

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE SINGULARIDADES PARA DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS EM  
REFLECTOGRAMAS DE TDR A PARTIR DOS MÁXIMOS DO MÓDULO DA  
TRANSFORMADA WAVELET ANALÍTICA

VINICIUS DUARTE LIMA

DM-20 / 2007

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINICIUS DUARTE LIMA

ANÁLISE DE SINGULARIDADES PARA DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS EM  
REFLECTOGRAMAS DE TDR A PARTIR DOS MÁXIMOS DO MÓDULO DA  
TRANSFORMADA WAVELET ANALÍTICA

DM-20 / 2007

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINICIUS DUARTE LIMA

ANÁLISE DE SINGULARIDADES PARA DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS EM  
REFLECTOGRAMAS DE TDR A PARTIR DOS MÁXIMOS DO MÓDULO DA  
TRANSFORMADA WAVELET ANALÍTICA

Dissertação submetida à Banca  
Examinadora do Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica da  
UFPA para a obtenção do Grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

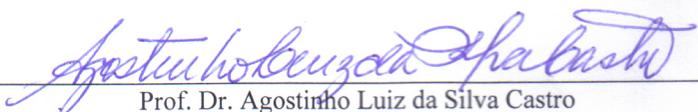
ANÁLISE DE SINGULARIDADES PARA DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS EM  
REFLECTOGRAMAS DE TDR A PARTIR DOS MÁXIMOS DO MÓDULO DA  
TRANSFORMADA WAVELET ANALÍTICA

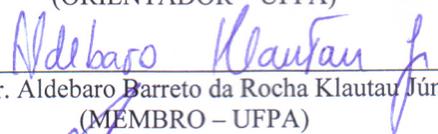
AUTOR: VINICIUS DUARTE LIMA

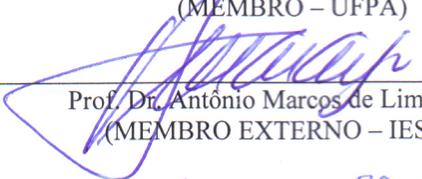
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA  
EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO  
PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA COM ÊNFASE EM TELECOMUNICAÇÕES.

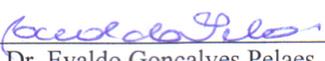
APROVADA EM 25 / 05 / 2007

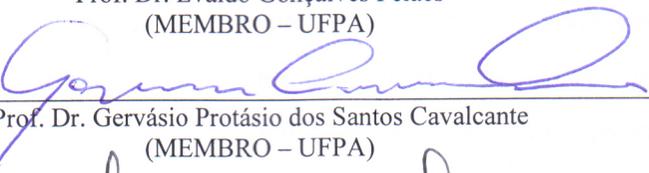
BANCA EXAMINADORA:

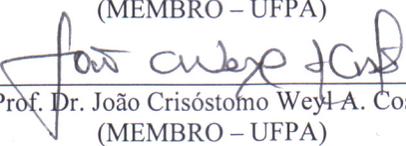
  
Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro  
(ORIENTADOR – UFPA)

  
Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior  
(MEMBRO – UFPA)

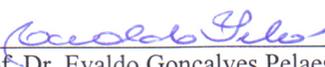
  
Prof. Dr. Antônio Marcos de Lima Araújo  
(MEMBRO EXTERNO – IESAM)

  
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes  
(MEMBRO – UFPA)

  
Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante  
(MEMBRO – UFPA)

  
Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa  
(MEMBRO – UFPA)

VISTO:

  
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes  
(COORDENADOR PPGEE/UFPA)

---

L732a Lima, Vinicius Duarte

Análise de singularidades para detecção e localização de ecos em reflectogramas de TDR a partir dos máximos do módulo da transformada wavelet analítica / Vinicius Duarte Lima; orientador, Agostinho Luiz da Silva Castro.-2007.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2007.

1. Cabos de telecomunicação – medição. 2. Reflectometria no domínio do tempo. 3. Linha digital de assinantes. 4. Wavelets (matemática) I. Título.

CDD – 22. ed. 621.38784

---

*Dedico este trabalho a todos aqueles que sempre acreditaram mais em mim do que eu mesmo, meus avós, meus pais, minha irmã, minha namorada e meus amigos.*

## **Agradecimentos**

À todos os amigos e familiares que, direta ou indiretamente, contribuíram para a conclusão deste trabalho.

Ao meu orientador Agostinho Castro e aos demais professores que coordenam o projeto do qual faço parte.

À Ericsson pelo suporte financeiro e determinação das metas.

À Eletronorte por ceder o espaço e os equipamentos para a execução da fase de medições desse trabalho. Especialmente, a Oswaldo, sempre o meu orientador, e a Tostes e sua ótima equipe de estagiários, que me auxiliaram nos trabalhos.

Aos colegas membros do Laboratório de Eletromagnetismo Avançado, sempre disponíveis quando necessário.

À minha família por ter apoiado e que continua agüentado as minhas inúmeras horas de trabalho e a luz ligada em altas horas da noite.

Aos meus amigos que continuam acreditando mais em mim do que eu mesmo.

À Alessandra por sua enorme paciência e amor e porque dessa vez prometi que ela teria mais do que uma linha na minha vida, então assim o será.

A todos os meus professores, pois cada um contribuiu de uma forma ou de outra, para a minha formação e cujos ensinamentos certamente estarão presentes em minhas futuras conquistas. Em especial a professora Valquíria, sempre minha orientadora, que está sempre disponível para ajudar e para me dar importantes conselhos.

À Deus.

*"Aplica-te a todo o instante com toda a atenção... para terminar o trabalho que tens nas tuas mãos... e liberta-te de todas as outras preocupações. Delas ficarás livre se executares cada ação da tua vida como se fosse a última".*

**Marco Aurélio**

## RESUMO

A interpretação automática de curvas obtidas por reflectometria no domínio do tempo (TDR) para inferir características em enlaces de par trançado é um problema de identificação de sistemas baseado no reconhecimento de padrões nas curvas. Em TDR, esses padrões podem ser extraídos dos ecos, que são seções do reflectograma que possuem toda a informação necessária para identificar as discontinuidades presentes na linha sob teste. A correta identificação dessas discontinuidades permite inferir a topologia do enlace. Assim, o algoritmo deve estar apto a, primeiramente, identificar esses ecos nas curvas, fornecendo características para o reconhecimento da topologia. Entretanto, as observações disponíveis no receptor do sistema de medição consistem de um número desconhecido de ecos exibindo características desconhecidas, os quais podem ser ainda sobrepostos ou espaçados entre si. Portanto, qualquer algoritmo automático para identificação de topologia e/ou localização de faltas baseado no reconhecimento de padrões em reflectogramas de TDR deve ser, em princípio, capaz de estimar precisamente a localização e os limites dos ecos antes de aplicar técnicas de classificação. Neste trabalho, é proposta uma metodologia para detectar e estimar a localização de ecos em uma curva TDR, fundamentada na idéia de que o reflectograma pode ser modelado como uma função analítica auto-regressiva composta por estruturas irregulares representando os ecos, cujas bordas são localizadas por singularidades isoladas. A metodologia é baseada na análise dos máximos do módulo da transformada wavelet contínua complexa, ou analítica, do reflectograma. O método definido é testado através da utilização de curvas de TDR experimentais obtidas por uma configuração de medição TDR diferencial, com o intuito de melhorar a qualidade da medida. A metodologia foi testada através de estudos de caso de enlace de par trançado, visando testar o algoritmo em situações onde os ecos no reflectograma estavam sobrepostos e casos onde estavam espaçados entre si. Em ambos os casos, através da aplicação do algoritmo de detecção wavelet, todos os pontos representativos puderam ser claramente detectados e identificados, mostrando a viabilidade da metodologia definida neste trabalho.

**Palavras chave:** Cabos de telecomunicação – medição, Reflectometria no domínio do tempo, Transformada Wavelet, Linha digital de assinantes.

## ABSTRACT

The interpretation of time-domain reflectometry (TDR) traces in order to infer features on twisted-pair loops is a system identification problem based on pattern recognition in traces. In TDR, these patterns can be extracted from echoes, which are sections of the reflectogram that have all needed information to identify discontinuities in the line under test. The accurate identification of these discontinuities allows inferring the loop topology. Thus, the algorithm must be firstly able to identify the echoes in the TDR traces, furnishing features to loop make up. However, the observations available at the receiver consist of an unknown number of echoes, which can be overlapped and exhibit unknown features. Therefore, any automatic algorithm used to loop make up and/or fault location based on pattern recognition in reflectograms must be capable of precisely estimate the location and the limits of the echoes before initiating the identification process. In this work, it is proposed a methodology to detect and estimate the location of echoes in a TDR trace, based on idea that the reflectogram may be defined by an autoregressive model, where the echoes are irregular structures which edges are localized by isolated singularities. The methodology is based in the analysis of the wavelet modulus maxima of an analytic complex-valued wavelet transform of the reflectogram. The proposed procedure is tested by using measured TDR traces. The measurement setup is based on differential signaling and detecting in order to improve the measurement quality. The methodology was tested through study of cases of twisted pairs loop in order to observe to behavior of the algorithm in situations where the echoes in the reflectogram could overlapped and non-overlapped. In both cases, all representative points can be clearly detected and identified through the application of the wavelet detection algorithm.

**Keywords:** Measurements on telecommunications cables, Time domain reflectometry, Wavelet transform, Digital Subscriber Line.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema TDR básico.....	6
Figura 2.1 – Seção de linha com comprimento $dx$ com os parâmetros primários por unidade de comprimento. ....	12
Figura 2.2 – Representação de uma linha de comprimento $l$ , terminada em $Z_L$ .....	14
Figura 2.3 – Representação com parâmetros ABCD de uma linha de comprimento $l$ , terminada em $Z_L$ . ....	15
Figura 2.4 – Modelo de modo diferencial: (a) Seção infinitesimal da linha; (b) Modelo global .....	17
Figura 2.5 – Topologia consistindo de uma seção terminada no ponto 2 e conectada à fonte pelo ponto 1.....	20
Figura 3.1 – Sinal contendo uma estrutura irregular limitada por uma descontinuidade (à esquerda) e uma borda de descida exponencial. ....	37
Figura 3.2 –Módulo da TWC analítica do sinal na Figura 3.1. ....	37
Figura 3.3 –Linhas de máximos da TWC na Figura 3.2. ....	37
Figura 3.4 – Decaimento de $\log_2 Wf(u,s) $ em função de $\log_2(s)$ ao longo das linhas de máximos apresentadas em (c). ....	38
Figura 4.1 – Fluxograma do algoritmo proposto para detecção de ecos. ....	43
Figura 4.2 – Diagrama esquemático da configuração diferencial de TDR utilizada.....	44
Figura 4.3 – Detalhe da conexão do gerador de pulsos com o enlace e das pontas de prova dos canais do osciloscópio com o circuito. ....	45
Figura 4.4 – Sistema de medição TDR diferencial.....	46
Figura 4.5 – Pulsos de entrada do sistema de medição TDR diferencial. ....	47
Figura 4.6 – Reflectograma referente a um enlace de 500m de par 0,5mm terminada em aberto.....	49
Figura 4.7 – Decomposição do sinal representado na Figura 4.6 em sete níveis de coeficientes wavelet discretos. ....	50
Figura 4.8 – Energia dos coeficientes da Figura 4.7. ....	51
Figura 4.9 – Coeficientes filtrados pelo procedimento indicado na Figura 4.7.....	51
Figura 4.10 – Reflectograma filtrado referente a um enlace de uma seção de 500m e terminado em aberto. ....	52
Figura 5.1 – Topologia consistindo de uma seção terminada no ponto 1 e conectada à fonte pelo ponto 0.....	56
Figura 5.2 – Primeira iteração do algoritmo de detecção e localização de singularidades para o reflectograma da Figura 4.10: (a) $ W\check{r}(u,s) ^2$ do sinal; (b) Linhas de máximos de $ W\check{r}(u,s) $ e; (c) Localização das singularidades na seção analisada. ....	57
Figura 5.3 – Segunda iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	58

Figura 5.4 – Terceira iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	58
Figura 5.5 – Quarta iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas (espúrias).....	59
Figura 5.6 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 500m.....	59
Figura 5.7 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 1000m.....	61
Figura 5.8 – Detalhe do resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace de 1800m.....	61
Figura 5.9 – Reflectograma filtrado referente a um enlace de uma seção de 50m e terminado em aberto.....	62
Figura 5.10 – Primeira iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a $ W\check{r}(u,s) ^2$ da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	63
Figura 5.11 – Segunda iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a $ W\check{r}(u,s) ^2$ da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	63
Figura 5.12 – Terceira iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a $ W\check{r}(u,s) ^2$ da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	64
Figura 5.13 – Quarta iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a $ W\check{r}(u,s) ^2$ da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas.....	64
Figura 5.14 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 50m.....	65
Figura 5.15 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 100m.....	66
Figura 5.16 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 150m.....	66

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Características comuns das bitolas do pares trançados. ....	3
Tabela 1.2 – Valores médios percentuais de troca de diâmetro nos condutores da rede brasileira.....	4
Tabela 1.3 – Ocorrência de derivações na rede telefônica brasileira. ....	5
Tabela 2.1 – Velocidade de Propagação para diferentes tipos de cabos. ....	16
Tabela 5.1 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 500m. ..	60
Tabela 5.2 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 1000m. 61	
Tabela 5.3 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 1800m. 62	
Tabela 5.4 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 50m. ....	65
Tabela 5.5 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 100m. ..	66
Tabela 5.6 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 150m. ..	67

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AWG	American Wire Gauge
DG	Distribuidor Geral
DSL	Digital Subscriber Line
DELT	Double Ended Line Test
SELT	Single Ended Line Test
TDR	Time Domain Reflectometry
TF	Transformada de Fourier
TWC	Transformada Wavelet Contínua
TWD	Transformada Wavelet Discreta
db6	Função wavelet Daubechies 6

## LISTA DE SÍMBOLOS

$R_L$	Limite de resistência elétrica total a ser respeitado pelo enlace
$R_P, R_F$	Resistência da ponte de alimentação do enlace e a resistência do telefone mais o fio externo
$V_A$	Tensão de alimentação do enlace
$I_{mm}$	Corrente microfônica mínima para funcionamento do telefone
$S_{11}$	Parâmetro de espalhamento de uma porta
$l$	Comprimento total de uma linha de transmissão de uma única seção
$R, L, C, G$	Parâmetros primários da linha de transmissão: respectivamente resistência, indutância, capacitância e condutância da linha por unidade de comprimento
$V(x), I(x)$	Tensão e corrente ao longo do par trançado em função da posição $x$ na linha
$\omega, f$	Frequência angular em rad/s e frequência em Hz
$\gamma, \alpha, \beta$	Constante de propagação do par trançado, constante de atenuação, constante de fase
$V_0^+$ e $V_0^-$	Tensões incidente e refletida na linha
$I_0^+$ e $I_0^-$	Correntes incidente e refletida na linha
$Z_0$	Impedância Característica da seção de linha
$Z_L$	Impedância de terminação, ou de carga, do enlace
$Z_{ent}$	Impedância de entrada do enlace
$Z_{CC}$ e $Z_{CA}$	Impedância de entrada com o enlace terminado em curto-circuito e em circuito aberto
$Z_S$	Impedância interna (ou de saída) da fonte
$\rho$ e $\tau$	Coefficientes de reflexão e transmissão, em função de $f$
$\lambda$	Comprimento de onda
$v_f, \delta_f, v_g$ e $v_p$	Velocidade de fase, atraso de fase, velocidade de grupo e velocidade de propagação
$V_S$	Tensão da fonte
$C_P$	Capacitância parasítica
$i_a$ e $i_b$	Correntes no fio <i>tip</i> e <i>ring</i> , respectivamente
$i_{ap}$ e $i_{bp}$	Correntes no fio <i>tip</i> e <i>ring</i> , respectivamente, em relação ao terra através de $C_P$
$V_a$ e $V_b$	Tensões entre o fio <i>tip</i> e <i>ring</i> , respectivamente, e o terra do sistema
$V_{ab}$	Sinal de modo diferencial aplicado no par, igual à diferença entre $V_a$ e $V_b$
$s(t)$	Sinal de teste inserido do enlace
$r(t)$	Reflectograma no domínio do tempo
$e_r^{(i)}(t)$ e $e_e^{(j)}(t)$	$i$ -ésimo eco real e $j$ -ésimo eco espúrio

$e^{(0)}(t)$	Eco gerado pelo descasamento na conexão da fonte com o enlace
$\xi_r^{(i)}$ e $\xi_e^{(j)}$	Tempo de chegada à fonte do $i$ -ésimo eco real e $j$ -ésimo eco espúrio
$h_r^{(i)}$	Resposta ao impulso resultante do percurso do $i$ -ésimo eco real
$h_e^{(j)}$	Resposta ao impulso resultante do percurso do $j$ -ésimo eco espúrio
$H_r^{(i)}$ e $H_e^{(j)}$	Funções de transferência correspondente à $h_r^{(i)}$ e $h_e^{(j)}$ , respectivamente
$E_r^{(i)}$ e $E_e^{(j)}$	Funções de transferência resultante do caminho percorrido pelo $i$ -ésimo eco real e $j$ -ésimo eco espúrio, respectivamente, através das seções
$K\tau_r^{(i)}$ e $K\tau_e^{(j)}$	Termo que leva em consideração todos os coeficientes de transmissão encontrados pelo $i$ -ésimo eco real e $j$ -ésimo eco espúrio, respectivamente, através das seções
$K\rho_r^{(i)}$ e $K\rho_e^{(j)}$	Termo que leva em consideração todos os coeficientes de reflexão encontrados pelo $i$ -ésimo eco real e $j$ -ésimo eco espúrio, respectivamente, através das seções
$\rho_r^{(i)}$	Coefficiente de reflexão da $i$ -ésima descontinuidade, no sentido da fonte para o enlace
$d$	Distância da fonte até a $i$ -ésima descontinuidade, estimada a partir da estimativa do tempo total do percurso do $i$ -ésimo eco real $T_r^{(i)}$ e de $v_p$
$r(x)$	Sinal com uma borda de localização conhecida e centrada em $x = x_0$
$n(x)$	Ruído gaussiano branco aditivo
$\sigma_n^2$	Variância do ruído $n(x)$
$f(x)$	Sinal $r(x)$ somado ao ruído $n(x)$
$g(x)$	Resposta ao impulso de um filtro linear
$R(x)$	Resposta do sinal $f(x)$ à convolução com o filtro $g(x)$
$H_r$ e $H_n$	Resposta do filtro considerando apenas o sinal $r(x)$ e $n(x)$ , respectivamente
$E[.]$	Operador esperança matemática ou média
$RSR$	Razão sinal-ruído
$x_{\max}$	Distância entre máximos adjacentes na resposta do filtro $g(x)$ submetido à presença de ruído
$u(x)$	Função degrau
$\Sigma(f)$ e $\Lambda(f')$	Medidas de desempenho relacionadas, respectivamente, com os critérios de detecção e localização
$k$	Fator de desempenho de resposta múltipla que varia no intervalo $[0,1]$
$\psi$	Função wavelet ou wavelet mãe
$\psi_{u,s}(t)$	Família de wavelets no plano tempo-escala
$u$ e $s$	Translação e escala, em que $(u, s)$ é o plano espaço-escala

$Wf(u,s)$	Transformada wavelet contínua da função $f(t)$ no plano espaço-escala
$\psi_s(t)$	Função wavelet na escala $s$
$\Psi_s(\omega)$	Transformada de Fourier na função wavelet na escala $s$
$C_\psi$	Coefficiente de admissibilidade
$P_Wf(u,s)$	Densidade de energia tempo-freqüência local
$\varphi$	Função de escalamento
$\Phi(\omega)$	Transformada de Fourier da função de escalamento
$\varphi_s(t)$	Função de escalamento na escala $s$
$Lf(u,s)$	Aproximação de $f$ na escala $s$ usando $\varphi_s(t)$ como base (ou filtro)
$\psi_{j,k}(t)$	Família de wavelets bidimensionais, geradas a partir do escalamento e translação da função wavelet básica pelos índices discretos de translação no tempo $k$ e escalamento $j$
$k$ e $j$	índices discretos de translação no tempo $k$ e escalamento $j$ , respectivamente
$\varphi_{j,k}(t)$	Família de funções de escalamento bidimensionais, geradas a partir do escalamento e translação da função de escalamento básica pelos índices discretos de translação no tempo $k$ e escalamento $j$
$V_j$	Subespaço de $L^2(\mathfrak{R})$ gerado pela expansão de $\varphi_{j,k}(t)$ em $k$ na resolução $j$
$h_0(n)$ e $h_1(n)$	Filtro de escalamento e filtro wavelet
$W_j$	Subespaço de $L^2(\mathfrak{R})$ gerado pela expansão de $\psi_{j,k}(t)$ em $k$ na resolução $j$
$c_j(k)$ e $d_j(k)$	Conjunto de coeficientes que constituem a transformada wavelet discreta e, para um sistema ortogonal, é calculado pelos produtos internos do sinal com as funções <i>wavelet</i> e escalamento
$\theta(x)$	Função de suavização que ao longo do trabalho é escolhida como uma função gaussiana
$\psi^a(x)$ e $\psi^b(x)$	Funções wavelet equivalentes a primeira e segunda derivadas da função gaussiana
$\alpha_L$	Coefficiente de Lipschitz
$\check{r}(t)$	Reflectograma $r(t)$ filtrado pelo de bloco de redução de ruído
$\lambda_j$	Valor de limiar do procedimento de filtragem wavelet em cada escala $j$
$\sigma_j$	Desvio padrão da escala $j$
$m_j$	Mediana dos módulos dos coeficientes no nível $j$
$T^{(m)}$	Tempo total de percurso do $m$ -ésimo eco pelo enlace
$\hat{\xi}^{(m)}$	Tempo de chegada estimado para $m$ -ésimo eco (espúrio ou real)
$\hat{\xi}^{(0)}$	Atraso estimado para $e^{(0)}(t)$
$c$	Velocidade da luz no vácuo

# SUMÁRIO

<b>RESUMO</b> .....	<b>IX</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>X</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS</b> .....	<b>XIV</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> .....	<b>XV</b>
<b>SUMÁRIO</b> .....	<b>XVIII</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>1</b>
1.1 O AMBIENTE DO ENLACE DE ASSINANTE TELEFÔNICO .....	2
1.1.1 <i>Isolamento e Constituição do Cabo de Pares Trançados</i> .....	2
1.1.2 <i>Diâmetro dos Condutores</i> .....	3
1.1.3 <i>Limite de Supervisão</i> .....	3
1.1.4 <i>Enlaces com Derivações</i> .....	5
1.1.5 <i>Bobinas de Pupinização</i> .....	5
1.2 REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	6
1.2.1 <i>Principais Fontes de Erro e Limitações</i> .....	6
1.3 LITERATURA RELACIONADA .....	7
1.4 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES .....	8
1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	9
<b>2 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE TRANSMISSÃO DSL</b> .....	<b>11</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	11
2.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO PAR TRANÇADO .....	11
2.2.1 <i>Parâmetros Primários</i> .....	11
2.2.2 <i>Parâmetros Secundários</i> .....	12
2.3 CARACTERIZAÇÃO DE SINAIS DE TENSÃO E CORRENTE ATRAVÉS DA LINHA .....	13
2.3.1 <i>Modelo ABCD</i> .....	14
2.3.2 <i>Coefficientes de Reflexão e Transmissão</i> .....	15
2.3.3 <i>Atraso de Fase e Variação da Velocidade de Propagação</i> .....	16
2.4 SINALIZAÇÃO NO MODO DIFERENCIAL DO PAR TRANÇADO .....	17
2.5 MODELAGEM DE ECOS .....	18
2.5.1 <i>Modelagem de ecos de um enlace simples</i> .....	20
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	21
<b>3 DETECÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE SINGULARIDADES ATRAVÉS DA TRANSFORMADA WAVELET</b> .....	<b>22</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	22
3.2 TEORIA DE DETECÇÃO DE BORDAS .....	22
3.2.1 <i>Critérios de Detecção e Localização</i> .....	24
3.2.2 <i>Critério de Eliminação de Respostas Múltiplas</i> .....	26
3.2.3 <i>Detector de Canny para Bordas Degrau</i> .....	26
3.2.4 <i>Realização Computacional do Algoritmo de Canny</i> .....	28
3.3 DETECÇÃO DE BORDAS NO CONTEXTO DSL .....	29
3.4 A TRANSFORMADA WAVELET .....	30
3.4.1 <i>Função Escalamento</i> .....	31
3.4.2 <i>Wavelets Discretas</i> .....	32
3.4.3 <i>Wavelet Chapéu Mexicano</i> .....	33
3.5 DETECÇÃO DE BORDA MULTI-ESCALA A PARTIR DA TRANSFORMADA WAVELET .....	34
3.6 ANÁLISE DE SINGULARIDADES A PARTIR DOS MÁXIMOS DO MÓDULO DA TWC ANALÍTICA .....	36
3.6.1 <i>Detecção de Singularidades</i> .....	36
3.6.2 <i>Caracterização de Singularidades</i> .....	39

