 1, p.147-155, January 1982.
- [138] MATLAB v.5.1 - Compiler User's Guide, The Math Works Inc., Natick, Mass., September 1997. LINSE, UFSC, SO min: Windows 95.
- [139] WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION. *Transmission and Distribution Reference Book*. 4 ed. East Pittsburg, EUA, 1950, p. 358.
- [140] GCOI - GRUPO COORDENADOR PARA OPERAÇÃO INTERLIGADA /SCEL/GTAD. *Procedimento de Medição para Aferição da Qualidade da Onda de Tensão Quanto ao Aspecto de Conformidade (Distorção Harmônica, Flutuação e Desequilíbrio de Tensão)*; 1997, p. 10-12. Brasília.
- [141] NOVOSEL, D.; HART, D. G.; UDREN, E. *et al.* Fault Location Using Digital Relay Data, *IEEE Computer Application in Power*, New York, v. 8, n. 3, p. 45-50, July 1995.
- [142] GIOVANINI, R.; COURY, D. V. Classificação Rápida de Faltas em Sistemas elétricos Utilizando redes Neurais Artificiais. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE REDES NEURAI (4º, Julho 1999, S. J. dos Campos), *Anais*. S. J. dos Campos, 1999, p. 1-6.
- [143] ZIMMERMAN, K.; NOVOSEL, D. J. Fault Location Techniques. In: IEEE TUTORIAL COURSE. *Advancements in Microprocessor Based Protection and Communication*. IEEE Public. Number 97TP120-0, New York, 1997, p. 63-72.
- [144] NGUYEN, H. V.; DOMMEL, H. W., MARTÍ, J. R. Direct Phase-Domain Modeling of Frequency-Dependent Overhead Transmission Lines, *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 12, n. 3, p.1335-1342, July 1997.
- [145] CASTELLANOS, F.; MARTÍ, J. R. Full Frequency-Dependent Phase-Domain Transmission Line Parameters. *IEEE Transactions on Power System*, New York, v. 12, n. 3, p.1331-1339, August 1997.

- [146] GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Combined Phase and Modal Domain Calculation of Transmission Line Transients Based on Vector Fitting, *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 13, n. 2, p.596-604, April 1998.
- [147] KEZUNOVIC, M., PERUNICIC, B. *Synchronized Sampling Improve Fault Location*, *IEEE Computer Applications in Power*, 1995, p. 30-33.
- [148] ANSI/IEEE. *Standard Common Format for Transient Data Exchange (COMTRADE)*. C37.111, 1991.
- [149] MARCA, J. R. B. An LSF Quantizer for the North-American Half-Rate Speech Coder, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, N. York, v. 43, n. 3, p 413-419, August 1994.
- [150] MALLAT S.; ZHANG, S. Matching Pursuit with Time Frequency Dictionaries. *IEEE Transactions in Signal Processing*, New York, v. 13, n. 2, p.596-604, December 1993.