3.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	40
<b>4</b>	<b>METODOLOGIA DE DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS BASEADA EM ANÁLISE WAVELET .....</b>	<b>41</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	41
4.2	ESTRUTURA DO ALGORITMO DE DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS .....	42
4.3	METODOLOGIA DE MEDIÇÃO .....	44
4.3.1	<i>Princípio de Operação</i> .....	45
4.3.2	<i>Gerador de Pulsos e Sinais de Entrada</i> .....	46
4.3.3	<i>Aquisição de Dados</i> .....	47
4.3.4	<i>Enlaces sob Teste</i> .....	47
4.4	REDUÇÃO DE RUÍDO E SUAVIZAÇÃO BASEADA NA TRANSFORMADA WAVELET DISCRETA .....	48
4.4.1	<i>Exemplo de Aplicação em TDR</i> .....	49
4.5	ANÁLISE DE SINGULARIDADES E DETERMINAÇÃO DA ESTRUTURA DO MODELO DE REFLECTOGRAMA 52	
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	54
<b>5</b>	<b>ESTUDOS DE CASO .....</b>	<b>55</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	55
5.2	REFLECTOGRAMA DE ENLACE SIMPLES SEM SOBREPOSIÇÃO DE ECOS .....	55
5.2.1	<i>Outros Resultados</i> .....	60
5.3	REFLECTOGRAMA DE ENLACE SIMPLES COM SOBREPOSIÇÃO DE ECOS.....	62
5.3.1	<i>Outros Resultados</i> .....	65
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	67
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>68</b>
6.1	CONCLUSÃO.....	68
6.2	TRABALHOS FUTUROS .....	69
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>71</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A tecnologia de Linha Digital de Assinante (DSL, *Digital Subscriber Line*) está transformando, no mundo todo, a tradicional estrutura de rede telefônica, um sistema essencialmente construído para serviços analógicos de voz, em uma grande plataforma de multi-serviços digitais em alta velocidade. Entretanto, a rede telefônica foi planejada originalmente para oferecer serviço de voz com alta confiabilidade e baixo custo. Somente a partir da década de setenta é que serviços que compartilham a mesma infra-estrutura de rede e que usam frequências além da faixa de voz ganharam significância. A tendência atual sugere a progressão para uma rede totalmente digital, mas de tal forma que a estrutura básica seja mantida.

Assim, com o rápido crescimento do número de assinaturas que utilizam o acesso DSL, passou a existir também uma grande demanda na indústria de telecomunicações por equipamentos e metodologias que possibilitem determinar a viabilidade técnica e o desempenho esperado do acesso sobre uma linha telefônica.

Existem basicamente três modos de realizar a qualificação e a pré-qualificação de linhas telefônicas: por análise de registros de banco de dados sobre a estrutura telefônica, por análise de medições nos dois terminais no enlace (DELT, *Double Ended Line Test*) ou por medição apenas na porta da central telefônica (SELT, *Single Ended Line Test*).

Registros da estrutura da rede telefônica são raramente encontrados em bancos de dados digitais e, quando encontrados, dificilmente são completos e confiáveis. As medições DELT permitem obter facilmente uma estimativa para resposta ao impulso de um enlace através de seqüências de teste adequadamente projetadas. A metodologia SELT, embora seja mais susceptível a ruído no receptor, requer equipamento de teste apenas na central e, portanto, consome menos tempo e recursos do que a DELT, uma vez que não requer intervenção nas instalações do usuário. Sendo assim, uma solução com melhor relação custo-benefício aponta para a obtenção de uma estimativa confiável da qualificação do enlace com base em metodologias SELT [1].

A reflectometria está entre os métodos principais e mais comumente usados para a

medição das características de linhas de transmissão. A reflectometria se fundamenta no princípio de enviar um sinal elétrico através da linha e medir as reflexões na porta de entrada para determinar informações sobre as discontinuidades encontradas. A parte refletida do sinal, também chamada de *eco*, contém, teoricamente, toda a informação necessária para identificar a discontinuidade que o gerou, uma vez que o coeficiente de reflexão impõe uma “assinatura” na forma do eco. A localização da discontinuidade pode ser determinada através do atraso de fase entre o sinal incidente e o refletido. Os tipos de ensaios de reflectometria são diferenciados pelo tipo de sinal de entrada e pela forma como sua reflexão é adquirida. Segundo Melsa e Jacobsen [1], mesmo não sendo aparente, as diferentes técnicas de reflectometria podem, teoricamente, fornecer o mesmo conteúdo de informação sobre o enlace, mas na prática há diferenças relacionadas as limitações e detalhes de implementação de cada uma. Além disso, uma técnica pode levar vantagem sobre outra dependendo do tipo de método de análise utilizado.

Nas próximas seções serão tratados os principais elementos físicos que compõem o ambiente do enlace do assinante e o efeito que alguns elementos da interface telefônica analógica convencional têm na implantação e no desempenho DSL. Em seguida será introduzida a técnica de reflectometria abordada neste trabalho, a Reflectometria no Domínio do Tempo, suas principais vantagens e fontes de erro. Então são apresentados uma revisão dos trabalhos relacionados, os objetivos e as contribuições desta dissertação. Este capítulo conclui com uma visão geral da composição da dissertação.

## **1.1 O Ambiente do Enlace de Assinante Telefônico**

### *1.1.1 Isolamento e Constituição do Cabo de Pares Trançados*

A planta de cabeamento telefônico da rede local pode ser dividida em duas seções principais: o cabo primário e o secundário. O cabo primário é o cabo de distribuição que sai do Distribuidor Geral<sup>1</sup> (DG) da central e chega até o armário de distribuição<sup>2</sup>, sendo tipicamente constituído de 1200 a 3600 pares. O cabo secundário sai do armário de distribuição e vai até outro ponto intermediário, por exemplo, uma caixa de emenda ou até a caixa terminal, normalmente por via aérea, de onde sairá um par de fios, denominado *fio drop*, até o aparelho do assinante.

---

<sup>1</sup> É o local, em uma instalação telefônica, onde são feitas as interligações entre os diversos cabos que compõem o sistema telefônico [2].

<sup>2</sup> Elemento que se instala em áreas urbanas sobre pedestal ou fixo em parede, para servir de contendor dos elementos de ligação de um ponto de distribuição [2].

Os cabos telefônicos utilizados na rede local em instalações aéreas são constituídos de um conjunto de pares de fios de cobre normalmente isolados individualmente por uma película de polietileno ou polipropileno, trançados entre si formando grupos independentes protegidos por plástico ou fitas de poliéster, helicoidalmente enfaixados, além da capa externa de alumínio ou chumbo revestida de polietileno. Em instalações internas de centrais (interconexões entre equipamentos, conexões entre DGs e equipamentos, etc.) e edifícios (cabos internos), são empregados os cabos isolados em PVC [3],[4].

### 1.1.2 Diâmetro dos Condutores

Os pares trançados podem também ser classificados quanto ao diâmetro dos seus condutores. AWG (*American Wire Gauge*) é um sistema de classificação para diâmetros de fios condutores, desenvolvido por J. R. Brown em 1857. Esse sistema é baseado no fato de que o fio de cobre, no momento de sua fabricação, começa como uma tira metálica mais grossa a qual é gradualmente estirada para se tornar mais fina. A unidade AWG corresponde ao número de etapas sucessivas necessárias para obter a bitola desejada. Assim um condutor 24 AWG passa por 24 etapas até atingir suas dimensões.

As medidas não são arbitrariamente escolhidas, mas existe uma regra simples definida para esse sistema: a bitola 0000 (4/0) é definida como correspondente a um diâmetro de 0,4600 polegadas (11,684 mm) enquanto que a bitola 36 AWG tem um diâmetro de 0,0050 polegadas (0,127 mm). Os outros diâmetros são geometricamente definidos aproximadamente entre esses pontos [5]. A Tabela 1.1 traz os principais valores aproximados de bitola usados no sistema telefônico brasileiro, sua correspondência com o sistema métrico, resistência em Ohms por quilômetro e a frequência com que ocorre na rede [6],[7].

**Tabela 1.1 – Características comuns das bitolas do pares trançados [6],[7].**

AWG	Diâmetro do fio (mm)	Resistência ( $\Omega$ /km) em 20°C	Ocorrência na rede (%)
19	0,90	55,4	0,2
22	0,65	110,9	4,9
24	0,50	175,2	32,7
26	0,40	281,4	62,2

### 1.1.3 Limite de Supervisão

A interface telefônica analógica convencional possui limites que estabelecem as diretrizes de projeto dos enlaces e são definidos pelos seguintes parâmetros:

- *Ponte de Alimentação*: é o circuito do sistema de alimentação da central telefônica, destinado a transferir ao enlace do assinante a tensão elétrica necessária para suprir a corrente que circula na cápsula transmissora do aparelho telefônico;
- *Limite de Supervisão*: é a máxima resistência ôhmica admitida pelo equipamento de comutação, para o enlace do assinante mais o aparelho telefônico;
- *Limite de Resistência de Enlace*: é a máxima resistência ôhmica admitida para um enlace de assinante;
- *Corrente de Linha*: é a mínima corrente admitida pela cápsula microfônica do aparelho telefônico.

Conhecendo-se a resistência da ponte de alimentação, a tensão de alimentação do enlace, a resistência interna a corrente contínua do aparelho telefônico e a corrente microfônica mínima, o limite de resistência elétrica total a ser respeitado pelo enlace é dado por

$$R_L = \frac{V_A}{I_{mm}} - (R_P - R_F), \quad (1.1)$$

onde  $V_A$  é tensão alimentação,  $I_{mm}$  é a corrente microfônica mínima para funcionamento do telefone (20mA),  $R_P$  é resistência da ponte de alimentação e  $R_F$  é a resistência do telefone mais o fio externo [3]. Um limite comum em normas internacionais para projeto de enlaces telefônicos é  $1300\Omega$  para enlaces até 5500m [4].

**Tabela 1.2 – Valores médios percentuais de troca de diâmetro nos condutores da rede brasileira [6].**

Número de mudanças de diâmetro	Ocorrência na rede (%)
0	18,9
1	24,6
2	24,4
3	15,1
4	6,3
5	6,8
6	1,4
7	1,1
8	0,8
9	0,3
10	0,0
11	0,3

Deste modo, para manter o enlace dentro do limite de resistência estabelecido, pode ser necessário constituir enlaces com seções de diferentes diâmetros de condutores,

normalmente iniciando na central com seções mais finas e progressivamente tornando-se mais grossos. Um levantamento de ocorrências de mudanças de diâmetro entre seções de condutores nos enlaces da rede brasileira é apresentado na Tabela 1.2. A amostragem estatística utilizada na obtenção dos dados pela prática da TELEBRÁS representava aproximadamente 35% dos pares terminados nos DGs em 1998 [6].

#### 1.1.4 Enlaces com Derivações

Em certas redes é comum para um enlace telefônico ter uma ou mais derivações em paralelo de par trançado cuja terminação está normalmente em aberto. Tais derivações conferem flexibilidade ao enlace telefônico, pois permitem que o provedor, quando um cliente descontinua o serviço, redirecione rapidamente a assinatura para um novo usuário. Embora não tenha efeitos perceptíveis no desempenho dos serviços de voz, introduzem indesejáveis nulos na função de transferência do canal e distorção de fase, afetando a faixa DSL [4]. No Brasil, em média, havia uma derivação por enlace na rede e o valor médio do comprimento dessas derivações era de 317 metros [6]. Na Tabela 1.3 é mostrada a frequência de derivações por enlace na rede brasileira.

**Tabela 1.3 – Ocorrência de derivações na rede telefônica brasileira [6].**

Número de Derivações	Ocorrência na rede (%)
0	48,7
1	24,6
2	17,0
3	7,4
4	1,4
5	0,3
6	0,3
7	0,3

#### 1.1.5 Bobinas de Pupinização

A pupinização, originalmente proposta por Michael Pupin em 1900, é o processo no qual um indutor é ligado em série com a linha, com a finalidade de se contrapor ao efeito capacitivo do par metálico, reduzir a distorção de amplitude dos sinais transmitidos e baixar os valores de atenuação do enlace, dentro da faixa de frequência de voz. Um valor típico de bobina é 88mH colocado em intervalos de 1,8km em enlaces maiores que 5km.

Por outro lado, o conjunto de bobinas de pupinização e a capacitância do cabo formam filtros passa-baixas, fazendo com que o enlace apresente um limite superior de frequência

bem determinado, pouco maior que 4300 Hz. Assim, cabos pupinizados não possibilitam a implantação de serviço DSL [3],[7].

## 1.2 Reflectometria no Domínio do Tempo

A reflectometria no domínio do tempo (TDR, *Time Domain Reflectometry*) é a forma mais popular e antiga dentre os métodos de reflectometria. Sua configuração básica é efetivamente a mais simples dentre essas técnicas. Em geral, consiste de um gerador de pulso e um receptor (normalmente um osciloscópio), ambos conectados à porta de entrada do enlace da forma mostrada na Figura 1.1. Utiliza como sinal de entrada um pulso retangular<sup>3</sup> de rápido tempo de subida, que pode ser modificado tanto em largura como em amplitude dependendo do alcance e da precisão com que se planeja medir. Quanto maior o alcance desejado, mais se deve aumentar a largura e a amplitude. Entretanto, a resolução da medição diminui com o aumento da largura do pulso [8].

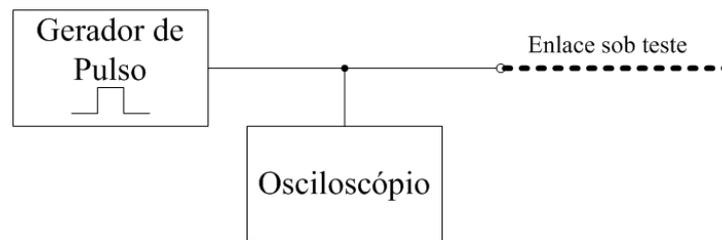


Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema TDR básico.

A precisão do TDR é controlada pelo tempo de subida pulso e a taxa de amostragem do receptor. Dessa forma, a configuração de medição requer um gerador de pulso capaz de gerar um rápido tempo de subida, além de um rápido amostrador no receptor. Normalmente, esses requisitos tendem a encarecer a implementação, especialmente quando se trata de solução embarcada (um dos maiores atrativos comerciais do TDR) [9]. Alguns fabricantes optam por reduzir a taxa de amostragem no receptor, permitindo um requisito menos rigoroso na geração do pulso de entrada. O preço é a redução – algumas vezes drástica – da resolução da curva de saída.

### 1.2.1 Principais Fontes de Erro e Limitações

Em todas as técnicas baseadas em reflectometria, a precisão na determinação da

<sup>3</sup> Muitas vezes um sinal degrau é utilizado, o qual pode ser entendido simplesmente como um pulso retangular de duração muito mais longa do que o tempo de retorno esperado para os ecos.

localização da falta é fortemente dependente da utilização do valor correto da velocidade de propagação. Esse valor depende do diâmetro e do isolamento dos condutores, o que pode não ser conhecido *a priori*. Além disso, este valor também varia de acordo com as condições ambientais e a posição dos condutores no cabo de modo imprevisível, de tal forma que em medições realizadas em cabos com vários pares pode ser esperado um erro mínimo de 3% [9].

Deve-se considerar ainda, que as conexões de entrada não são exatamente casadas, o que significa que sempre existirá uma reflexão entre o equipamento medidor e o enlace sob teste. Além do que, o receptor sempre captará o pulso de entrada, uma vez que está localizado após o gerador de pulsos, como se pode notar na Figura 1.1. Portanto, quando o enlace é muito curto ou há uma falta próxima da fonte, o sinal refletido é originado antes que o sinal incidente seja transmitido completamente gerando uma sobreposição dos dois sinais.

Outra consideração importante em relação às conexões, e também ao modo de sinalização, é que em esquemas de TDR convencionais, um pulso de saída é conectado através de uma impedância a um dos fios do par sob teste e um sinal de retorno no outro condutor (como em uma saída BNC). O receptor tem como entrada o fio de sinal e seu próprio retorno. Deve existir então, um terra para o qual ambos os sinais de retorno e o fio do sinal de entrada estejam conectados. Entretanto, este terra pode não coincidir com o terra do cabo. Deste modo, pode-se considerar que um sinal desbalanceado é aplicado no par sob teste, excitando tanto o modo diferencial quanto o comum. O receptor irá responder aos dois modos, recebendo a interferência causada pelo sinal de modo comum [10].

Um melhoramento da metodologia convencional é a adição de um transformador (BALUN) à conexão. Mas isto não elimina completamente a interferência de modo comum e ainda pode distorcer os sinais diferenciais devido à resposta em baixa frequência do transformador.

### 1.3 Literatura Relacionada

Em [11], [12] e [13], é proposto o uso do parâmetro de espalhamento de uma porta ( $S_{11}$ ) medido no domínio da frequência para obter uma estimativa da função de transferência, desde que alguma informação *a priori* sobre a topologia esteja disponível. Embora apresente bons resultados, a consideração de que uma parte ou toda a topologia do enlace seja conhecida pode limitar a aplicabilidade da metodologia.

O trabalho apresentado em [14] é também voltado à interpretação automática de medições SELT, dessa vez analisando o parâmetro  $S_{11}$  no domínio do tempo. No algoritmo

desenvolvido não há dessa vez o requisito de conhecimento *a priori* a respeito do tipo de linha e disponibilidade de um modelo de linha correspondente. Por outro lado, os autores trabalham sob a consideração de que o conjunto de topologias possíveis é limitado a um conjunto pré-definido. Tal conjunto pode ser estendido sob o custo de um aumento no tempo de processamento.

Em [15], um sistema SELT de identificação, modelagem e medição é proposto pelo mesmo grupo de pesquisa do trabalho desenvolvido em [11], [12] e [13]. O sistema desenvolvido também investe nas observações do parâmetro  $S_{11}$  no domínio do tempo. Através de um sofisticado e complexo pré-processamento do sinal, características são extraídas de forma que as reflexões tornem-se evidentes. Os intervalos detectados são submetidos e interpretados por um sistema especialista que retorna uma estimativa da topologia. Uma vez determinada, utiliza-se um estimador de máxima verossimilhança com um modelo de linha para estimar a função de transferência. Mais uma vez, a precisão é limitada pela correta estimativa dos intervalos que definem as reflexões.

Em [16] e [10], Galli e Kerpez propõem uma ambiciosa solução SELT para a qualificação de enlace através da identificação automática da topologia da linha do assinante, ou seja, determinação do comprimento e da bitola de todas as seções do enlace. Medidas de TDR são tomadas a partir de uma configuração de medição diferencial e analisadas por um algoritmo iterativo baseado no princípio da máxima-verossimilhança. Tal algoritmo executa passo a passo a identificação das seções através de comparação em intervalos específicos da curva TDR com curvas geradas por um modelo de linha, através de um estimador de máxima verossimilhança. Entretanto, a determinação desses intervalos de comparação que identificam os ecos relacionados à seção de linha sob identificação não é trivial sem inspeção visual e não é satisfatoriamente resolvida no trabalho em questão, mesmo sendo essencial ao procedimento de identificação de enlace.

## 1.4 Objetivos e Contribuições

Dentro deste contexto, o principal objetivo deste trabalho é desenvolver uma metodologia de detecção e análise dos pontos e intervalos que identificam e localizam os ecos em reflectogramas obtidos por TDR. Para isso, o reflectograma será visto com uma função analítica constituída de um somatório de estruturas irregulares que caracterizam os ecos relacionados às descontinuidades do enlace e ao sinal de teste. Parte-se do princípio de que tais estruturas são bem limitadas por pontos singulares na curva. Dessa forma, detectar e

localizar tais pontos resulta na determinação dos intervalos onde o eco efetivamente ocorre na curva TDR. A identificação é obtida partindo-se da consideração que o par trançado comporta-se aproximadamente como um sistema linear e invariante no tempo. Sendo assim, considerando-se um pulso retangular aplicado na entrada, os ecos deverão apresentar bordas de subida e descida distanciadas no tempo pela mesma largura do pulso de entrada. Com isso, é possível determinar a estrutura de modelo mais adequada para representar o reflectograma sob estudo e assim contribuir para identificação da topologia do enlace do assinante.

A metodologia aqui apresentada é baseada na detecção e análise de ecos no reflectograma aplicando a teoria desenvolvida em [17] e [18], na qual se utiliza a transformada wavelet para caracterização de singularidades, ao estudo de reflectogramas medidos a partir de uma configuração de medição TDR diferencial. Nesse sentido, a contribuição do trabalho consiste na forma como essa metodologia é aplicada. Devido à atenuação inerente do sinal, é necessário aplicar o algoritmo de detecção em várias etapas, em que, a cada etapa, o efeito dos ecos detectados em etapas anteriores é anulado, sendo o processo repetido até atingir um limiar de magnitude no módulo da transformada wavelet.

Este trabalho está inserido em um projeto mais amplo que visa desenvolver ferramentas para qualificação de enlaces de assinante. A caracterização de pontos e intervalos representativos em curvas TDR, a qual é aqui objeto de estudo, deverá ser utilizada como informação *a priori* e/ou de base para outros algoritmos de identificação de linhas sendo desenvolvidos no projeto.

Outra contribuição importante, especialmente dentro do contexto do projeto de pesquisa, é o desenvolvimento de uma configuração experimental TDR confiável para obtenção de medições no domínio do tempo. Com isso, o algoritmo é avaliado a partir de medidas obtidas por essa configuração.

## **1.5 Estrutura da Dissertação**

Este capítulo apresentou as motivações, o contexto, os objetivos, vantagens e desvantagens dos trabalhos relacionados e as principais contribuições deste trabalho. Também se buscou ilustrar, em linhas gerais, o ambiente físico em que a tecnologia DSL é implementada e a metodologia de teste utilizada neste trabalho. Para tanto, é introduzida uma caracterização dos principais elementos do ambiente do enlace do assinante. No Capítulo 2, é apresentado um estudo das características e do comportamento do canal sob transmissão de sinais. São introduzidos também os principais conceitos que fundamentam o algoritmo

proposto e a metodologia de medição, como o modelo de comportamento do reflectograma e as características da velocidade de propagação de sinal no meio. No Capítulo 3 é introduzida a teoria de detecção e caracterização de singularidades através da análise dos máximos do módulo da transformada wavelet. Neste capítulo também são apresentados os fundamentos utilizados no algoritmo de detecção de ecos, inclusive no que diz respeito ao tratamento de ruído do sinal medido. São ilustrados também os principais conceitos da teoria de detecção de borda e os trabalhos relacionados, além da relação matemática – e comparação – da técnica baseada em análise wavelet com a teoria de detecção de bordas. O Capítulo 4 é destinado à apresentação da metodologia de detecção e localização de ecos baseado na caracterização de singularidades através da transformada wavelet apresentada no Capítulo 3 com o intuito de determinar a estrutura do modelo do reflectograma. Além do algoritmo de detecção em si, a metodologia também consiste de uma configuração de medição e de uma técnica de redução do ruído e suavização de curvas. O Capítulo 5 descreve a validação da metodologia através da análise de seis estudos de caso e também a avaliação da metodologia. No Capítulo 6 são apresentadas as considerações finais e as propostas de trabalhos futuros.

## 2 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE TRANSMISSÃO DSL

### 2.1 Introdução

A primeira etapa no desenvolvimento de metodologias de identificação de sistemas consiste em obter todo o conhecimento necessário relacionado ao objeto sob identificação, o que inclui modelos e estudo do comportamento geral do sistema. Neste trabalho, o sistema sob estudo é o enlace de assinante telefônico de par trançado de cobre, cuja qualificação, especialmente através de medições SELT, é uma das maiores demandas das empresas de telecomunicações que desejam implantar e manter serviços DSL.

Assim, neste capítulo pretende-se descrever os principais conceitos do sistema sobre identificação e do modelo de comportamento do sinal ao longo da linha e do sinal refletido no terminal de entrada. Para tanto, são relacionados, nas Seções 2.2 e 2.3, os conceitos referentes ao modelo elétrico do enlace de par trançado de cobre, cujo comportamento é caracterizado pela teoria de linhas de transmissão [19]. O modelo de sinalização utilizado para transmissão de sinais através da linha telefônica é abordado na Seção 2.4. Além disso, na Seção 2.5 é apresentado um estudo de um modelo analítico para caracterização de reflectogramas.

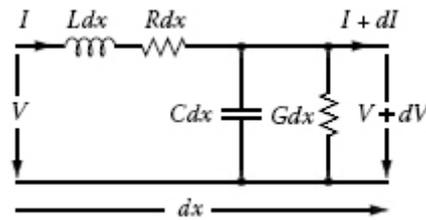
### 2.2 Características Elétricas do Par Trançado

#### 2.2.1 Parâmetros Primários

Linhas de transmissão podem ser descritas através de suas características elétricas fundamentais ou *parâmetros primários* (ou parâmetros *RLCG*). Considerando-se uma linha de transmissão de comprimento  $l$  com parâmetros primários distribuídos por unidade de comprimento: a resistência  $R$ , a indutância  $L$ , a condutância  $G$  e a capacitância  $C$ , a linha pode ser dividida em  $n$  seções de igual comprimento  $dx$  representadas equivalentemente pelo circuito de parâmetros concentrados mostrado na Figura 2.1.

A resistência  $R$  do par é o dobro da resistência distribuída do condutor mais o efeito de alongamento dos mesmos devido à torção para formação do par. É constante na faixa de

voz, mas é aproximadamente proporcional à raiz quadrada da frequência nas altas frequências além de ser dependente da temperatura e do diâmetro do condutor.



**Figura 2.1 – Seção de linha com comprimento  $dx$  com os parâmetros primários por unidade de comprimento.**

A indutância total  $L$  é a relação entre o fluxo magnético que atravessa o espaço entre os condutores e a corrente que o produz. O afastamento entre condutores influi diretamente no aumento da indutância. Devido ao efeito pelicular, a indutância diminui em 20kHz e continua a decair até, pelo menos, 5MHz. Apesar disso, tem mínima variação com a temperatura.

A capacitância total  $C$  depende da geometria do par trançado e do dielétrico entre os condutores. Normalmente assume valor constante (tipicamente  $C = 52\text{nF/km}$ ), mas em casos de envelhecimento do material ou desgaste, pode variar com a temperatura devido à redução na densidade da isolação, expansão do cabo e diminuição da constante dielétrica.

A condutância  $G$  representa o inverso da resistência entre os condutores. Seu valor é muito pequeno e pode variar muito para diferentes isolamentos do núcleo. O valor da condutância é dominado pelo alto valor da resistência em série [3].

### 2.2.2 Parâmetros Secundários

Em qualquer ponto  $x$  do par trançado, as tensões e as correntes, representadas na Figura 2.1, podem ser relacionadas a partir da teoria elementar de circuitos através de

$$\begin{cases} dV = -(R + j\omega L)Idx \\ dI = -(G + j\omega C)Vdx \end{cases} \quad (2.1)$$

onde  $V$  e  $I$  são as quantidades fasoriais que representam as amplitudes das tensões e correntes, respectivamente, e  $\omega = 2\pi f$  é a frequência angular em rad/s, sendo  $f$  a frequência em Hz.

A partir do sistema em (2.1) obtêm-se as equações diferenciais de segunda ordem

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \gamma^2 V \quad e \quad \frac{d^2I}{dx^2} = \gamma^2 I, \quad (2.2)$$

onde

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.3)$$

é a *constante de propagação* do par trançado, a qual tem uma parte real  $\alpha$  chamada de *constante de atenuação* e uma parte imaginária  $\beta$  chamada de *constante de fase*. O valor de  $\alpha$  caracteriza a atenuação sofrida por um sinal transmitido através da linha, onde um valor nulo representa uma linha sem perdas. A constante de fase está relacionada à velocidade de propagação do sinal no par trançado, como será caracterizado na Seção 2.3.3.

As soluções de (2.2) em um ponto localizado na distância  $x$  a partir da fonte para uma linha de comprimento  $l$  consistem na soma de tensões e correntes fluindo nas duas direções:

$$V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x}, \quad (2.4)$$

$$I(x) = I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{\gamma x}, \quad (2.5)$$

onde as constantes  $V_0^+$  e  $V_0^-$  representam as tensões incidente e refletida, respectivamente, e  $I_0^+$  e  $I_0^-$  representam as correntes incidente e refletida, respectivamente. Essas constantes são determinadas pelas condições de contorno em  $x = 0$  e  $x = l$ .

A *impedância característica*  $Z_0$  da seção de linha é definida como a impedância da carga que faz com que a impedância em qualquer ponto  $x$  da linha seja a igual e expressa por

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (2.6)$$

o que resulta em  $V_0^- = 0$ , caso  $Z_L = Z_0$  [4],[7].

### 2.3 Caracterização de Sinais de Tensão e Corrente através da Linha

Combinando as Equações (2.4) e (2.5), a partir das condições de contorno, é possível encontrar um relacionamento entre as tensões e correntes em ambos os terminais da linha:

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

A impedância de entrada  $Z_{ent}$ , ilustrada na Figura 2.2, pode ser definida como a impedância da linha na porta de entrada ( $x = 0$ ):

$$Z_{ent} = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{Z_L \cosh(\gamma l) + Z_0 \sinh(\gamma l)}{Z_L \sinh(\gamma l) + Z_0 \cosh(\gamma l)}. \quad (2.8)$$

Para linhas infinitamente longas a impedância de entrada tende para o valor de  $Z_0$ , independentemente do valor da impedância da carga  $Z_L$ . Em comprimentos finitos, além das características da linha, representadas pelos parâmetros secundários, a impedância de entrada

depende da forma como a linha é terminada. Quando  $Z_L = 0$ ,  $Z_{ent}$  é igual à impedância de curto-circuito  $Z_{CC}$  e é dada por

$$Z_{ent} = Z_{CC} = Z_0 \operatorname{tgh}(\gamma l). \quad (2.9)$$

Quando  $Z_L \rightarrow \infty$ ,  $Z_{ent}$  é igual a impedância de circuito aberto  $Z_{CA}$  e é dada por

$$Z_{ent} = Z_{CA} = Z_0 \operatorname{coth}(\gamma l). \quad (2.10)$$

A partir de (2.9) e (2.10), pode-se obter os parâmetros secundários através de

$$Z_0 = \sqrt{Z_{CC} Z_{CA}} \quad e \quad \gamma = \frac{1}{l} \operatorname{arctgh} \sqrt{\frac{Z_{CC}}{Z_{CA}}}. \quad (2.11)$$

Deste modo, pode-se caracterizar experimentalmente a linha de transmissão através de medições da impedância de entrada.

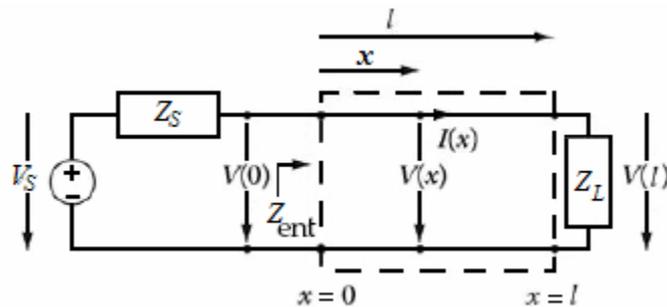


Figura 2.2 – Representação de uma linha de comprimento  $l$ , terminada em  $Z_L$ .

A partir da Figura 2.2, pode-se calcular a forma de onda em  $V(0)$ , considerando o divisor de tensão formado por  $Z_{ent}$  e  $Z_S$  através da expressão

$$V(0) = \frac{Z_{ent}}{Z_{ent} + Z_S} V_S. \quad (2.12)$$

Assim, (2.4) pode ser reescrita combinando-se (2.12) às condições de contorno:

$$V(x) = \frac{V(0)}{e^{\gamma x} + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-\gamma x}} \left[ e^{-\gamma(x-l)} + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{\gamma(x-l)} \right] \quad (2.13)$$

A Equação (2.13) mostra que, dada uma fonte de tensão  $V_S$  com uma impedância  $Z_S$  e uma impedância de terminação  $Z_L$  conhecida, a tensão através da linha, em qualquer ponto  $x$ , é função somente da impedância característica  $Z_0$  e da constante de propagação  $\gamma$ .

### 2.3.1 Modelo ABCD

O enlace pode ser também, equivalentemente, descrito através do chamado *modelo ABCD*, ilustrado na Figura 2.3 como uma representação equivalente à da Figura 2.2.

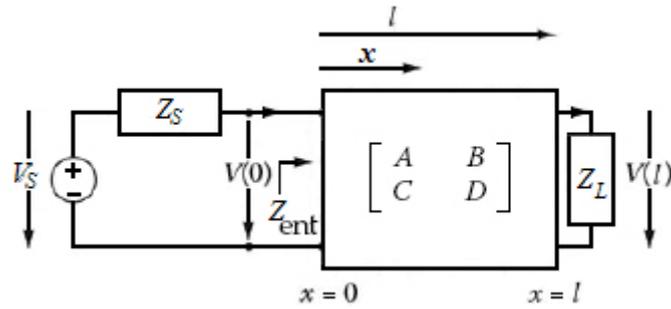


Figura 2.3 – Representação com parâmetros ABCD de uma linha de comprimento  $l$ , terminada em  $Z_L$ .

O modelo ABCD para o quadripolo ilustrado na Figura 2.3 é dado por

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

onde, por comparação à (2.7),

$$A = \cosh(\gamma l), \quad B = Z_0 \sinh(\gamma l), \quad C = \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) \quad e \quad D = \cosh(\gamma l). \quad (2.15)$$

Os valores dos parâmetros ABCD são dependentes apenas dos parâmetros secundários. Esse tipo de modelagem é importante na caracterização de linhas obtidas a partir do cascadeamento de diversas subseções consistindo de características elétricas diferentes, como, em geral, acontece na prática. Nesse caso, a matriz ABCD global é obtida explorando a regra da cadeia, ou seja, a matriz resultante é o produto das matrizes ABCD de cada subseção do enlace, na ordem em que se apresenta na estrutura da linha [4],[7].

### 2.3.2 Coeficientes de Reflexão e Transmissão

Sempre que sinal é transmitido através da linha e encontra uma descontinuidade, parte é refletida de volta à fonte e parte é transmitida. O *coeficiente de reflexão de tensão* é a razão da onda refletida com a incidente na descontinuidade e é dada por

$$\rho(f) = \frac{V_0^- e^{\gamma x}}{V_0^+ e^{-\gamma x}} = \frac{Z_P - Z_A}{Z_P + Z_A}, \quad (2.16)$$

onde  $Z_P$  e  $Z_A$  são as impedâncias características posterior e anterior à descontinuidade, respectivamente. O coeficiente de reflexão é nulo quando as diferentes seções são “casadas” em impedância, caracterizando que não há energia refletida. A parte transmitida é quantificada pelo *coeficiente de transmissão de tensão* é expressa por

$$\tau(f) = 1 + \rho(f). \quad (2.17)$$

A forma de um eco depende do tipo de descontinuidade que o gera, definido por  $\rho(f)$ , e das seções que precedem à descontinuidade, caracterizadas por  $Z_0$  e  $\gamma$  [4], [7].

### 2.3.3 Atraso de Fase e Variação da Velocidade de Propagação

Sendo a constante de fase  $\beta$  uma função da frequência, cada componente de frequência do sinal terá um diferente comprimento de onda dado por  $\lambda = 2\pi/\beta$  e se propagará ao longo do par trançado com *velocidade de fase* igual a

$$v_f = \frac{2\pi f}{\beta(f)} \quad (2.18)$$

onde o *atraso de fase* para esse mesmo componente de frequência é  $\delta_f = 1/v_f$ . Quando  $\beta$  é uma função linear da frequência,  $v_f$  e  $\delta_f$  são constantes em todo o espectro. Um enlace assim é chamado de *linha sem dispersão*. Na prática, a linha é dispersiva na faixa DSL, sendo de interesse investigar a *velocidade de grupo*  $v_g$ , na qual o grupo de componentes de frequência centrados em  $f$  se propaga, expressa por

$$v_g = 2\pi \frac{df}{d\beta} = \frac{1}{\delta_g}, \quad (2.19)$$

onde  $\delta_g$  é o *atraso de grupo* que mede o atraso entre o componente de frequência mais lento e o mais rápido na vizinhança imediata de  $f$ . Para linhas dispersivas, a velocidade de grupo pode ser analisada como a própria velocidade de propagação do sinal  $v_p$  [4].

Diferentes tipos de cabo têm diferentes velocidades de propagação, a qual varia não apenas com o diâmetro dos condutores, mas também com o tipo de isolamento utilizado. Na Tabela 2.1, valores de  $v_p$  são mostrados como fração da velocidade da luz para diferentes tipos de cabos. Além disso, o valor de  $v_p$  pode variar para um mesmo cabo de acordo com a temperatura, umidade, envelhecimento do material. Como a posição específica dos fios dentro do cabo não é precisamente controlada, em pares mais externos, os sinais tendem a ser transmitidos com maior velocidade, pois tem maior volume de ar ao redor, modificando o isolamento do par [9].

**Tabela 2.1 – Velocidade de Propagação para diferentes tipos de cabos [8].**

Isolamento	PIC	Espuma	Geléia de Petróleo	Polietileno	Polipropileno	Teflon
0,9mm	0,72	0,68	-	0,66	0,66	0,67
0,6mm	0,67	-	0,62	0,66	0,66	0,67
0,5mm	0,66	-	0,60	0,66	0,66	0,67
0,4mm	0,64	-	0,58	0,66	0,66	0,67

## 2.4 Sinalização no Modo Diferencial do Par Trançado

Na terminologia usual, um dos fios do par trançado é chamado de *tip* e o outro de *ring*<sup>4</sup>. Assume-se que cada fio tem impedância uniforme por unidade de comprimento. A informação no enlace telefônico é transmitida através de sinais diferenciais, de forma que um dos condutores do par é usado para formar o caminho de retorno ao invés do terra<sup>5</sup>. Um modelo global para este sistema é apresentado na Figura 2.4(b), onde um enlace alimentado por uma fonte de tensão  $V_S$  e impedância interna  $Z_S$  é terminado por uma impedância  $Z_L$ .

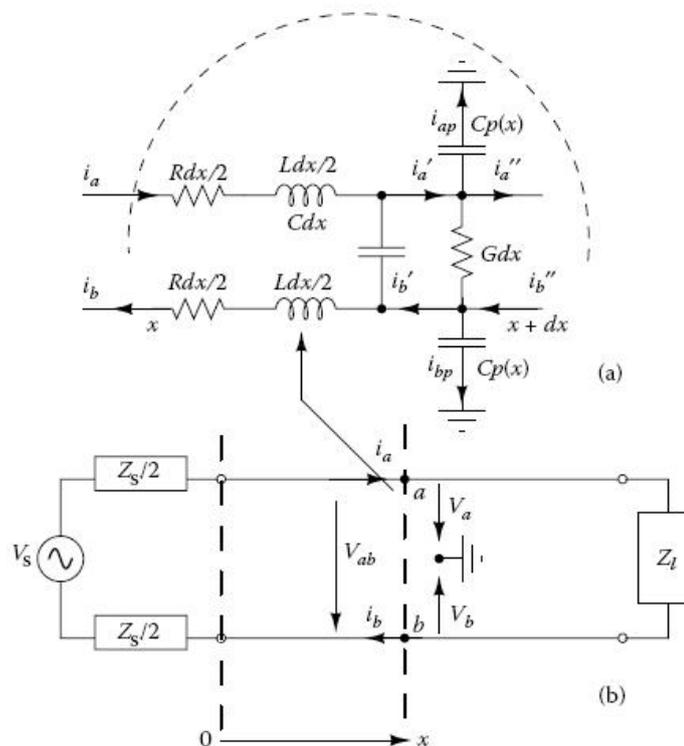


Figura 2.4 – Modelo de modo diferencial: (a) Seção infinitesimal da linha; (b) Modelo global [7].

Na Figura 2.4(a) é mostrada uma versão balanceada e conectada ao terra por uma capacitância parasítica  $C_P(x)$  (não necessariamente uniforme ao longo da linha) do modelo apresentado na Figura 2.1. Assim, se  $a$  é um ponto localizado na distância  $x$  no fio *tip* e  $b$  é um ponto localizado no fio *ring* na mesma distância, é observado que, devido à simetria da linha e balanceamento em relação ao terra, as correntes  $i_a$  e  $i_b$  nos respectivos pontos são iguais em módulo, mas com sentidos opostos. Colocado sob a mesma referência e devido à conexão balanceada e simétrica dos fios com relação ao terra, a partir da Figura 2.4(a), tem-se

<sup>4</sup> Nomenclatura derivada dos nomes dados aos contatos elétricos dos antigos conectores de telefone, similares aos modernos conectores de áudio. São algumas vezes chamados simplesmente de “fio A” e “fio B” [7].

<sup>5</sup> Neste trabalho, a palavra “terra” irá se referir a um ponto comum de referência de potencial, que pode ser a própria terra, ou qualquer outro condutor ou massa condutora, como o chassi de um equipamento.

$$i_a = i_b, \quad i'_a = i'_b \quad e \quad i''_a = i''_b. \quad (2.20)$$

Aplicando diretamente a lei de Kirchhoff para as correntes observa-se que  $i_{ap} = -i_{bp}$ , o que leva à

$$V_a = -V_b, \quad (2.21)$$

tal que a soma das correntes fluindo para terra seja identicamente nula. Isto só ocorre quando a linha é perfeitamente simétrica e balanceada com relação ao terra. A tensão  $V_{ab}$ , ilustrada na Figura 2.4(b), corresponde à diferença entre  $V_a$  e  $V_b$  e é definida como o *signal de modo diferencial* aplicado no par. Isto significa que a informação pode ser obtida determinando-se a diferença entre as tensões nos fios.

Por outro lado, tanto a fonte quanto a impedância do terminal estarão conectadas ao terra através da capacitância parasita. A tensão na linha é tal que os “capacitores parasitas” são carregados com a mesma amplitude e fase, gerando o chamado *signal de modo comum* – chamado assim por ser visto por ambos os fios igualmente, com mesma amplitude e fase. O sinal de modo comum é responsável pelas correntes que fluem na mesma direção em ambos os fios causando interferência aditiva.

Sinais de modo comum são em geral perturbações que podem ser introduzidas por acoplamento eletromagnético de linhas fisicamente adjacentes por imperfeições nas conexões, relâmpagos, ondas de radio ou outras interferências. Na prática, um receptor diferencial que elimine completamente a interferência de modo comum é impossível de implementar. Portanto sistemas de rejeição de modo comum são usados para melhorar a recepção [20],[7].

## 2.5 Modelagem de Ecos

A forma de onda da curva obtida por TDR, chamada de *reflectograma*, é constituída por um número desconhecido de ecos com parâmetros desconhecidos. Em teoria, cada eco contém toda a informação sobre o tipo de descontinuidade que o causou, pois o coeficiente de reflexão é diferente para cada descontinuidade e impõe um tipo de “assinatura” no eco. Entretanto, nem todos os ecos indicam a presença real de uma descontinuidade.

A presença de ecos espúrios é devida ao fato de que cada descontinuidade gera tanto um sinal refletido quanto refratado, de tal forma que haja sempre uma parte da energia do sinal de entrada “saltando” entre as descontinuidades até alcançar a fonte. Assim, o *eco real* é aquele que está relacionado ao encontro inicial com a descontinuidade e que de fato indica sua presença, enquanto que *ecos espúrios* são todos os ecos causados pelas reflexões sucessivas,

os quais não indicam a presença de uma descontinuidade. É claro que, ecos espúrios sofrem mais atenuação à medida que transita pelo enlace, chegando cada vez mais fracos à fonte. Contudo, alguns desses podem alcançar a fonte antes de ecos reais e com mais intensidade, por isso sua existência não deve ser ignorada.

Se em um enlace existem  $N$  descontinuidades,  $N$  ecos reais serão produzidos caso um sinal  $s(t)$  seja inserido no enlace, enquanto que um número teoricamente infinito de ecos espúrios será gerado [21]. Sendo assim, o reflectograma pode ser representado no domínio do tempo como a somatória de todos os ecos retornando à porta de entrada

$$r(t) = e^{(0)}(t) + \sum_{i=1}^N e_r^{(i)}(t - \xi_r^{(i)}) + \sum_{j=1}^{\infty} e_e^{(j)}(t - \xi_e^{(j)}) \quad (2.22)$$

onde  $e_r^{(i)}(t)$ , com  $i=1, \dots, N$ , é o  $i$ -ésimo eco real gerado pela  $i$ -ésima descontinuidade alcançando a porta de entrada no tempo  $\xi_r^{(i)}$ . O termo  $e^{(0)}(t)$  representa o caso especial inicial, que resulta do eco gerado pelo descasamento na conexão da fonte com o enlace somado ao sinal sendo inserido. O termo  $e_e^{(j)}(t)$ , com  $j=1, 2, \dots, \infty$ , é o  $j$ -ésimo eco espúrio e  $\xi_e^{(j)}$  é o seu tempo de chegada à fonte. Em [21],  $j$  é representado como sendo o valor de  $i$  a partir de  $N+1$ . Entretanto, essa representação, apesar de tentar inserir a noção de dependência entre ecos reais e espúrios, pode causar a falsa impressão de que os ecos espúrios são consecutivos aos reais, o que seria verdade apenas em alguns casos. Além disso, o termo para o eco inicial é ignorado.

O eco real  $e_r^{(i)}(t)$  pode ser expresso como

$$e_r^{(i)} = s(t) * h_r^{(i)}(t) \quad (2.23)$$

onde  $h_r^{(i)}$  é a resposta ao impulso resultante do percurso do  $i$ -ésimo eco real. No domínio da frequência, a função de transferência correspondente à  $h_r^{(i)}$  é dada por

$$H_r^{(i)}(f) = F[h_r^{(i)}(t)] = K\tau_r^{(i)}(f)K\rho_r^{(i)}(f)E_r^{(i)}(f) \quad (2.24)$$

em que  $E_r^{(i)}(f)$  é a função de transferência resultante do caminho percorrido pelo eco real através das seções,  $K\tau_r^{(i)}(f)$  é o termo que leva em consideração todos os coeficientes de transmissão que precedem a  $i$ -ésima descontinuidade e  $K\rho_r^{(i)}(f)$  leva em conta os coeficientes de reflexão, sendo sempre igual a  $\rho_r^{(i)}$ .

Os ecos espúrios podem ser representados da mesma forma:

$$e_e^{(j)} = s(t) * h_e^{(j)}(t) \quad (2.25)$$

$$H_e^{(j)}(f) = F[h_e^{(j)}(t)] = K\tau_e^{(j)}(f)K\rho_e^{(j)}(f)E_e^{(j)}(f). \quad (2.26)$$

A distância  $d$  da fonte até a  $i$ -ésima descontinuidade é estimada a partir da estimativa do tempo total do percurso do  $i$ -ésimo eco real  $T_r^{(i)}$  usando a expressão

$$d^{(i)} = \frac{T_r^{(i)}v_p}{2} \quad (2.27)$$

onde  $T_r^{(i)}$  é obtido a partir da diferença entre o tempo de chegada do eco e o tempo de referência  $\xi_r^{(0)}$ , ou seja, o atraso entre o sinal incidente e o refletido. É importante notar que a estimativa da localização da descontinuidade é dependente da escolha do valor adequado para a velocidade de propagação  $v_p$ .

### 2.5.1 Modelagem de ecos de um enlace simples

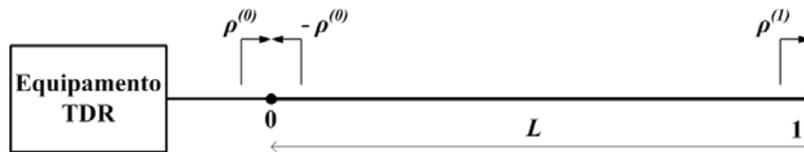


Figura 2.5 – Topologia consistindo de uma seção terminada no ponto 2 e conectada à fonte pelo ponto 1.

Considerando-se o enlace representado na Figura 2.5 constituído de uma única seção de comprimento  $L$  terminada no ponto 1 conectada ao equipamento de medição através do ponto 0, o reflectograma correspondente terá dois ecos principais: o primeiro é representado em (2.22) por  $e^{(0)}(t)$ , sendo, na verdade, a soma do sinal de teste medido na porta de entrada do enlace (devido ao fato de que ponta de prova de medição está sempre posicionada após a saída da fonte de sinal) com a parte da energia refletida em 0. O segundo eco real corresponde à terminação do enlace cujos parâmetros são dados por

$$\begin{aligned} l_r^{(1)} &= 2L \\ K\rho_r^{(1)} &= \rho^{(1)} \\ K\tau_r^{(1)} &= [1 + \rho^{(0)}][1 - \rho^{(0)}] = 1 - (\rho^{(0)})^2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

De forma similar é possível obter os parâmetros dos ecos espúrios:

$$\begin{aligned} l_e^{(j)} &= (2j + 2)L \\ K\rho_e^{(j)} &= (-\rho^{(0)})^j (\rho^{(1)})^{j+1} \\ K\tau_e^{(j)} &= 1 - (\rho^{(0)})^2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

## 2.6 Considerações Finais

A primeira fase do desenvolvimento de um algoritmo de identificação de sistemas é obter todo o conhecimento necessário para a compreensão do problema e para a fundamentação de uma solução. Neste capítulo foi discutida a estrutura do modelo e do comportamento de transmissão de sinais no par trançado, baseado na teoria de linhas de transmissão. Importantes considerações a respeito do comportamento do sinal transmitido através do par trançado foram feitas. Em especial, foi introduzido o conceito de sinalização no modo diferencial, através do qual a informação é fisicamente transmitida. Esse conceito será muito importante no Capítulo 5, no qual é explicada a metodologia de medição baseada na implementação de uma configuração TDR diferencial, nitidamente inspirada na forma de sinalização no par trançado.

É também apresentada a idéia de que reflectograma é constituído por um conjunto de “blocos” de formato irregular, mas determinísticos, através do modelo de reflectograma apresentado na Seção 2.5, no qual é baseada a metodologia de detecção de ecos proposta nesta dissertação. O modelo é originalmente definido em [21], mas aqui algumas adaptações são feitas para ajustá-lo a aplicação desenvolvida. Os principais conceitos de detecção dos ecos são baseados na idéia de tais blocos irregulares delimitados por singularidades matemáticas, os quais podem ser detectados e caracterizados a partir da análise da Transformada Wavelet, e serão apresentados no próximo capítulo.

Outra conclusão importante que pode ser retirada através do exposto neste capítulo é que, uma vez que o enlace de par trançado de cobre do assinante pode ser representado pela teoria de linhas transmissão, o enlace telefônico pode ser aproximado como um sistema linear e invariante no tempo. Essa consideração terá importância fundamental no desenvolvimento da metodologia de detecção de ecos descrita no Capítulo 4.

## **3 DETECÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE SINGULARIDADES ATRAVÉS DA TRANSFORMADA WAVELET**

### **3.1 Introdução**

Na matemática, uma singularidade é um ponto onde uma função matemática assume valores infinitos ou, de certa maneira, tem um comportamento não definido, como, por exemplo, em relação à diferenciabilidade. Em processamento de sinais, pontos singulares e estruturas irregulares figuram freqüentemente entre as mais importantes características a serem estudadas em sinais transientes, como é o caso de curvas TDR, pois indicam mudanças de comportamento ou marcam os limites de regiões importantes da função, como os ecos. No capítulo anterior, o reflectograma foi apresentado como uma função analítica constituída por blocos de natureza determinística e irregular, os quais representam os ecos do reflectograma. Cada bloco é delimitado por um par de bordas de subida e descida que são centralizadas em pontos de inflexão, ou de modo mais geral, em singularidades. Detectar e localizar esses pontos no reflectograma significa encontrar o tempo de chegada e os limites de cada eco.

Neste capítulo é discutida a teoria que fundamenta a técnica de detecção e caracterização de singularidades isoladas utilizada no método desenvolvido neste trabalho. A discussão é iniciada na Seção 3.2 com uma explanação sobre a teoria geral de detecção de bordas para o caso unidimensional e seguida pela análise de um caso de aplicação dessa teoria em análise de medições SELT na Seção 3.3. A seguir, nas Seções 3.4 e 3.5, é mostrada a relação dessas técnicas com a análise dos máximos da Transformada *Wavelet* Contínua (TWC) e as vantagens de usar essa transformada. Por fim, na Seção 3.6, é apresentado o método de detecção e caracterização de singularidades baseado na análise da TWC complexa que é aplicado na extração dos ecos do reflectograma TDR.

### **3.2 Teoria de Detecção de Bordas**

Considere-se que uma borda em funções unidimensionais representa uma região de

transição entre diferentes comportamentos da função – ou entre diferentes regiões – e pode ser definida como a vizinhança imediata de um ponto de inflexão desta função. O problema de detecção de bordas em uma dimensão pode ser formulado do seguinte modo: seja um sinal  $r(x)$  com uma borda de localização conhecida e centrada em  $x = x_0$  e imerso em ruído gaussiano branco aditivo  $n(x)$  como expresso a seguir:

$$f(x) = r(x) + n(x), \quad (3.1)$$

tal que  $n(x)$  seja independente e identicamente distribuído e definido como

$$n(x) \sim N(0, \sigma_n^2). \quad (3.2)$$

Dado um filtro linear com resposta ao impulso  $g(x)$ . A resposta  $R(x)$  do sinal  $f(x)$  à convolução com o filtro é

$$\begin{aligned} R(x) &= g(x) * f(x) \\ &= g(x) * r(x) + g(x) * n(x) \\ &= H_r + H_n \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde  $R(x)$  é a soma das respostas ao sinal  $H_r$  com a resposta ao ruído  $H_n$ .

É desejável marcar o centro de uma borda em um máximo local no módulo  $|R(x)|$  da saída da convolução. Também se deseja que fora da borda o resultado seja mínimo, de tal forma que, no limite, quando  $r(x) = c$ , para alguma constante  $c$ ,

$$H_r = g(x) * c = 0. \quad (3.4)$$

Ou equivalentemente para um filtro com suporte em  $[-W, W]$

$$\int_{-W}^W g(x) dx = 0. \quad (3.5)$$

Assim, o problema deste projeto torna-se então encontrar um filtro que obtenha tal resposta e respeite ao conjunto de critérios de desempenho aos quais seja atribuída a resposta ótima. Uma grande quantidade de trabalhos relacionados à resolução deste problema pode ser encontrada na área de visão computacional (em geral com uma definição bidimensional), devido à importância que este tópico tem em processamento de imagens. E também foi nessa área que foi introduzido o importante conceito de detecção de bordas em múltiplas escalas, que visava detectar contornos de estruturas pequenas ao mesmo tempo em que detectam grandes objetos. Sob essa ótica, as possíveis soluções seriam analisadas sobre um plano espaço-escala, de onde seria selecionada uma escala ótima. Nesse sentido, as escalas definiriam o tamanho da vizinhança onde as variações do sinal seriam calculadas [22].

A maioria dos detectores de borda multi-escala suavizam o sinal em várias escalas e em seguida detectam pontos de brusca variação a partir de suas derivadas de primeira e

segunda ordem. Os extremos da primeira derivada correspondem aos cruzamentos com o zero da segunda derivada e aos pontos de inflexão do sinal suavizado. Um trabalho pioneiro é apresentado em 1980 em [23], no qual, visando um critério de boa localização, a teoria desenvolvida utiliza a convolução da imagem analisada com o Laplaciano da função gaussiana (a segunda derivada no caso unidimensional). Mas é em [24] que Canny, em 1986, desenvolve um algoritmo de várias etapas que se tornaria referência na área de visão computacional. Entretanto, o mais importante no artigo é que o autor avalia as várias similaridades entre os detectores desenvolvidos até então na literatura e apresenta uma *teoria de detecção de bordas*, formulada para uma e duas dimensões. Segundo essa teoria qualquer filtro para detecção de bordas deve atender a três critérios básicos de desempenho:

- 1) Boa detecção: consiste em maximizar a razão sinal-ruído (RSR), pois quanto maior o valor de RSR, maior é a probabilidade bordas verdadeiras e de se evitar o aparecimento de bordas espúrias ou falsas.
- 2) Boa localização: especifica que um ponto detectado como ponto de borda pelo filtro (ou operador) deveria estar o mais próximo possível do centro da borda verdadeira.
- 3) Critério de resposta múltipla: deve haver um único ponto de borda detectado onde existe uma única borda verdadeira.

Um ponto crucial em [24] é a captura destes critérios de projeto de filtro ótimo em uma forma matemática que possa ser prontamente solucionada. As seções 3.2.1 e 3.2.2 tratam da formalização matemática destes critérios. A Seção 3.2.3 mostra o cálculo do filtro ótimo para o caso específico de uma borda degrau – e que pode ser efetivamente generalizado para outros tipos. A Seção 3.2.4 resume o algoritmo de Canny para detecção de bordas em uma dimensão.

### 3.2.1 Critérios de Detecção e Localização

Abordando inicialmente o critério de detecção, assume-se um sinal  $r(x)$  que possui apenas uma borda centrada em  $x = 0$ . Então, a resposta ao filtro  $g(x)$  em seu centro é dada por

$$H_r = \int_{-W}^W r(-x)g(x)dx, \quad (3.6)$$

considerando que o filtro seja limitado em  $[-W, W]$ . Da mesma forma, a resposta ao ruído é

$$H_n = \int_{-W}^W n(-x)g(x)dx, \quad (3.7)$$

onde  $n(x)$  é um processo estocástico. Assim, a média e a variância de  $H_n$  são

$$E[H_n] = \int_{-W}^W E[n(-x)]g(x)dx = 0 \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} E[H_n^2] &= \int_{-W}^W \int_{-W}^W E[n(-x_1)n(-x_2)]g(x_1)g(x_2)dx_1dx_2 \\ &= \sigma_n^2 \int_{-W}^W g^2(x)dx \end{aligned} \quad (3.9)$$

A integral em (3.7) pode ser caracterizada por sua raiz média quadrática, ou seja, o desvio padrão da convolução com o processo  $n(x)$ :

$$H_n = \sigma_n \sqrt{\int_{-W}^W g^2(x)dx}. \quad (3.10)$$

Com isso, o critério de detecção é definido como a razão sinal-ruído no centro da borda [24]:

$$RSR = \frac{\left| \int_{-W}^W r(-x)g(x)dx \right|}{\sigma_n \sqrt{\int_{-W}^W g^2(x)dx}}. \quad (3.11)$$

Note-se que o valor de  $RSR$  é invariante com o escalamento do filtro. Ou seja, se  $g(x)$  é substituído por  $\kappa \cdot g(x)$ , sendo  $\kappa$  uma constante qualquer diferente de zero, o valor de  $RSR$  permanecerá o mesmo.

Para o segundo critério é requerido um parâmetro que aumente à medida que os pontos detectados pelo algoritmo se aproximem das posições verdadeiras. Tem-se, então, o critério de localização, definido como sendo o inverso da distância entre o ponto detectado e a respectiva posição verdadeira [24]:

$$Localização = \frac{\left| \int_{-W}^W r'(-x)g'(x)dx \right|}{\sigma_n \sqrt{\int_{-W}^W g'^2(x)dx}}, \quad (3.12)$$

onde

$$f'(x) = \frac{df(x)}{dx}.$$

As Equações (3.11) e (3.12) são as formas matemáticas para os primeiros dois critérios. Deste modo, o problema é reduzido à maximização de ambos simultaneamente e

para isso é utilizado como função objetivo o produto de (3.11) e (3.12). Ou seja, para detecção de bordas arbitrárias, deseja-se maximizar

$$\frac{\left| \int_{-W}^W r(-x) g(x) dx \right|}{\sigma_n \sqrt{\int_{-W}^W g^2(x) dx}} \cdot \frac{\left| \int_{-W}^W r'(-x) g'(x) dx \right|}{\sigma_n \sqrt{\int_{-W}^W g'^2(x) dx}}. \quad (3.13)$$

### 3.2.2 Critério de Eliminação de Respostas Múltiplas

O primeiro critério definido em (3.11) mede a eficácia do filtro no centro da borda e não leva em consideração o comportamento do filtro nas proximidades deste ponto. Com isso, a maximização direta de (3.13) resultaria em um filtro degrau truncado que, embora apresente um máximo local no ponto de borda, tende a exibir máximos espúrios muito próximos uns dos outros na vizinhança da borda verdadeira, podendo resultar na obtenção de falsos pontos de borda ou em erro na detecção. Assim, torna-se necessária a definição de um critério adicional, cuja idéia básica é a de que deve haver apenas um ponto detectado pelo filtro onde existe uma única borda verdadeira. Seja [24]

$$x_{\max}(g) = 2\pi \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} g'^2(x) dx}{\int_{-\infty}^{\infty} g''^2(x) dx} \right]^{1/2} \quad (3.14)$$

a expressão para distância ( $x_{\max}$ ) entre máximos adjacentes na resposta do filtro  $g(x)$  submetido à presença de ruído, onde

$$f''(x) = \frac{d^2 f(x)}{dx^2}.$$

Assim, ao maximizar (3.13) deve-se garantir também que (3.14) seja o maior possível. É importante ressaltar que  $x_{\max}$  é escalado com a variação da largura do operador  $g$ . Ou seja, se  $g_w(x) = g(x/w)$  então substituindo em (3.14),  $x_{\max}(g_w) = w \cdot x_{\max}(g)$ . Portanto, assumindo que  $W$  seja escalado como com  $w$ , o critério de eliminação de respostas múltiplas é invariante com respeito ao escalamento espacial de  $g$ .

### 3.2.3 Detector de Canny para Bordas Degrau

Em geral será difícil, ou mesmo impossível, obter uma forma fechada para o operador  $g(x)$  que maximize (3.13) sujeito à restrição de resposta múltipla. Entretanto, dada uma função candidata  $f(x)$ , a avaliação de (3.13) e (3.14) é direta. Em [24] alguns casos são avaliados, mas

o cálculo do filtro é mais ilustrado para o caso específico da borda degrau ideal.

Uma borda ideal do tipo degrau centrada em zero pode ser definida como  $f(x) = Au(x)$ , onde  $A$  é a amplitude da borda e  $u(x)$  é dado por:

$$u(x) = \begin{cases} 0, & \text{para } x < 0 \\ 1, & \text{para } x \geq 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Substituindo  $f(x)$  por  $u(x)$  em (3.13) pode-se obter a seguinte expressão [24]:

$$\Sigma(g) \cdot \Lambda(g') = \frac{\left| \int_{-W}^0 g(x) dx \right|}{\sqrt{\int_{-W}^W g^2(x) dx}} \cdot \frac{|g'(0)|}{\sqrt{\int_{-W}^W g'^2(x) dx}} \quad (3.16)$$

onde  $\Sigma(f)$  e  $\Lambda(f')$  são medidas de desempenho relacionadas, respectivamente, com os critérios de detecção e localização e definidas tal que, para uma borda degrau:

$$RSR = \frac{A}{\sigma_n} \Sigma(g) \quad (3.17)$$

e

$$Localização = \frac{A}{\sigma_n} \Lambda(g'). \quad (3.18)$$

Assumindo que o filtro escalado espacialmente  $g_w(x) = g(x/w)$  e substituindo-se  $g_w$  nas expressões de  $\Sigma(g)$  e  $\Lambda(g')$  obtém-se

$$\Sigma(g_w) = \sqrt{w} \Sigma(g) \quad e \quad \Lambda(g'_w) = \frac{1}{\sqrt{w}} \Lambda(g'). \quad (3.19)$$

As Equações em (3.19) implicam que os critérios de detecção e localização não podem ser aprimorados simultaneamente. Ou seja, um filtro com resposta ao impulso “mais larga” terá melhor capacidade de detecção do que um filtro “mais estreito” quando aplicado a uma borda degrau e, ao contrário, um filtro “mais estreito” permitirá melhor localização do que um “mais largo”.

A solução geral para a Equação (3.16) no semi-intervalo de suporte  $[-W, 0]$  e dada por [24]:

$$g(x) = a_1 e^{\nu x} \text{sen}(\Omega x) + a_2 e^{\nu x} \cos(\Omega x) + a_3 e^{\nu x} \text{sen}(\Omega x) + a_4 e^{\nu x} \cos(\Omega x) + K \quad (3.20)$$

onde a Equação (3.20) pode ser estendida ao intervalo  $[-W, W]$  pois  $g(x)$  é simétrica. As constantes  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  e  $a_4$  podem ser obtidas em função de  $\nu$ ,  $\chi$  ( $\chi = D/K$ , onde  $D$  é a declividade de  $f(x)$  na origem e  $c$  é a constante de integração) e  $\Omega$ .

A resposta para o critério de eliminação de reposta múltipla é [24]

$$\frac{|g'(0)|}{\sigma_n} = k\Sigma(g) \quad (3.21)$$

onde  $k$  é o fator de desempenho de resposta múltipla e varia no intervalo  $[0,1]$  e, quanto mais próximo de 1, mais afastadas estarão as respostas múltiplas.

A partir de um processo de otimização numérica foi obtido em [24] um conjunto de valores ( $v = 2,05$ ;  $\chi = 2,92$ ;  $\Omega = 1,57$ ;  $k = 0,58$ ;  $\Sigma(g)\Lambda(g') = 1,12$ ) que balanceiam otimamente os três critérios do filtro, alcançando assim o filtro ótimo.

Uma importante descoberta de Canny foi a possibilidade de aproximar eficientemente o filtro ótimo pela primeira derivada da função gaussiana resultando em

$$g(x) = -\frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad (3.22)$$

onde  $\sigma$  fica sendo o parâmetro de escala. Os valores dos critérios para a aproximação gaussiana ( $k = 0,51$ ;  $\Sigma(g)\Lambda(g') = 0,92$ ) e do operador ótimo são semelhantes o bastante, ocorrendo o mesmo com suas respostas ao impulso.

#### 3.2.4 Realização Computacional do Algoritmo de Canny

Exposta a teoria acima, pode-se resumir o algoritmo de Canny para detecção de borda em uma dimensão em três etapas chave:

- 1) **Redução dos efeitos do ruído:** se o sinal  $f(x)$  for operado por convolução com o operador  $g(x)$  definido na seção anterior, o resultado será uma função contínua com uma inclinação máxima no ponto onde ocorre a borda. Nesta etapa, o desvio padrão do operador é o parâmetro de detecção e define a escala onde o sinal será analisado.
- 2) **Medição da magnitude da variação na região do ponto de borda:** se a resposta à convolução for diferenciada em relação à  $x$ , no ponto de inclinação máxima ocorrerá um máximo local, o qual indicará a posição da borda no sinal.
- 3) **Busca pelos máximos locais na primeira derivada:** pode-se simplesmente buscar pelos pontos onde a derivada é maior do que em uma vizinhança imediata, o que é chamado de *supressão de não-máximos*. Ou pode-se buscar por máximos locais onde a primeira derivada esteja acima de um valor de limiar pré-definido, o que tem como principal função eliminar espúrios.

O algoritmo de Canny faz uso de múltiplas escalas para melhor detectar as bordas, pois a escala define o tamanho da vizinhança onde as variações do sinal são calculadas, e em

seguida seleciona aquela que for mais estável. O método de seleção da melhor escala é um ponto muito importante no algoritmo e é assunto ainda em aberto na literatura.

### 3.3 Detecção de Bordas no contexto DSL

Como descrito no Capítulo 1, em [11], [12] e [13] é proposto o uso do parâmetro  $S_{11}$  medido no domínio da frequência para obter uma estimativa da função de transferência. Além do já exposto, uma questão crítica neste trabalho – assim como em qualquer trabalho baseado em medições SELT – é a correta extração das características de interesse do reflectograma. Em [25], é apresentado um algoritmo que visa melhorar o desempenho do estimador de função de transferência desenvolvido nos artigos anteriores fazendo uso da curva do  $S_{11}$  convertida para o domínio do tempo.

O método, apresentado em [25], parte do princípio que os picos que ocorrem no reflectograma do parâmetro de espalhamento no domínio do tempo correspondem a pulsos refletidos. No caso do  $S_{11}$ , cada eco é caracterizado pelos seguintes atributos: o início e o final de cada reflexão observada, a posição do extremo (ou pico) local e o tipo de ponto extremo (se máximo ou mínimo). Além disso, sendo o reflectograma uma soma de reflexões, que no caso do  $S_{11}$  não são necessariamente consecutivas e interferem muito umas nas outras, é necessário decompor a curva em uma série de reflexões não interferentes. A principal consideração do artigo é que cada um dos pontos que definem as reflexões (pontos de início e fim da reflexão e o pico) é caracterizado por um ponto de inflexão ou singularidade. Assim, o problema de extração de características pode ser resumido em detectar os pontos de inflexão contidos no reflectograma.

No caso específico de detecção em reflectometria, sendo as curvas em geral contínuas e sem excentricidades, o processo de detecção de bordas é tido como equivalente à detecção de pontos de inflexão ou singularidades. Em [25] a primeira e a segunda derivadas do  $S_{11}$  são obtidas e, os picos na primeira derivada e os cruzamentos com o zero na segunda derivada são associados aos pontos de inflexão na curva. Os diversos comportamentos dessas curvas são estudados e associados aos tipos de reflexões possíveis. A influência do ruído é minimizada (o primeiro critério imposto por Canny) a partir da realização da média de diversas medições. Algumas condições adicionais também são impostas para satisfazer esse critério. Ainda assim, o algoritmo fica demasiadamente sujeito a influência de ruído e imprecisões numéricas.

No caso de medições TDR, o problema de extração de características pode ser enunciado de maneira similar, com a diferença que as características a serem extraídas são os

pares de singularidades que representam as bordas, e, portanto, os limites, dos pulsos refletidos. É mostrado nas Seções 3.4 e 3.5 que o procedimento de detectar as bordas de um sinal através da transformada *wavelet* é equivalente ao procedimento descrito na Seção 3.2, com vantagem em relação à avaliação das escalas.

### 3.4 A Transformada *Wavelet*

A TWC é definida com respeito a uma função em particular chamada *wavelet mãe*, ou simplesmente função *wavelet*. Uma *wavelet* é uma função  $\psi \in \mathbf{L}^2(\mathfrak{R})$ <sup>6</sup> com média zero [26],

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0, \quad (3.23)$$

normalizada  $\|\psi\| = 1$  e centralizada na vizinhança de  $t = 0$ . Uma família de *wavelets* no plano tempo-escala é obtida pelo escalamento de  $\psi$  por  $s$  sobre a translação em  $u$

$$\psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right), \quad (3.24)$$

e cada uma dessas funções escaladas, transladadas e centradas em  $u$ , permanecem normalizadas:  $\|\psi_{u,s}\| = 1$ . É dito que uma *wavelet*  $\psi(t)$  tem  $n$  momentos nulos se e somente se para todos os inteiros positivos  $k < n$ , satisfaça

$$\int_{-\infty}^{+\infty} t^k \psi(t) dt = 0. \quad (3.25)$$

A TWC de uma função  $f \in \mathbf{L}^2(\mathfrak{R})$  no tempo  $u$  e na escala  $s$  é dada por

$$Wf(u, s) = \langle f, \psi_{u,s} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi^*\left(\frac{t-u}{s}\right) dt, \quad (3.26)$$

onde  $\psi^*$  denota o conjugado complexo de  $\psi$ . A TWC também pode ser escrita como um resultado da convolução

$$Wf(u, s) = f * \psi_s(u) \quad (3.27)$$

com

$$\psi_s(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi^*\left(\frac{-t}{s}\right), \quad (3.28)$$

cuja Transformada de Fourier (TF) é

$$\Psi_s(\omega) = \sqrt{s} \Psi^*(s\omega). \quad (3.29)$$

Uma TWC é completa e preserva a conservação de energia, contanto que a *wavelet*

---

<sup>6</sup>  $\mathbf{L}^2(\mathfrak{R})$  é o espaço de Hilbert das funções unidimensionais mensuráveis e cujo quadrado do módulo é integrável.

satisfaça a condição de admissibilidade, especificada pelo coeficiente de admissibilidade

$$C_{\psi} = \int_0^{+\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < +\infty \quad (3.30)$$

de tal forma que a transformada em (3.26) seja invertível e qualquer  $f \in L^2(\mathfrak{R})$  satisfaça

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Wf(u,s) \psi_{u,s}(t) du \frac{ds}{s^2}. \quad (3.31)$$

Para satisfazer (3.30) deve-se garantir que  $\Psi(0) = 0$  e  $\Psi(\omega)$  seja continuamente diferenciável [26], o que explica o pré-requisito apresentado em (3.23). Deste modo, a *wavelet* comporta-se como um filtro passa-faixa, de forma que a TWC pela definição em (3.27) pode ser vista como uma composição de várias versões filtradas de  $f$  em cada escala.

A TWC define uma densidade de energia tempo-freqüência local

$$P_W f(u,s) = |Wf(u,s)|^2, \quad (3.32)$$

cuja visualização gráfica é chamada de *escalograma* [26].

Um critério adicional para *wavelets* complexas, ou analíticas, é

$$\Psi(\omega) = 0, \quad \text{se } \omega < 0. \quad (3.33)$$

A partir deste pré-requisito observa-se que uma *wavelet* analítica responde somente a freqüências não negativas de um dado sinal e, portanto, produz uma transformada cujo módulo é menos oscilatório do que no caso da *wavelet* real. Uma *wavelet* real contínua pode ser facilmente convertida em *wavelet* analítica através do cancelamento de suas freqüência negativas por meio da transformada de Hilbert [26],[18].

### 3.4.1 Função Escalamento

Quando  $Wf(u,s)$  é conhecida somente por  $s < s_0$ , para recuperar  $f$  é necessário complementar a informação correspondente a  $s > s_0$ . Isto é obtido introduzindo a *função de escalamento*  $\varphi$  que é uma agregação de *wavelets* em escalas maiores do que 1. O módulo da TF desta função é definido por

$$|\Phi(\omega)|^2 = \int_1^{+\infty} \frac{|\Psi(s\omega)|^2}{s} ds, \quad (3.34)$$

cuja fase pode ser arbitrariamente escolhida. Verifica-se que  $\|\varphi\| = 1$  e pode-se demonstrar a partir da condição de admissibilidade que

$$C_{\psi} = \lim_{\omega \rightarrow 0} |\Phi(\omega)|^2. \quad (3.35)$$

Deste modo, diferente da função *wavelet*, a função escalamento pode ser interpretada como a resposta ao impulso de um filtro passa-baixas

$$\varphi_s(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \varphi\left(\frac{t}{s}\right) \quad e \quad \bar{\varphi}_s(t) = \varphi_s^*(-t), \quad (3.36)$$

de tal forma que a aproximação em baixa freqüência de  $f$  por este filtro na escala  $s$  seja

$$Lf(u, s) = \langle f(t), \varphi_s(t) \rangle = f * \varphi_s^*(u). \quad (3.37)$$

Assim a função  $f(t)$  pode ser completamente representada por [26]

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^{s_0} Wf(\cdot, s) * \psi_s(t) \frac{ds}{s^2} + \frac{1}{C_\psi s_0} Lf(\cdot, s_0) * \varphi_{s_0}(t). \quad (3.38)$$

### 3.4.2 Wavelets Discretas

Algumas vezes é de interesse representar a função de forma discretizada através de um somatório de coeficientes *wavelet* discretos ao invés de integrais contínuas (como requerido para a TWC). Nesse caso, pode-se representá-la através da expansão em série

$$f(t) = \sum_{j,k} a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (3.39)$$

onde o conjunto bidimensional de coeficientes  $a_{j,k}$  é chamado por convenção de Transformada *Wavelet* Discreta (TWD) e mapeia uma função contínua em uma série de coeficientes em termos do índice de translação no tempo  $k$  e do índice de escalamento  $j$ . O conjunto  $a_{j,k}$  pode ser obtido a partir do produto interno entre a função analisada e a *wavelet*.

Em geral, a idéia de multi-resolução é utilizada para definir os efeitos das mudanças de escala. Para isso, utiliza-se o conceito de função de escalamento (discreta) e seu relacionamento com a *wavelet*. Pode-se definir uma família de funções de escalamento bidimensionais, geradas a partir do escalamento e translação da função de escalamento básica

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \varphi(2^j t - k) \quad (3.40)$$

cuja expansão sobre  $k$  gera o subespaço de  $\mathbf{L}^2(\mathfrak{R})$  definido por  $V_j$ , na resolução dada pela escala  $j$ . Se  $f \in \mathbf{L}^2(\mathfrak{R})$ , sua projeção em  $V_j$  pode ser expressa por

$$f(t) = \sum_k a_k \varphi(2^j t - k). \quad (3.41)$$

Assim, quanto maior o valor de  $j$ , maior o nível de resolução da representação de  $f(t)$  em  $V_j$ . Isto também significa que, como os elementos de um subespaço são simplesmente versões escaladas dos elementos do subespaço seguinte e  $\varphi(t)$  pode ser expressa como a soma ponderada dos deslocamentos de  $\varphi(2t)$

$$\varphi(t) = \sum_n h_0(n) \sqrt{2} \varphi(2t - n), \quad n \in Z, \quad (3.42)$$

onde os coeficientes  $h_0(n)$  são uma seqüência de números chamada de filtro de escalamento e o termo da raiz de dois mantém a norma com a escala de 2 [27].

As funções *wavelet*  $\psi_{j,k}(t)$  são o conjunto que gera as diferenças  $W_j$  entre subespaços consecutivos gerados por  $\varphi(t)$ , em que cada subespaço  $W_j$  é o complemento ortogonal de  $V_j$  em relação à  $V_{j+1}$ , caso as funções *wavelet* e escalamento sejam ortogonais, sendo essa relação enunciada pela operação de soma vetorial direta como

$$V_{j+1} = V_j \oplus W_j. \quad (3.43)$$

Estendendo essa idéia de “aninhamento” de subespaços para uma representação completa de  $L^2(\mathfrak{R})$ , pode-se chegar a

$$L^2(R) = V_{j_0} \oplus W_{j_0} \oplus W_{j_0+1} \oplus W_{j_0+2} \oplus \dots \quad (3.44)$$

Portanto, considerando-se que  $W_j \subset V_{j+1}$ , chega-se a definição de função *wavelet* do mesmo modo que para a função escalamento:

$$\psi(t) = \sum_n h_1(n) \sqrt{2} \varphi(2t - n), \quad n \in Z \quad (3.45)$$

para um conjunto de coeficientes  $h_1(n)$ . A partir de (3.45) uma família de *wavelets* é gerada

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \psi(2^j t - k). \quad (3.46)$$

Pode-se agora representar qualquer função  $f \in L^2(\mathfrak{R})$ , utilizando-se o conjunto de funções  $\varphi_{j,k}(t)$  e  $\psi_{j,k}(t)$ , partindo-se da idéia mostrada em (3.44) e (3.19), através da série

$$f(t) = \sum_k c_{j_0}(k) \varphi_{j_0,k}(t) + \sum_k \sum_{j=j_0}^{\infty} d_j(k) \psi_{j,k}(t), \quad (3.47)$$

onde  $j_0$  é o índice de menor resolução e aqui será definido como zero. O primeiro somatório resulta na informação de baixa resolução ou aproximação de  $f(t)$ , enquanto que o segundo termo retorna o detalhe do sinal, aumentando a resolução com o aumento de  $j$ . O conjunto de coeficientes  $c$  e  $d$  constituem a própria TWD e, para um sistema ortogonal, é calculado pelos produtos internos do sinal com as funções *wavelet* e escalamento [27].

Por convenção, a notação para a resolução no caso discreto é usada de forma inversa à definida para o caso contínuo, ou seja, a menor resolução será representada pelo menor índice, enquanto que no caso contínuo o menor valor de escala representa a maior resolução.

### 3.4.3 Wavelet Chapéu Mexicano

Uma importante tarefa no desenvolvimento de um algoritmo baseado em *wavelets* é a

escolha da *wavelet* mãe adequada para a aplicação. Existe um grande e crescente número de famílias de *wavelets* e a melhor escolha para uma aplicação em particular depende da natureza do sinal e dos requisitos da análise. O uso da enésima derivada complexa da função gaussiana é particularmente importante na análise de singularidades, como será mostrado na Seção 3.6.1. Em especial, o uso da *wavelet* Chapéu Mexicano complexa é uma poderosa ferramenta de detecção de características para análise de dados, pois permite a detecção de pequenas características mascaradas por grandes flutuações no sinal, que é o caso do sinal obtido por TDR. A *wavelet* Chapéu Mexicano é definida como uma função real, sendo a segunda derivada normalizada da função gaussiana expressa por

$$\psi(t) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \right) \left( 1 - \frac{t^2}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{1}{2}\frac{t^2}{\sigma^2}}. \quad (3.48)$$

Algumas vezes, em aplicações numéricas, esta *wavelet* é expressa com variância unitária e sem o fator de normalização no primeiro termo de (3.48). A *wavelet* Chapéu Mexicano é um caso especial de *wavelet* que é usada somente em aplicações com TWC (e que também não necessita de uma função escalamento), não sendo usada no caso discreto. A versão complexa desta função pode ser facilmente obtida através do processo mencionado na seção anterior. O Chapéu Mexicano complexo tem envoltória gaussiana e os máximos produzidos no módulo da transformada não incluem a contaminação pelos lóbulos laterais característicos de sua versão real. A versão no tempo desta *wavelet* é expressa em termos da função erro [28]:

$$\psi(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \pi^{-\frac{1}{4}} \left\{ \sqrt{\pi} (1-t^2) e^{-\frac{1}{2}t^2} - \left[ \sqrt{2}ti + \sqrt{\pi} \operatorname{erf} \left[ \frac{i}{\sqrt{2}} t \right] \right] (1-t^2) e^{-\frac{1}{2}t^2} \right\}. \quad (3.49)$$

### 3.5 Detecção de Borda Multi-Escala a partir da Transformada Wavelet

A TWC está bastante relacionada à detecção de borda multi-escala e pode fornecer um profundo entendimento desses algoritmos. Para compreender essa relação, é definida uma *função de suavização*  $\theta(x)$  que atende aos seguintes requisitos:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \theta(x) dx = 1 \quad e \quad \lim_{x \rightarrow \infty} \theta(x) = 0. \quad (3.50)$$

Desta forma, pode-se, por exemplo, escolher  $\theta(x)$  como uma função gaussiana. Assume-se que  $\theta(x)$  tenha primeira e segunda derivadas de modo que se definam as funções

$$\psi^a(x) = \frac{d\theta(x)}{dx} \quad e \quad \psi^b(x) = \frac{d^2\theta(x)}{dx^2}. \quad (3.51)$$

Por definição  $\psi^a(x)$  e  $\psi^b(x)$  podem ser consideradas *wavelets*, pois

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi^a(x) dx = 0 \quad e \quad \int_{-\infty}^{\infty} \psi^b(x) dx = 0. \quad (3.52)$$

As funções definidas em (3.51) também são candidatas a detectores de borda, de acordo com a condição (3.5). A transformada *wavelet* de  $f(x)$  na escala  $s$  e posição  $x$  pode ser definida em relação à *wavelet*  $\psi^a(x)$  por

$$W^a f(x, s) = f * \psi_s^a(x). \quad (3.53)$$

O mesmo pode ser enunciado também em relação à *wavelet*  $\psi^b(x)$ :

$$W^b f(x, s) = f * \psi_s^b(x). \quad (3.54)$$

Assim, pode-se chegar a

$$W^a f(x, s) = f(x) * \left[ s \frac{d\theta_s(x)}{dx} \right] = s \frac{d}{dx} [f(x) * \theta_s(x)] \quad (3.55)$$

e

$$W^b f(x, s) = f(x) * \left[ s^2 \frac{d^2\theta_s(x)}{dx^2} \right] = s^2 \frac{d^2}{dx^2} [f(x) * \theta_s(x)]. \quad (3.56)$$

As transformadas *wavelet* definidas em (3.55) e (3.56) são, respectivamente, a primeira e a segunda derivadas do sinal suavizado na escala  $s$ . Os extremos locais de  $W^a f(x, s)$  correspondem aos cruzamentos com o zero de  $W^b f(x, s)$  e aos pontos de inflexão de  $f(x) * \theta_s(x)$ . No caso particular onde  $\theta_s(x)$  é uma gaussiana escalada (o parâmetro  $s$  está relacionado ao desvio padrão da função), a detecção dos cruzamentos com o zero em  $W^b f(x, s)$  é equivalente ao algoritmo de Canny [24], descrito na Seção 3.2.4.

É importante notar que, por definição, a TWC permite avaliar diversas variações de escala, permitindo avaliar tanto as grandes quanto as pequenas variações. Diferente do algoritmo de Canny, não é necessário selecionar a escala que aproxima melhor a solução. A localização da singularidade detectada é determinada pela análise da tendência das respostas em cada escala, como será mostrado na seção seguinte.

A metodologia via TWC permite desta forma um melhor ajuste do compromisso entre detecção e localização. A seguir é descrito como detectar e caracterizar os pontos de inflexão de um sinal através da TWC.

### 3.6 Análise de Singularidades a partir dos Máximos do Módulo da TWC Analítica

Como foi enunciado anteriormente, para as características do sinal considerado neste trabalho, o processo de detecção de bordas pode ser considerado como equivalente ao processo de detecção de singularidade. Assim será explorada a teoria wavelet para detecção de pontos singulares.

As singularidades de um sinal podem ser detectadas e caracterizadas através da análise dos máximos locais do módulo de sua TWC [17], [18]. Em especial, em [18] é demonstrado que o processo de estimação de singularidades é aprimorado quando se utiliza uma *wavelet* analítica, principalmente quando o sinal está “imerso” em ruído branco gaussiano e aditivo. No caso específico da identificação de ecos em reflectogramas, é preciso ressaltar que a maior parte dos parâmetros relacionados à transmissão de sinais na linha varia de forma não linear, afetando fortemente a forma do sinal inserido na linha.

#### 3.6.1 Detecção de Singularidades

O método de detecção e estimação baseia-se no fato de que uma singularidade contida em um sinal causa um distúrbio ao longo das escalas de sua respectiva TWC. Esse distúrbio é percebido principalmente na representação gráfica do módulo da TWC como uma formação de grandes amplitudes em certos coeficientes *wavelet* gerando um tipo de *cone de influência* do ponto singular ao longo do plano espaço-escala. Isso pode ser observado em relação à teoria de detecção de borda multi-escala, onde cada escala determina uma diferente resolução da análise do sinal e cada extremo local está relacionado ao posicionamento do ponto de inflexão naquela escala. A convergência desses extremos ao longo do plano espaço-escala pode ser observada para identificar o ponto de inflexão.

Um exemplo deste efeito pode ser observado da Figura 3.1 até a Figura 3.4. Na Figura 3.1 é definido um sinal que contém uma estrutura irregular limitada à esquerda por uma descontinuidade em  $m = 3500$  e a direita por uma exponencial decaindo com um fator de  $1/200$  a partir de  $m = 5300$ .

É importante observar que o sinal possui um *offset* de 0,4 o que significa que, matematicamente, as extremidades da seqüência discreta serão valores extremos<sup>7</sup> locais dentro do intervalo considerado. Na Figura 3.2, onde é mostrado o módulo da TWC do sinal apresentado na Figura 3.1, utilizando a *wavelet* Chapéu Mexicano complexa.

---

<sup>7</sup> Os pontos de máximo e de mínimo da função são denominados pontos extremos da função.

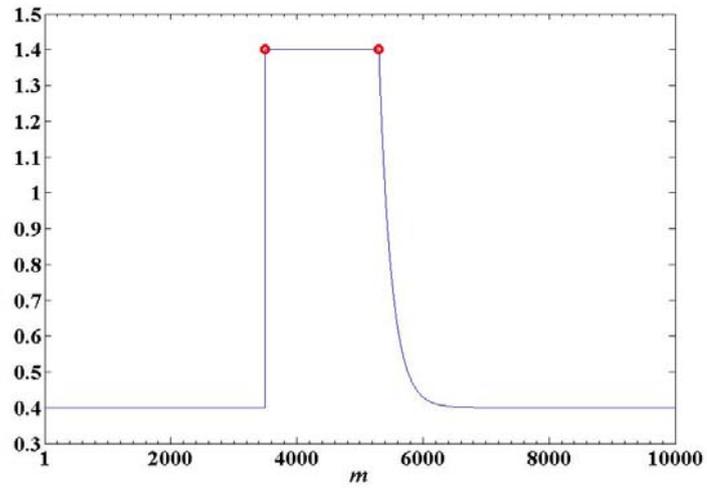


Figura 3.1 – Sinal contendo uma estrutura irregular limitada por uma descontinuidade (à esquerda) e uma borda de descida exponencial.

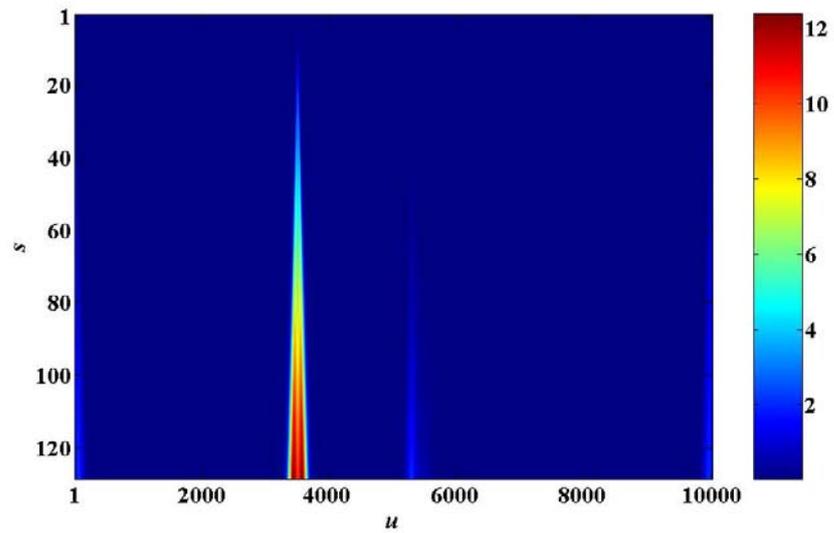


Figura 3.2 –Módulo da TWC analítica do sinal na Figura 3.1.

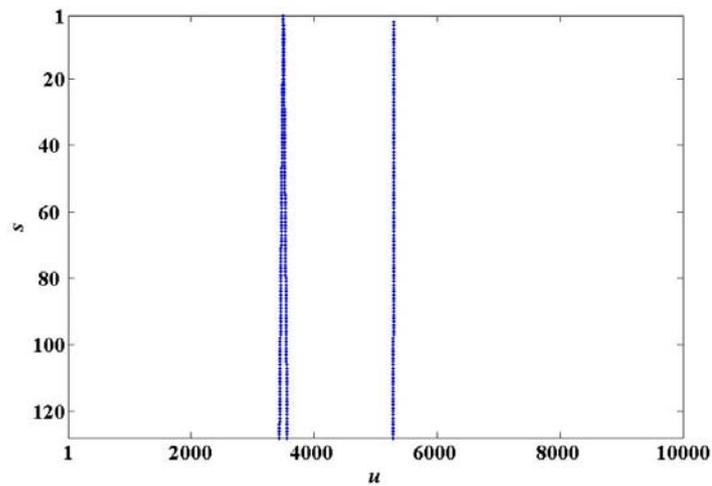
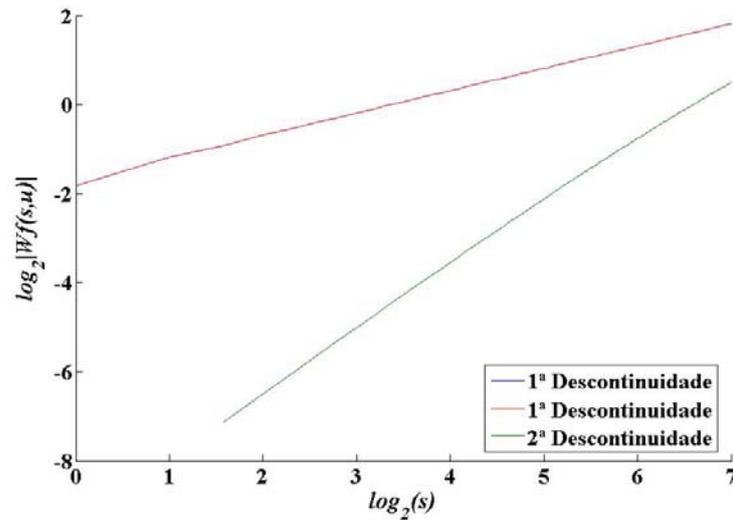


Figura 3.3 –Linhas de máximos da TWC na Figura 3.2.



**Figura 3.4 – Decaimento de  $\log_2|Wf(u,s)|$  em função de  $\log_2(s)$  ao longo das linhas de máximos apresentadas em (c). As curvas referentes à primeira descontinuidade são ilustradas em azul e em vermelho, respectivamente, e a referente à segunda em verde. As curvas da primeira descontinuidade são coincidentes por se tratar de uma singularidade simétrica em relação ao comportamento da vizinhança do ponto de inflexão.**

Os máximos locais do módulo da TWC em cada escala podem ser descritos como qualquer ponto  $(u_0, s_0)$  tal que  $|Wf(u, s_0)|$  seja localmente máximo em  $u = u_0$ . Isto implica que a derivada de  $Wf(u, s)$  no ponto  $s_0$  será igual à zero. Estes pontos devem ser máximos locais estritos tanto à direita quanto à esquerda de  $u_0$ , para evitar ter qualquer máximo local quando  $|Wf(u, s)|$  na escala  $s_0$  é constante. Dessa forma, pode ser definido o termo *linha de máximos* para descrever qualquer curva conectada  $s(u)$  no escalograma ao longo da qual todos os pontos são máximos locais [17].

Na Figura 3.3 são mostradas as linhas de máximos obtidas a partir do módulo da TWC analítica na Figura 3.2. Cada linha de máximos converge, com o decrescimento da escala  $s$ , para um respectivo máximo local na escala de mais alta resolução em  $|Wf(u, s)|$ . As singularidades do sinal são detectadas encontrando-se os pontos na abscissa para onde as linhas de máximos convergem em escalas mais finas [26],[18]. Mais precisamente, é provado para *wavelets* reais em [17], e ampliado para *wavelets* complexas em [18], que não pode existir uma singularidade na função  $f$  sem um máximo local de sua respectiva TWC nas escalas mais finas. Se existir mais de uma linha de máximos convergindo para a mesma vizinhança imediata, a localização da singularidade é medida de acordo com algum critério conveniente para aplicação, tal como a média das posições obtidas.

Também é provado em [26] que somente pode ser garantido que as linhas de máximo são completamente conectadas por todas as escalas e se propagam até a escala de mais alta resolução quando a *wavelet* utilizada é a  $n$ -ésima derivada de uma gaussiana.

Na Figura 3.4 são mostrados os decaimentos das linhas de máximos da Figura 3.3 em função de  $\log_2(s)$ . As curvas referentes à primeira descontinuidade – ilustradas em azul e em vermelho, respectivamente – são idênticas, pois as vizinhanças à esquerda e à direita da descontinuidade têm o mesmo comportamento. Além disso, a segunda singularidade tem “um nível de intensidade” menor que uma descontinuidade (o que poderia ser considerado como um caso extremo de *irregularidade*), como se pode notar através de sua respectiva curva – em verde. Cada uma dessas curvas caracteriza sua respectiva singularidade, como será mais bem explicado na seção seguinte.

### 3.6.2 Caracterização de Singularidades

Para caracterizar estruturas singulares, é necessário quantificar precisamente a regularidade local do sinal. O expoente de Lipschitz é uma medida do nível e regularidade sobre intervalos e em qualquer ponto. Em [18] é provado que o expoente de Lipschitz pode ser encontrado medindo o decaimento assintótico dos máximos do módulo da TWC analítica dentro do cone de influência. Entretanto, medir este decaimento diretamente no plano espaço-escala não é necessário, pois o comportamento pode ser avaliado simplesmente a partir dos valores máximos locais nas linhas de máximos dentro dos cones de influência [26].

Esses máximos locais são mais bem agrupados em direção um ponto singular específico dependendo do número de momentos nulos da *wavelet*. Isto é explicado pelo fato de que uma TWC cuja *wavelet* usada tem  $n$  momentos nulos pode ser interpretada como um operador diferencial multi-escala de enésima ordem do sinal suavizado por uma função  $\theta$  de suporte compacto

$$\psi = (-1)^n \theta^{(n)}. \quad (3.57)$$

tal que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \theta(t) dt \neq 0. \quad (3.58)$$

Isso leva a um relacionamento entre a diferenciabilidade do sinal e o decaimento da linha de máximos nas escalas de maior resolução. Então, se a *wavelet* tem apenas um momento nulo, os máximos do módulo da TWC convergem para as descontinuidades do sinal e representam os máximos da primeira derivada do sinal suavizado. Para uma *wavelet* tendo dois momentos nulos, os máximos correspondem às descontinuidades na derivada do sinal suavizado. Se não há máximos convergindo localmente, o sinal é localmente regular [17].

No caso do uso da segunda derivada da função gaussiana como a *wavelet*, a

localização de singularidade através dos máximos dos módulos da TWC é equivalente ao uso do algoritmo de detecção de Canny.

Com isso, em [18] e [26], uma função é dita ser uniformemente Lipschitz  $\alpha_L$  na vizinhança do ponto  $v$ , com  $0 < \alpha_L < n$ , tal que a *wavelet* tenha  $n$  momentos nulos, se e somente se existe  $A > 0$ , tal que cada máximo na linha de máximos satisfaça

$$|Wf(u, s)| \leq As^{\alpha_L}. \quad (3.59)$$

Normalmente em implementação numérica, (3.59) é reescrita como

$$\log_2 |Wf(u, s)| \leq \log_2(A) + \alpha_L \log_2(s). \quad (3.60)$$

Em [17],  $A$  e  $\alpha_L$  são estimados por meio de ajuste dos mínimos quadrados. Entretanto, em [18], um método mais robusto é usado, a regressão das mínimas medianas quadradas, a qual minimiza a seguinte função objetivo:

$$f(A, \alpha_L) = \underset{s}{\text{mediana}} \left\{ \left[ \log_2 |Wf(u, s)| - \log_2(A) - \alpha_L \log_2(s) \right]^2 \right\}. \quad (3.61)$$

### 3.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi feita uma revisão dos fundamentos da detecção de borda e de como ela se relaciona com a transformada *wavelet*. Também é mostrado que a detecção de singularidades em sinais a partir da análise dos máximos locais do módulo da TWC analítica é equivalente a utilizar o algoritmo de Canny para detecção de bordas, com a vantagem de apresentar um melhor compromisso entre os critérios de detecção e localização, mantendo o cumprimento dos critérios de eliminação de respostas múltiplas, uma vez que só será indicada a presença de uma singularidade onde puder ser construída uma linha de máximos.

## 4 METODOLOGIA DE DETECÇÃO E LOCALIZAÇÃO DE ECOS BASEADA EM ANÁLISE WAVELET

### 4.1 Introdução

O processo de identificação de sistemas, em geral, consiste de três entidades [29]:

1. Conjunto de dados, o qual é a entrada do processo e é obtido através de uma metodologia de medição;
2. Um conjunto de modelos candidatos; uma *estrutura de modelo*;
3. Uma regra através da qual seja possível avaliar os modelos candidatos e determinar os parâmetros selecionados; este é o *método de identificação* propriamente dito.

Este capítulo está focado na primeira e na segunda entidades de processos de identificação de sistemas. Especificamente, o objetivo é determinar a estrutura de modelo adequada para uma medição TDR de um enlace telefônico, de tal forma que se forneçam informações suficientes para que um método estime adequadamente a topologia do sistema. Na literatura existem poucos trabalhos dedicados à identificação de enlaces de assinante telefônico a partir de medições TDR, a despeito da grande importância que esta técnica de medição tem na área [16]. Em geral, esses métodos se baseiam no reconhecimento de padrões nas curvas, analisando os reflectogramas por intervalos bem determinados, e geralmente são dependentes de um bom modelo de linha [30],[31],[16],[10].

Entretanto, dependem fundamentalmente da estimação dos intervalos de aplicação das métricas ou do reconhecimento dos limites dos ecos. E, apesar disso, não é encontrada uma solução para esta questão. Deste modo, neste capítulo é apresentada uma metodologia de detecção e localização de ecos em um reflectograma obtido por meio de medições TDR com base na teoria de análise wavelet abordada no Capítulo 3. Na Seção 4.2 é apresentada a estrutura geral do algoritmo de detecção e localização de ecos. Na Seção 4.3, a metodologia de medição, a partir da qual é obtida a massa de dados que servirá de entrada para o algoritmo, é descrita. O bloco de redução de ruído e suavização da curva de TDR utilizado

para corrigir as pequenas distorções sofridas durante a medição é tratado na Seção 4.4 enquanto que a análise de singularidades baseada na teoria wavelet é relacionado ao processo de detecção de ecos e à determinação da estrutura de modelo através de um processo iterativo na Seção 4.5. Na Seção 4.6 são apresentadas as considerações finais deste capítulo.

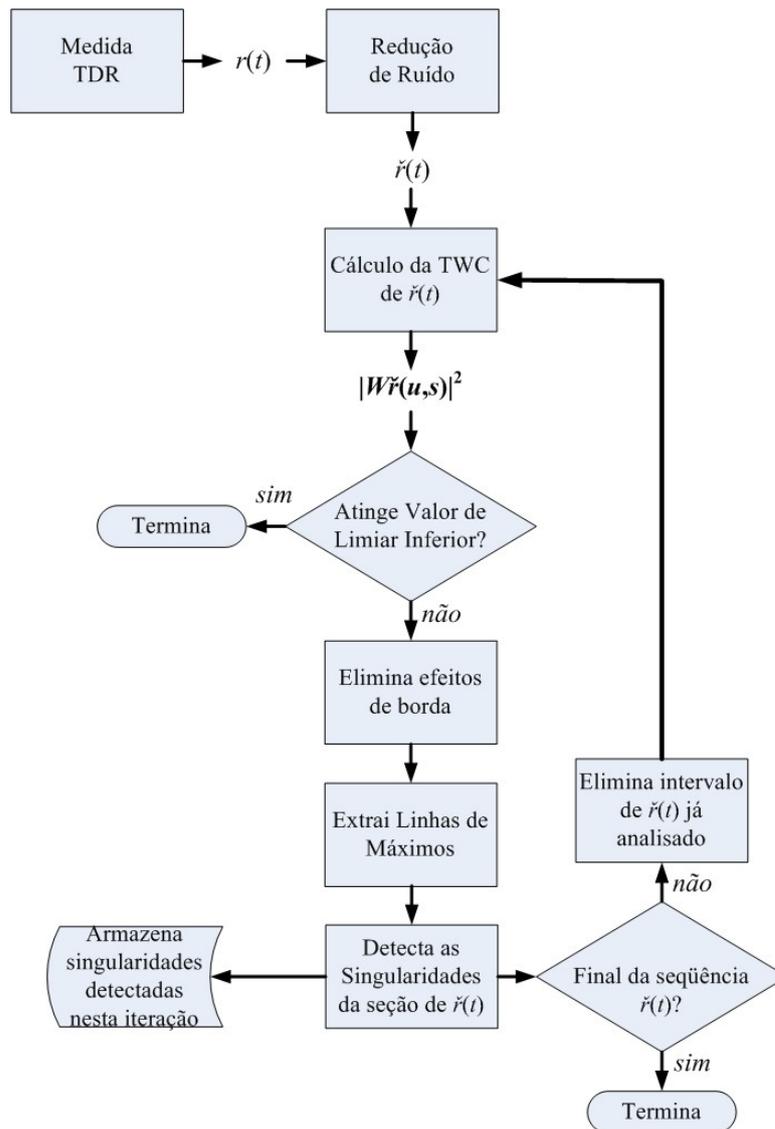
## 4.2 Estrutura do Algoritmo de Detecção e Localização de Ecos

No Capítulo 2, o reflectograma foi definido, através da Equação (2.22), como uma função onde os ecos são representados por estruturas irregulares cujas bordas de subida e descida são localizadas por singularidades isoladas, ou seja, aquelas que são centradas dentro de uma vizinhança onde não ocorrem outras singularidades. Assim, para identificar os ecos a partir do reflectograma medido  $r(t)$ , é necessário localizar essas estruturas. Este capítulo apresenta uma metodologia de detecção e análise dos pontos e intervalos que identificam os ecos em reflectogramas obtidos por TDR. Para obter uma visão geral do algoritmo, um fluxograma apresentando os principais blocos de funcionamento é ilustrado na Figura 4.1.

No caso do TDR medido, devido às imprecisões na geração do sinal e a um pequeno desbalanceamento do sistema devido à utilização de quadras no lugar de pares (imprecisões que serão explicadas na Seção 4.3), o sinal foi susceptível à interferência ambiente de ampla faixa. A interferência não tem magnitude o suficiente para distorcer o formato do sinal, mas pode gerar máximos espúrios nos coeficientes wavelet nas escalas de maior resolução, podendo desviar a estimação da localização da singularidade. Por este motivo, é utilizado um procedimento baseado em wavelets discretas, para redução desse ruído e suavização do sinal em etapa anterior à detecção de singularidades.

Na etapa seguinte, como ilustrado no diagrama da Figura 4.1, a saída  $\check{r}(t)$  do bloco de redução de ruído é então aplicada ao algoritmo de detecção de singularidades onde primeiramente será obtido o quadrado do módulo da TWC de  $\check{r}(t)$ ,  $|W\check{r}(u,s)|^2$ . A seguir o algoritmo verifica se o módulo da TWC do sinal não apresenta valores maiores que um limiar inferior, abaixo do qual é considerado que não há ecos de amplitude significativa. Caso esteja, o algoritmo é encerrado. Em caso do módulo possuir quaisquer valores acima do limiar, o algoritmo prossegue e elimina os efeitos do início e do final do intervalo analisado do sinal. Então, de acordo com o explicado na Seção 3.6, as linhas de máximos são extraídas a partir de  $|W\check{r}(u,s)|^2$ , de modo que a convergência nas escalas de maior resolução seja estudada para obter as localizações das singularidades. Sobre isso, é importante ressaltar que o método utilizado para obtenção das linhas de máximos foi simplesmente o cálculo dos máximos locais

em cada escala. Uma vez que uma wavelet derivada de gaussiana (a segunda derivada ou wavelet chapéu mexicano) foi utilizada, as linhas naturalmente se formaram em cadeia. Entretanto, nas regiões onde o valor dos coeficientes está próximo a zero o algoritmo está sujeito à ação de máximos espúrios devido a erros numéricos, mesmo utilizando-se um processo de redução de ruído.



**Figura 4.1 – Fluxograma do algoritmo proposto para detecção de ecos.**

Em seguida, as singularidades detectadas são armazenadas com suas respectivas localizações. O algoritmo verifica se a última singularidade detectada está no final da seqüência numérica discreta que representa o sinal, e se estiver encerra o procedimento. Em caso contrário, elimina as amostras até o último ponto singular detectado e com o intervalo restante do reflectograma calcula novamente o quadrado do módulo da TWC e prossegue com o algoritmo até satisfazer um dos critérios de parada: não possuir valores de TWC acima do

limiar inferior (definido em cada iteração) e alcançar o final do reflectograma, claramente analisado *a posteriori* da medição. O algoritmo de detecção e localização foi construído dessa forma, como um processo recursivo, devido ao decaimento da intensidade do sinal e dessas intensidades com o tempo.

Nas seções seguintes os processos de medição, redução de ruído e suavização da curva e a determinação da estrutura do modelo através da detecção e localização das singularidades do sinal serão explicadas em detalhe.

### 4.3 Metodologia de Medição

O objetivo da configuração apresentada nesta seção é aumentar a capacidade de rejeição do modo comum do TDR e melhorar a conexão entre a fonte e o enlace usando um modelo de sinalização diferencial, baseado no modelo apresentado na Seção 2.4. A Figura 4.2 mostra um diagrama de blocos da configuração construída. A partir do diagrama, é possível notar que a configuração é relativamente simples e os blocos que constituem o sistema são: um gerador de pulsos, osciloscópio digital com quatro canais e o conjunto de elementos de conexão com o enlace, composto por um adaptador “BNC-palito” e um adaptador “palito-RJ11”. Na próxima subseção é descrito o princípio de operação por trás desta configuração e nas demais subseções, são descritas as configurações de cada elemento do sistema e de coleta de dados.

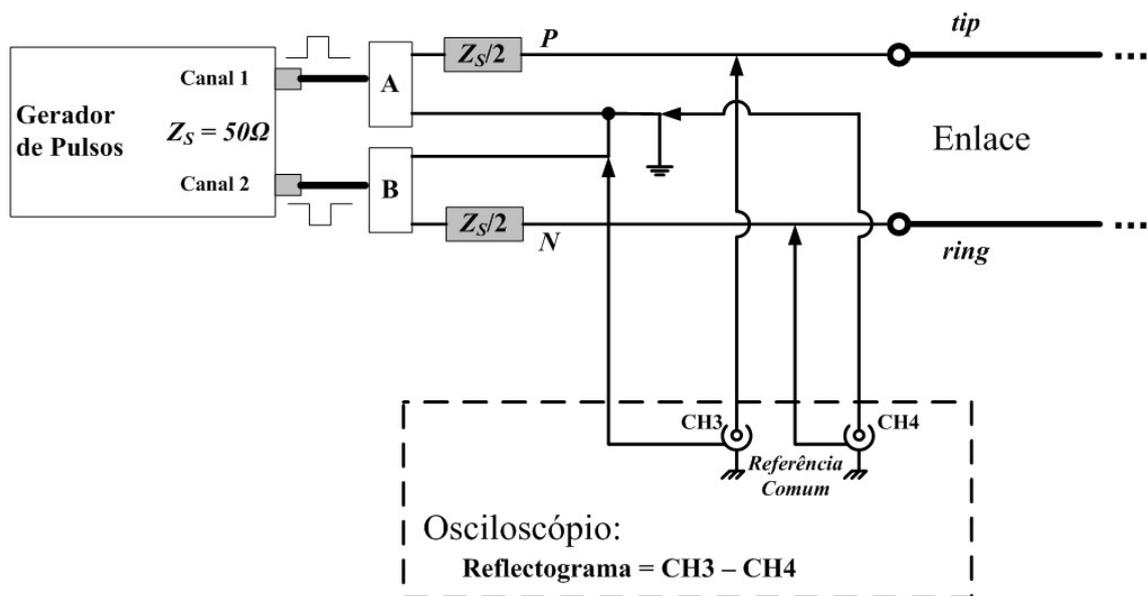


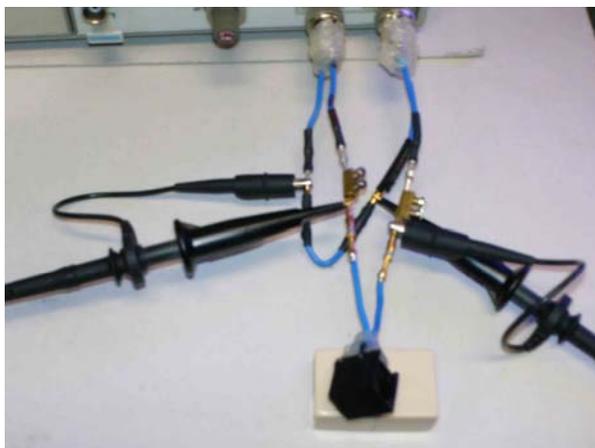
Figura 4.2 – Diagrama esquemático da configuração diferencial de TDR utilizada.

### 4.3.1 Princípio de Operação

As correntes e tensões no par-trançado consistem de uma porção diferencial e uma porção em modo comum. O modo de propagação diferencial é gerado pela fonte e é o sinal desejado, enquanto que o modo comum é obtido por conversão linear causada pelo desbalanceamento no cabo e no receptor [20]. Como explicado na Seção 2.4, para o funcionamento de transmissão de sinais no par trançado, sinais antipodais excitam principalmente o modo diferencial no enlace e minimizam a excitação dos sinais de modo comum. Além disso, a implementação de um receptor também diferencial reduz a interferência do modo comum no sinal resultante.

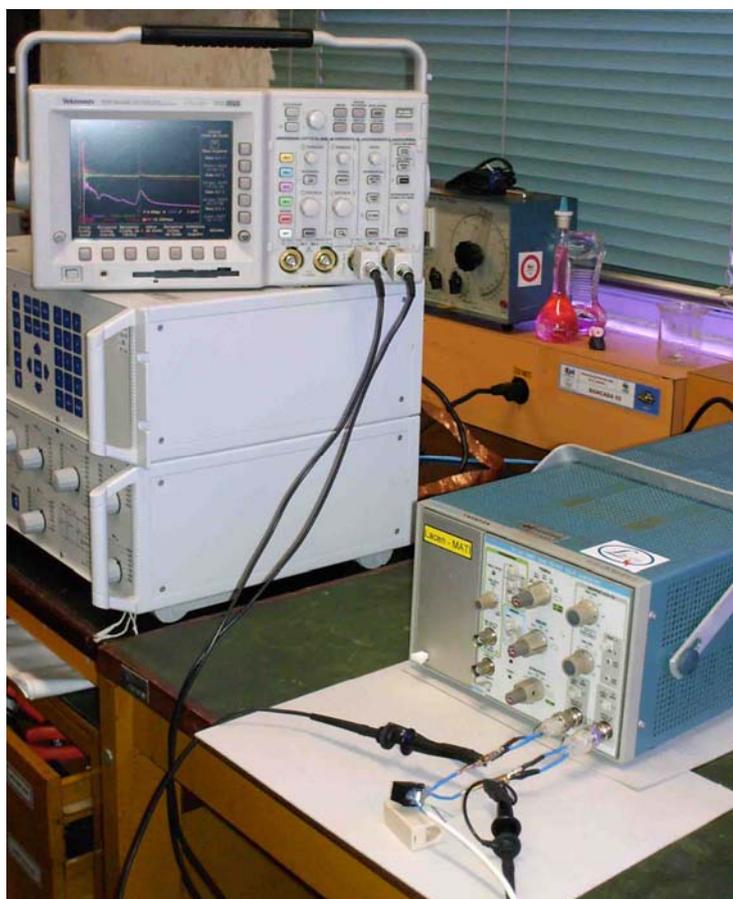
Baseado neste princípio, a configuração de medição proposta neste trabalho utiliza um gerador de pulsos de dois canais para excitar independentemente os condutores do enlace de par trançado sob teste. Como sugerido pelo esquema na Figura 4.2, o gerador de pulso gera em cada canal de saída, com impedância  $Z_S$ , um pulso retangular desbalanceado e sincronizado. Ambos os pulsos tem a mesma duração e mesma magnitude. Devido a limitações do hardware de geração de sinais não foi possível obter sinais exatamente antipodais, como será mostrado na próxima seção, aumentando a susceptibilidade a interferências, compensadas na maior parte, pelas conexões da aquisição de sinais e no processamento posterior.

Os blocos A e B representam os adaptadores que convertem a saída BNC do gerador de pulsos para dois fios com terminações em pinos, ilustrada na Figura 4.3. Os condutores, *tip* e *ring*, do par sob teste são conectados aos condutores de sinal em *P* (que leva o pulso positivo) e *N* (que leva o pulso negativo), respectivamente. Enquanto que os sinais de retorno em A e B são conectados em curto.



**Figura 4.3 – Detalhe da conexão do gerador de pulsos com o enlace e das pontas de prova dos canais do osciloscópio com o circuito.**

O sinal refletido é adquirido pelo osciloscópio digital de maneira diferencial. O canal CH3 (os canais CH3 e CH4 foram escolhido arbitrariamente) mede a resposta do enlace ao pulso no condutor  $P$ , enquanto que o canal CH4 mede o sinal refletido no condutor  $N$  de maneira invertida (obtendo, portanto, uma resposta invertida). O reflectograma é obtido subtraindo CH4 de CH3, como indicado na Figura 4.2, medindo o sinal de modo diferencial através do *tip* e do *ring*, enquanto rejeita sinais de modo comum. Os dados obtidos são salvos e armazenados através do próprio osciloscópio. Na Figura 4.4 é mostrada a configuração final do sistema de medição diferencial (ou semi-diferencial).



**Figura 4.4 – Sistema de medição TDR diferencial.**

#### 4.3.2 Gerador de Pulsos e Sinais de Entrada

Um gerador de pulsos Tektronix TM503A-PG507 30MHz com dois canais com impedância de saída de  $50\Omega$  foi utilizado para gerar os sinais de entrada. Foram utilizados pulsos de 10V com duração de  $1\mu s$  e período de repetição de  $300\mu s$ . Cada pulso foi gerado com tempo de elevação de  $4ns$  e tempo de queda de  $6ns$ . Na Figura 4.5, são mostrados exemplos de pulsos de entrada gerados em cada canal. Devido a limitações do equipamento, a largura real do pulso é  $1,095\mu s$  e, além disso, os sinais não são completamente antipodais.

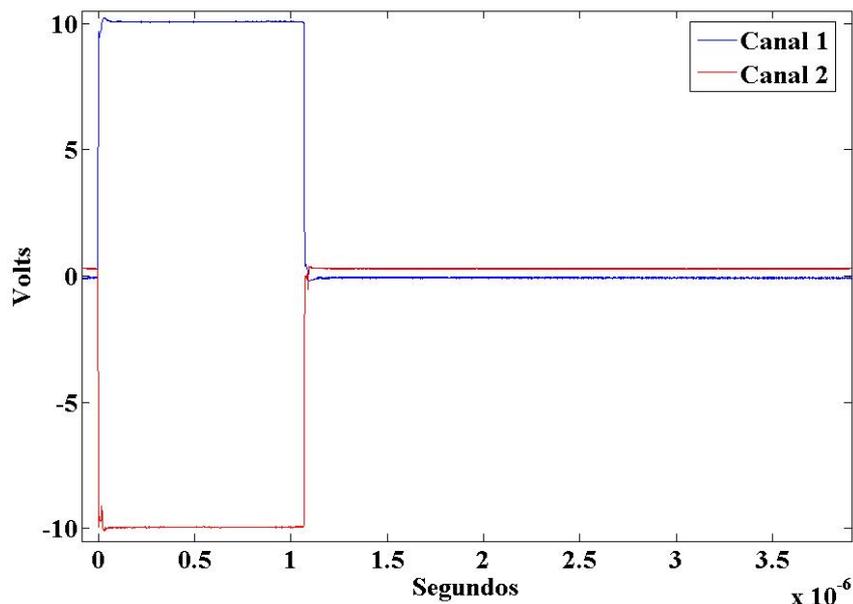


Figura 4.5 – Pulsos de entrada do sistema de medição TDR diferencial.

#### 4.3.3 Aquisição de Dados

Um osciloscópio Tektronix TDS3034B, com largura de banda de 300MHz e taxa de amostragem de até 2,5 giga amostras por segundo, é usado para registrar o sinal refletido pelo enlace sob teste. Cada aquisição de dados gerou uma amostra de 10.000 pontos resultante da média de 512 medições. O osciloscópio foi configurado para gerar uma seqüência após 512 medições. O acoplamento de entrada foi configurado para o modo de corrente alternada e o atraso diferencial entre os dois canais utilizados é de  $100ps$ , não interferindo nos resultados. O tempo de elevação típico do osciloscópio (parâmetro determinante da precisão em TDR) é de  $1,2ns$ , sendo portanto menor do que o dos pulsos de entrada.

#### 4.3.4 Enlaces sob Teste

Os cabos que foram disponibilizados para construção das topologias a serem medidas são quadras trançadas de cobre, com isolamento de polietileno e diâmetro dos condutores de  $0,5mm$ . Os ensaios foram realizados sobre pares internos das quadras, o que significa que foram utilizados pares que não estavam trançados entre si, mas em torno de uma quadra. Questão essa que altera levemente os parâmetros esperados para um par, como a distância entre os condutores e o isolamento entre eles, além da própria geometria do par. Tudo isto aumenta a susceptibilidade do enlace sob teste a ruídos e interferências externas. De fato, essa questão e o leve desbalanceamento introduzido pelo próprio sinal de entrada, geram uma pequena interferência no resultado final.

#### 4.4 Redução de Ruído e Suavização baseada na Transformada Wavelet Discreta

O principal objetivo de uma técnica de redução de ruído é suprimir a parte corrompida do sinal, conservando a informação de interesse. A utilização de um procedimento de filtragem de ruído baseado em wavelets é justificada aqui pelo fato de que a energia do reflectograma é mais concentrada em algumas escalas do que as interferências, que são mais distribuídas ao longo da decomposição por TWD. Além disso, o reflectograma  $r(t)$  possui características importantes que são bem localizadas no tempo, mas distribuídas em frequência – como as bordas dos ecos de descontinuidades mais próximas da fonte – que devem ser mantidas na estimativa do sinal sem ruído. Uma vez que a decomposição em coeficientes wavelet proporciona um método para mostrar e analisar características espectrais instantâneas de sinais, mostra-se como uma técnica adequada para a filtragem de elementos bem localizados em um sinal. O procedimento básico de filtragem wavelet consiste de três etapas:

1. Aplicar a TWD ao sinal corrompido e obter os coeficientes wavelet;
2. Estimar um ou mais valores de limiar em cada nível para remover os elementos nos coeficientes wavelet relacionados ao ruído;
3. Aplicar a TWD inversa nos coeficientes resultantes.

O princípio básico da redução de ruído via wavelet é identificar e substituir por zero os elementos dos coeficientes wavelet do sinal que provavelmente contêm a maior parte do ruído. Este procedimento é realizado através da estimação, em cada escala, de um valor de limiar abaixo do qual cada coeficiente será considerado como relacionado ao ruído, uma vez que o ruído sendo mais “espalhado” entre as escalas terá amplitude menor que a do que sinal, cuja informação nas escalas está mais concentrada em determinados intervalos de tempo. Um procedimento simples e robusto de estimação – tendo sido um dos primeiros propostos – que proporciona uma regra de seleção fácil, rápida e automática foi proposto em [32] e [33]. Neste procedimento, o valor de limiar  $\lambda_j$  em cada escala  $j$  é calculado por

$$\lambda_j = \sigma_j \sqrt{2 \log(N)} \quad (5.1)$$

onde  $N$  é o comprimento do sinal sob observação, o termo  $\sqrt{2 \log(N)}$  calcula o nível mínimo de ruído global distribuído entre as escalas e  $\sigma_j$  é o desvio padrão absoluto calculado por

$$\sigma_j = \frac{m_j}{0,6745} \quad (5.2)$$

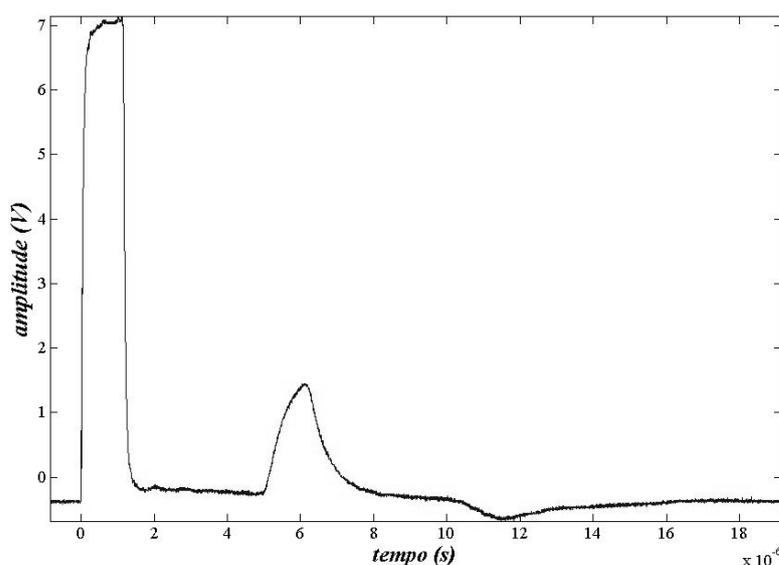
em que  $m_j$  é a mediana dos módulos dos coeficientes no nível  $j$ . O fator 0,6745 no

denominador modifica o numerador tal que  $\sigma_j$  seja também um estimador aceitável para o desvio padrão de ruído gaussiano branco.

Uma vez definido o valor de limiar, é preciso definir o que fazer com os elementos dos coeficientes que ficaram abaixo deste critério. Na literatura as duas principais metodologias encontradas são as de *corte brusco* e de *corte suave*. O algoritmo baseado em corte brusco simplesmente seleciona todos os coeficientes cujo valor absoluto é menor do que o limiar e os substitui por zero. Na redução suave, realiza-se o corte brusco dos coeficientes e, em seguida, todos os coeficientes que tenham valor superior ao de limiar são subtraídos pelo mesmo, realizando a compressão dos coeficientes remanescentes em torno de zero.

#### 4.4.1 Exemplo de Aplicação em TDR

Nesta abordagem foi utilizada a wavelet Daubechies 6 (db6) para decomposição e reconstrução do sinal. Sete níveis de decomposição se mostraram suficientes para a obtenção de um sinal adequado para o algoritmo de detecção de ecos. Neste exemplo foi escolhido um reflectograma obtido a partir de ensaio sobre um enlace de uma única seção de 500m com diâmetro do condutor igual 0,5mm terminado em aberto. O reflectograma referente a esse enlace é mostrado na Figura 4.6 e foi obtido para um pulso de entrada retangular com 10V de amplitude e 1,17 $\mu$ s de largura de pulso. Pode-se observar que o formato do reflectograma não chega a ser distorcido pela interferência, mas bruscas variações de baixa amplitude são espalhadas ao longo do sinal, gerando pequenos máximos nas escalas mais finas da TWC.

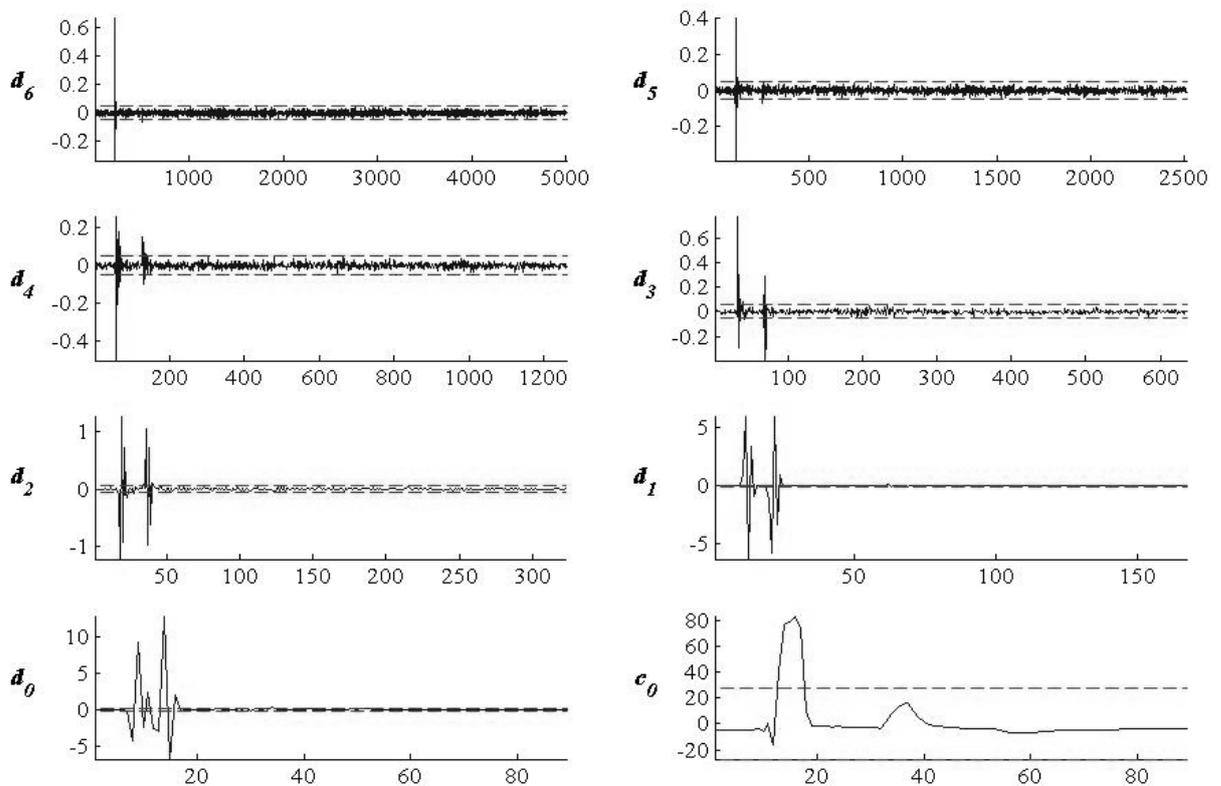


**Figura 4.6 – Reflectograma referente a um enlace de 500m de par 0,5mm terminada em aberto.**

Na Figura 4.7, é mostrada a decomposição em coeficientes wavelet discretos do sinal

apresentado na Figura 4.6. As linhas tracejadas representam os valores de limiar calculados em cada escala. É possível observar que os coeficientes de resolução mais alta estão submetidos à interferência, espalhada ao longo da faixa. Esse comportamento é ilustrativo em relação ao mesmo efeito quando da aplicação da TWC. Entretanto, importantes características, bem localizadas no tempo são contidas por esses coeficientes, especialmente ecos correspondentes às descontinuidades próximas à fonte, o que não torna interessante a simples filtragem dos componentes de alta frequência.

É importante notar que a maior parte da energia do sinal está contida em  $c_0$ , como mostra a Figura 4.8. De tal forma que eliminar elementos do coeficiente  $c_0$  poderia resultar em perda de importante informação do sinal. Assim, o valor de limiar calculado para  $c_0$  é ignorado e o sinal resultante da filtragem é obtido a partir da eliminação por corte brusco dos coeficientes abaixo do valor de limiar nos demais coeficientes. Os coeficientes resultantes do corte podem ser observados na Figura 4.9 e o sinal  $\check{r}(t)$  resultante da filtragem por decomposição em coeficientes wavelet discretos é ilustrado na Figura 4.10.



**Figura 4.7 – Decomposição do sinal representado na Figura 4.6 em sete níveis de coeficientes wavelet discretos. As linhas em vermelho representam os valores de limiar para cada escala.**

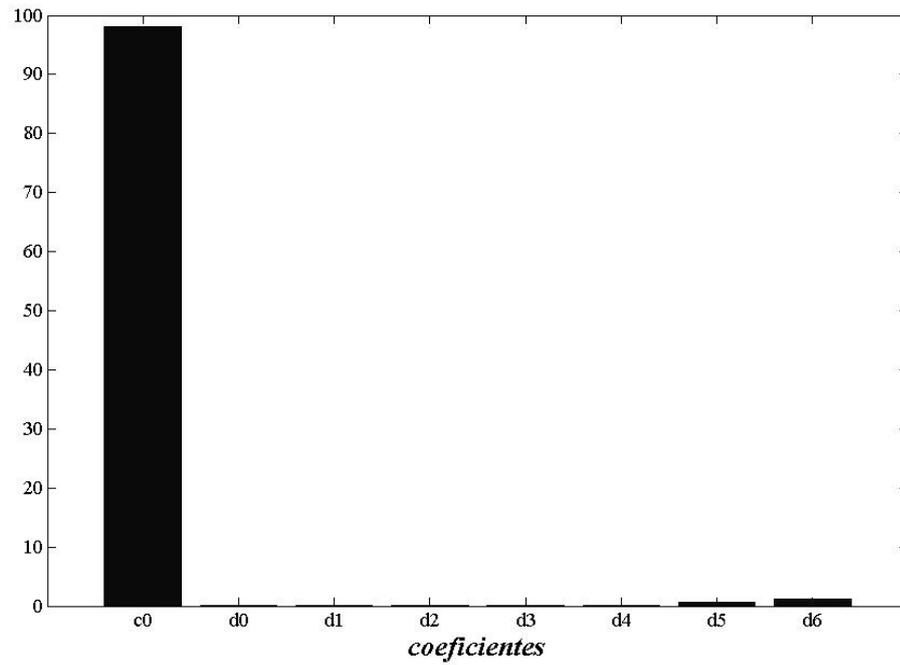


Figura 4.8 – Energia dos coeficientes da Figura 4.7.

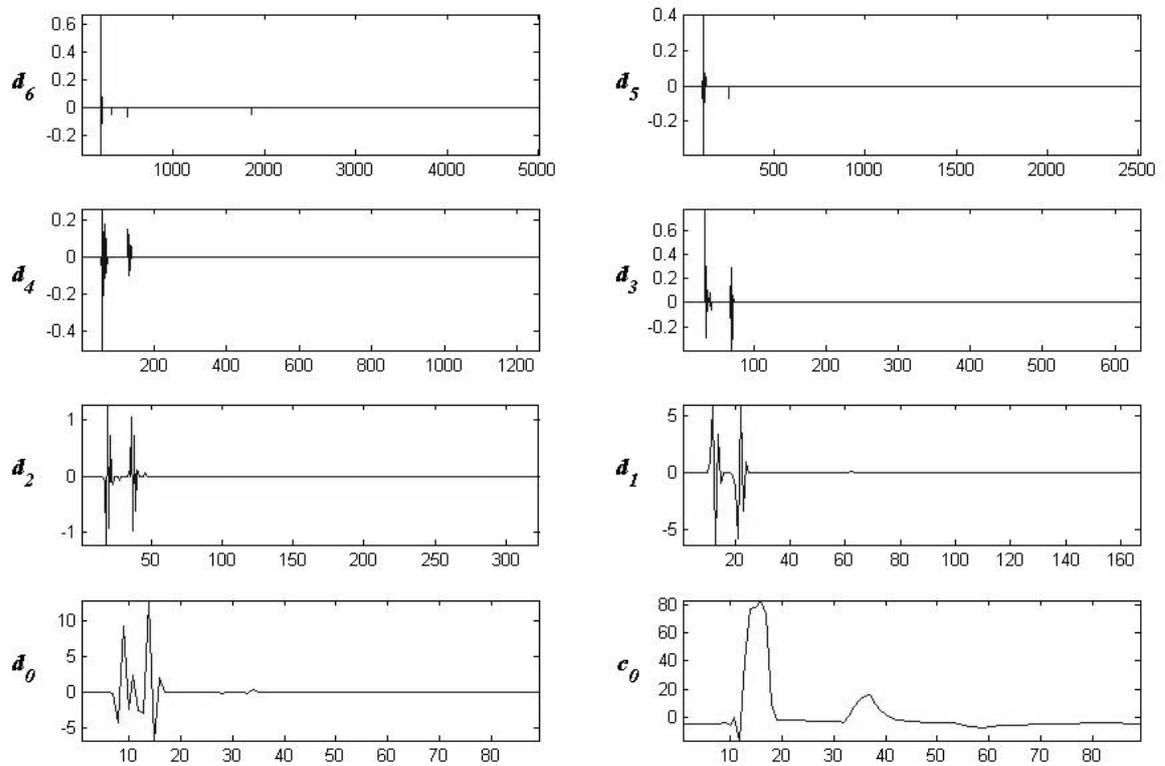


Figura 4.9 – Coeficientes filtrados pelo procedimento indicado na Figura 4.7.

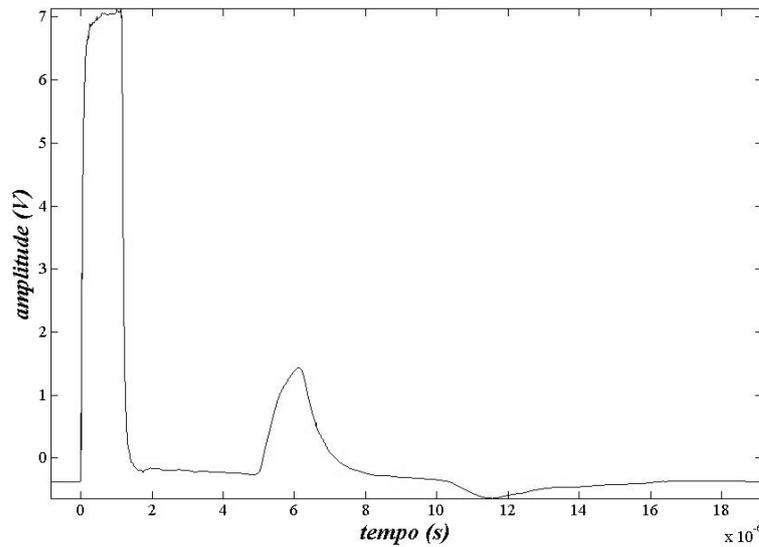


Figura 4.10 – Reflectograma filtrado referente a um enlace de uma seção de 500m e terminado em aberto.

#### 4.5 Análise de Singularidades e Determinação da Estrutura do Modelo de Reflectograma

Um reflectograma no domínio do tempo obtido para um dado enlace através de uma técnica de TDR consiste de um número infinito de ecos espaçados entre si ou sobrepostos, com parâmetros desconhecidos, e que podem ser reais ou espúrios. No Capítulo 2, o reflectograma foi representado através de um modelo de estrutura auto-regressiva de ordem infinita expresso pela Equação (2.22) e representado novamente aqui por conveniência:

$$r(t) = e^{(0)}(t) + \sum_{i=1}^N e_r^{(i)}(t - \xi_r^{(i)}) + \sum_{j=1}^{\infty} e_e^{(j)}(t - \xi_e^{(j)}).$$

Entretanto, não é necessário ter um modelo de ordem infinita para representar o reflectograma, uma vez que o número  $N$  de discontinuidades é finito e os ecos de interesse são apenas aqueles que as representam diretamente. Considerando que o tipo de modelo já está determinado, deve-se agora encontrar uma ordem aproximada que represente adequadamente todos os ecos referentes às discontinuidades da topologia, o que resultaria na identificação da própria topologia.

Trata-se então, de um problema combinado de detecção e estimação, pois se deve primeiro determinar o número de ecos principais (ecos com nível significativo de energia) e então estimar a localização da discontinuidade que o gerou [16]. Só será possível aplicar um algoritmo de identificação de topologia e/ou de detecção de faltas, se os ecos principais forem detectados e localizados, uma vez que os ecos são representados pela convolução do pulso de entrada, deslocado pelo tempo de chegada do pulso na fonte, com a resposta impulsiva do

caminho percorrido pela porção do pulso de entrada que é refletido, o que caracteriza unicamente a seção da topologia do enlace, como foi representado na Seção 2.5.

O algoritmo de detecção deve ser capaz de localizar os pontos que delimitam esses ecos através da borda de descida e de subida, que teoricamente localizam-se a uma distância aproximadamente constante e igual ao valor da largura do pulso de entrada, uma vez que o enlace de par trançado telefônico pode ser considerado aproximadamente um sistema linear e invariante no tempo, como discutido no Capítulo 2.

O processo proposto neste trabalho consiste em aplicar a TWC analítica ao reflectograma filtrado pelo processo explicado na Seção 4.4, para obter as linhas de máximo de acordo com a abordagem de detecção de singularidades apresentada na Seção 3.6. Especificamente, o quadrado do módulo da TWC do reflectograma é obtido e em seguida as linhas de máximos são extraídas através da detecção dos máximos locais em cada escala. Uma vez que wavelet utilizada é a segunda derivada complexa da função gaussiana, pode-se, como citado no Capítulo 3, garantir que as linhas de máximos serão encadeadas. Para detectar e localizar as singularidades a convergência das linhas de máximos é observada. Os pontos na escala mais fina da TWC, para onde as linhas de máximos convergem representam as singularidades presentes na curva TDR e as posições desses pontos no eixo de translação determinam as localizações das bordas dos ecos no eixo do tempo.

Entretanto, o reflectograma é caracterizado pelo decaimento da energia com o tempo, como se pode notar no exemplo ilustrado na Figura 4.10, o que significa que, à medida que os ecos ficam mais distantes, a amplitude fica menor e suas bordas tornam-se cada vez mais suaves, reduzindo, portanto, a “intensidade” das singularidades. Como consequência, os cones de influência dessas singularidades terão amplitudes proporcionais, de tal forma que cones mais próximos da origem possam ser grandes o suficiente para “fazer sombra” aos cones seguintes.

Uma solução para este problema é realizar a extração das singularidades a partir das linhas de máximo de forma iterativa, como representado na Figura 5.1, ou seja, encontram-se as primeiras singularidades, elimina-se parte do sinal até o ponto onde termina a zona de influência da última singularidade encontrada, na “base” do cone de influência, e repete-se o procedimento de detecção até atingir um dos critérios de parada explicados na Seção 4.2.

Contudo, a cada iteração, um “efeito de borda” surge da TWC na região limiar entre a parte eliminada e o restante do sinal que continua a ser analisado, originando uma descontinuidade que gera um cone no módulo da TWC. Por outro lado, é um procedimento simples eliminar este efeito, uma vez que a vizinhança onde ele ocorre é conhecida.

Uma vez que as “bordas” dos ecos sejam detectadas e localizadas pode-se reescrever a Equação (2.22) da seguinte maneira

$$r(t) = e^{(0)}(t - T^{(0)}) + e^{(1)}(t - T^{(1)}) + e^{(2)}(t - T^{(2)}) + \dots + e^{(M)}(t - T^{(M)}), \quad (5.3)$$

onde  $M$  é o número de ecos principais detectados e  $T^{(i)}$  é o tempo de chegada do  $i$ -ésimo eco e que é detectado pelo algoritmo. O valor de  $T^{(0)}$  é tempo de chegada do eco referente à descontinuidade entre a configuração TDR e o enlace e é o tempo de referência para os demais ecos. A distinção entre ecos reais e espúrios pode ser feita através da análise exemplificada na Seção 2.5.1.

Pode-se ainda reescrever a Equação (5.3) representando cada eco como uma convolução da resposta impulsiva do caminho percorrido  $i$ -ésimo eco  $h^{(i)}(t)$  e o pulso de entrada  $s(t)$  deslocado por  $T^{(i)}$  da seguinte forma

$$\begin{aligned} r(t) = & h^{(0)}(t) * s(t - T^{(0)}) + h^{(1)}(t) * s(t - T^{(1)}) + h^{(2)}(t) * s(t - T^{(2)}) + \dots \\ & + h^{(M)}(t) * s(t - T^{(M)}) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Deste modo, é obtida uma estrutura de modelo aproximada para o reflectograma do enlace telefônico usando  $h^{(i)}(t)$  como parâmetros do sistema.

## 4.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia para determinação da estrutura de um modelo para o reflectograma através da detecção e localização dos ecos de maior energia na curva TDR. A metodologia é constituída de uma configuração de medição, de um método de redução de ruído e suavização de curvas e de um algoritmo iterativo para detecção das bordas dos ecos baseado na análise de singularidades a partir da TWC, que é a principal contribuição deste trabalho.

No próximo capítulo serão apresentados estudos de caso visando avaliar o funcionamento da metodologia proposta neste capítulo e mostrar os resultados que podem ser obtidos através do algoritmo.

## 5 ESTUDOS DE CASO

### 5.1 Introdução

No Capítulo 4 foi apresentada uma metodologia para detecção e localização automática de ecos em reflectogramas TDR que permite determinar uma estrutura aproximada de modelo para a curva. Além disso, a metodologia visa fornecer intervalos de aplicação para técnicas de reconhecimento de padrões para identificação da topologia do enlace através da estimação dos parâmetros do modelo e relação com as descontinuidades físicas da linha.

Com o objetivo de demonstrar o funcionamento e avaliar as características e resultados da técnica foram realizados ensaios em laboratório para o estudo de casos específicos de cenários de enlaces telefônicos pelo algoritmo descrito no Capítulo 4. Assim, neste capítulo, são descritos estes estudos de caso e os resultados são avaliados de modo qualitativo para medições em cabos reais, feitas de acordo com a metodologia de medição descrita na Seção 4.3. Assim, na Seção 5.2 são apresentados o processo do algoritmo e os resultados obtidos para enlaces de uma única seção (simples) que resultam em reflectogramas sem sobreposição de ecos. Na Seção 5.3, a mesma análise é feita para enlaces simples que resultam em reflectogramas com sobreposição de ecos. Na Seção 5.4 são discutidas as considerações finais em relação aos resultados obtidos neste capítulo.

### 5.2 Reflectograma de Enlace Simples sem Sobreposição de Ecos

Considere-se a mesma topologia utilizada como exemplo no Capítulo 2, na Figura 2.5, e rerepresentada aqui por conveniência na Figura 5.1, para  $L = 500m$ , constituída com condutores de  $0,5mm$  de diâmetro e terminada em aberto. A conexão do equipamento de medição TDR é indicada pelo ponto 0, onde o coeficiente de reflexão é  $\rho^{(0)}$  no sentido da fonte para o enlace e  $-\rho^{(0)}$  no sentido do enlace para a fonte, e a terminação do enlace é indicada pelo ponto 1, onde o coeficiente de reflexão é  $\rho^{(1)} = 1$ , uma vez que está em aberto. O reflectograma medido e filtrado  $\check{r}(t)$  correspondente é mostrado na Seção 4.4, na Figura 4.10.

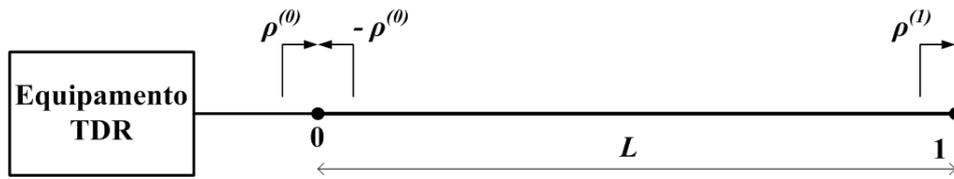


Figura 5.1 – Topologia consistindo de uma seção terminada no ponto 1 e conectada à fonte pelo ponto 0.

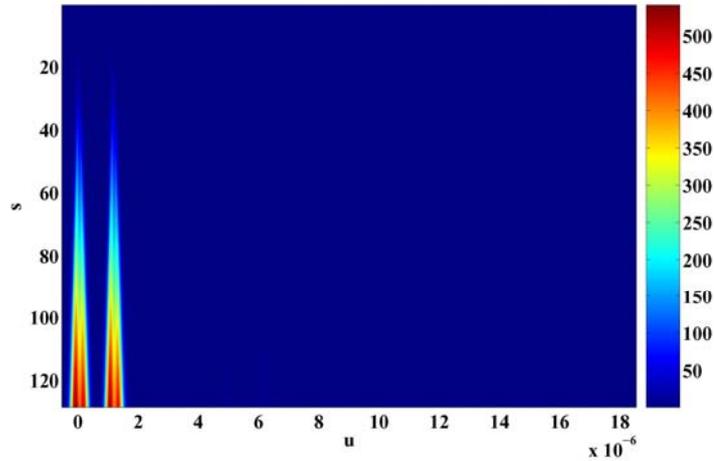
Observando a Figura 4.10 é possível notar que existem três estruturas irregulares não sobrepostas mais significativas: a primeira é a expressa por  $e^{(0)}(t)$  na Equação (2.22) e diz respeito ao eco correspondente a descontinuidade entre o equipamento de medição e o enlace, representada pelo ponto 0 na Figura 5.1; as demais estruturas são representadas na Equação pelos termos  $e_r^{(1)}(t - \xi_r^{(1)})$  e  $e_e^{(1)}(t - \xi_e^{(1)})$  que, de acordo com o modelo da Equação (2.22), correspondem, respectivamente, ao eco relacionado ao fim do enlace, representado pelo ponto 1 na Figura 5.1, e ao primeiro eco espúrio, cujo comportamento é explicado na Seção 2.5.

O sinal filtrado é então submetido ao enlace do algoritmo de detecção e localização de singularidades segundo o processo explicado nas Seções 4.2 e 4.5. Os resultados da primeira iteração para este primeiro exemplo são mostrados na Figura 5.2. Na Figura 5.2(a) é mostrada a TWC de  $\check{r}(t)$ , a qual contém claramente dois cones de influência correspondentes às singularidades que delimitam o eco inicial, as quais caracterizam, por representarem basicamente o pulso de entrada, bruscas variações que resultam em cones com magnitude bem maior que os demais. Na Figura 5.2(b) são mostradas as linhas de máximos obtidas a partir do módulo do quadrado da TWC. Finalmente, na Figura 5.2(c) são mostradas, em círculos vermelhos sobre o reflectograma, as singularidades obtidas para esta primeira iteração. É válido notar através da Figura 5.2, que a caracterização de cada localização de pontos singulares pela convergência das linhas de máximos praticamente exclui a probabilidade de estimação de singularidades espúrias, sem significado. Ou seja, não é suficiente apenas detectar máximos locais nas escalas de maior resolução, é preciso que uma linha de máximos venha a convergir para uma dada localização.

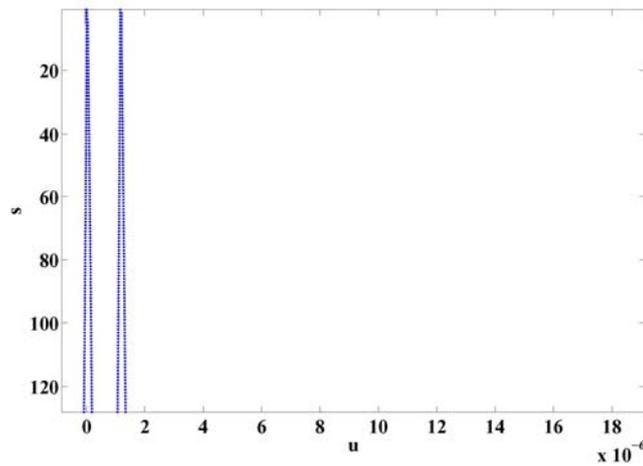
Outro ponto importante a ser ressaltado é que as demais singularidades não puderam ser detectadas nesta iteração. Os cones de influência correspondentes têm amplitude muito menor que a dos dois primeiros e ficam ocultos.

Na segunda iteração, a seção do sinal já avaliada na primeira iteração é eliminada e o processo é reiniciado a partir do ponto mais à direita da base do cone de influência da última singularidade detectada na primeira iteração. O módulo do quadrado da TWC resultante é mostrado na Figura 5.3(a), enquanto que as singularidades obtidas são indicadas na seção de

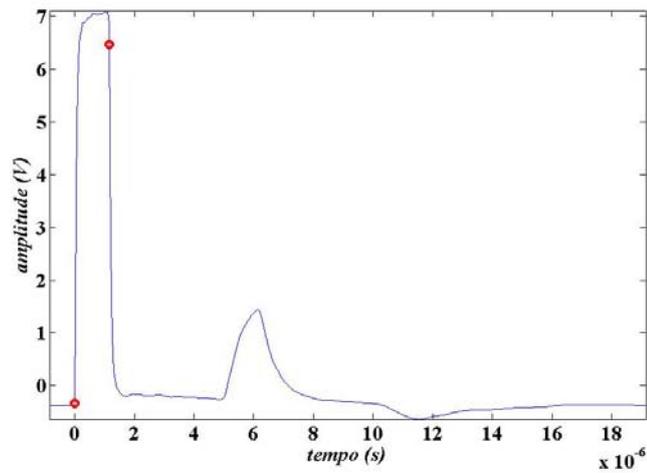
señal estudada na Figura 5.3(b). Mais uma vez os critérios de parada não são atingidos e o algoritmo prossegue a análise.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.2 – Primeira iteração do algoritmo de detecção e localização de singularidades para o reflectograma da Figura 4.10: (a)  $|W\tilde{\psi}(u,s)|^2$  do sinal; (b) Linhas de máximos de  $|W\tilde{\psi}(u,s)|$  e; (c) Localização das singularidades na seção analisada.

Os resultados da terceira e quarta iterações são mostrados respectivamente nas Figuras 5.4 e 5.5. Na quarta iteração, o módulo da TWC apresenta níveis de amplitude muito baixos, gerando pontos espúrios. Não há uma regra para determinação do menor valor de amplitude aceitável da TWC. Esse valor deve ser determinado pela experimentação. Neste caso, o valor foi fixado em 2% do valor máximo de amplitude da TWC da primeira iteração e o processo para o caso de um enlace simples de 500m de comprimento é encerrado na quarta iteração.

A Figura 5.6 mostra o resultado do processo de detecção para  $\check{r}(t)$ . Os ecos relacionados às descontinuidades são identificados por círculos vermelhos com um índice ao lado indicando a qual descontinuidade corresponde. Os círculos em preto correspondem ao primeiro eco espúrio, resultante de uma nova reflexão a partir do eco real. Os círculos em verde são os obtidos na quarta iteração e podem ser ignorados.

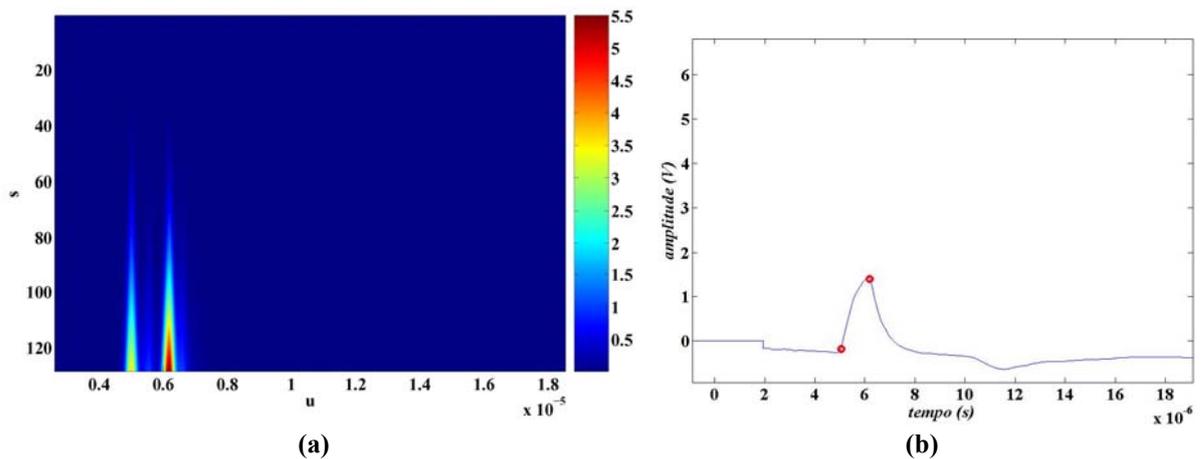


Figura 5.3 – Segunda iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

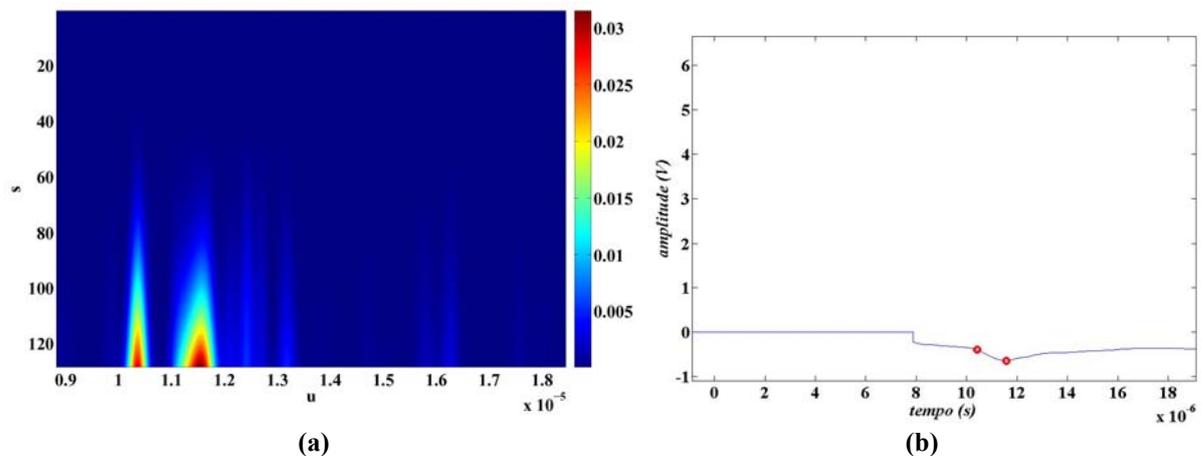


Figura 5.4 – Terceira iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

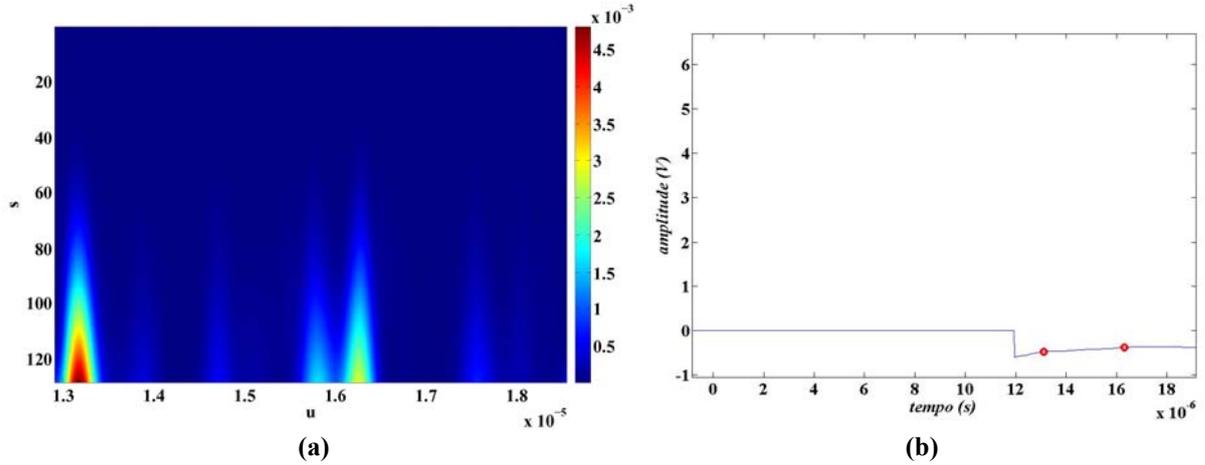


Figura 5.5 – Quarta iteração do processo de detecção de singularidades do reflectograma da Figura 4.10. Em (a) a TWC da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectas (espúrias).

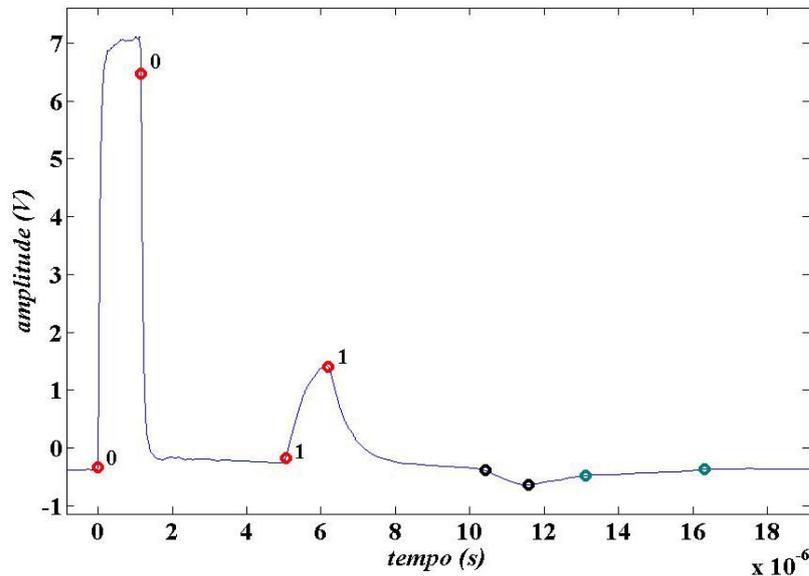


Figura 5.6 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 500m.

Neste ponto é importante fazer algumas considerações. Primeiramente, o tempo total de percurso do eco pelo enlace  $T^{(m)}$  é estimado para o  $m$ -ésimo eco detectado pela expressão

$$T^{(m)} = \hat{\xi}^{(m)} - \hat{\xi}^{(0)} \quad (5.1)$$

onde  $\hat{\xi}^{(m)}$  é o tempo de chegada estimado para  $m$ -ésimo eco (espúrio ou real) e  $\hat{\xi}^{(0)}$  é o atraso estimado para  $e^{(0)}(t)$ . A consideração de que  $\hat{\xi}^{(0)}$  não corresponde à zero diz respeito a uma condição prática. O algoritmo, ao localizar o eco inicial, correspondente à descontinuidade entre o equipamento e o enlace, pode não retornar sua posição exatamente em zero. Entretanto, essa posição obtida passa a ser referência do algoritmo para as demais singularidades.

Outra consideração é que o eco conserva as características básicas do sinal de entrada, uma vez que estamos considerando o canal como linear e invariante no tempo, e, portanto, cada eco será representado por duas singularidades: uma representando o início da borda de subida e outra representando o início da borda de descida. Ambas distanciadas por aproximadamente a mesma largura do pulso de entrada em cada eco.

Na Tabela 5.1 são resumidas as análises feitas acima. A largura estimada para cada eco foi obtida pela diferença entre as localizações das duas singularidades referentes a cada eco. O tempo de chegada estimado é simplesmente a posição da primeira singularidade de cada eco no eixo do tempo. A distância estimada da descontinuidade ao receptor é obtida através das Equações (2.27) e (5.1), para uma velocidade de propagação constante é igual  $0,66c$ , onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo, uma vez que o isolamento dos condutores do par é de polietileno e não existem mais pares no cabo (exceto os outros condutores da quadra).

**Tabela 5.1 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 500m.**

Eco	Largura de eco estimada ( $\mu s$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu s$ )	$\hat{d}^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1,170	-0,018	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	1,154	5,044	501,138	1,183	0,228
$e_e^{(1)}(t)$	1,178	10,414	-	-	-

A partir da Tabela 5.1, é interessante observar que a localização do eco espúrio em relação à localização do eco real referente à descontinuidade indicada pelo ponto 1 na Figura 5.1 pode ser conferida em relação às Equações (2.28) e (2.29).

### 5.2.1 Outros Resultados

A seguir são mostrados resultados para outros enlaces com a mesma topologia da Figura 5.1 que resultam em reflectogramas sem sobreposição de ecos. Na Figura 5.7 e na Tabela 5.2 são mostrados os resultados do algoritmo de detecção de singularidades para  $L = 1000m$  de comprimento e na Figura 5.8 e na Tabela 5.3, os resultados para um enlace de  $L = 1800m$ . Na Figura 5.8, para facilitar a visualização, somente o detalhe do eco real é mostrado.

Nas Figuras Figura 5.7 e Figura 5.8, a nomenclatura utilizada é a mesma do resto da seção: as singularidades correspondentes às descontinuidades são simbolizadas por círculos vermelhos com uma indicação do índice da descontinuidade que as representam, os pontos referentes aos ecos espúrios são mostrados em preto com índice que representa a ordem do eco e os pontos verdes representam os pontos detectados na iteração a ser desprezada.

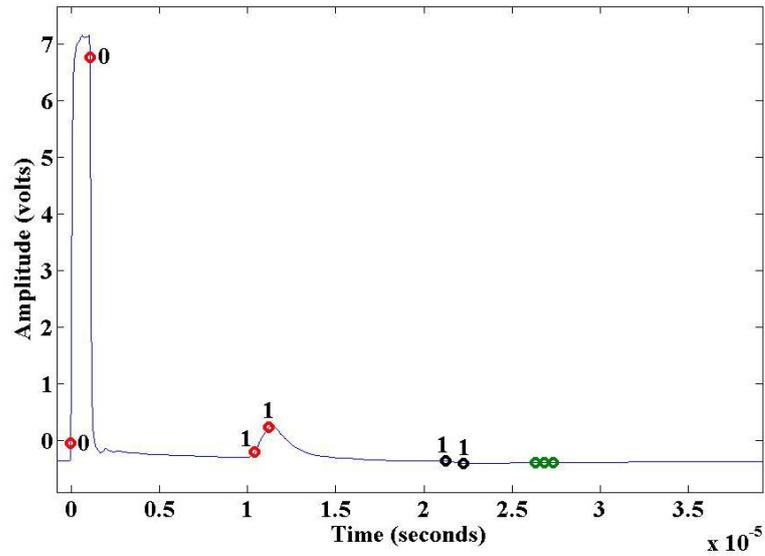


Figura 5.7 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 1000m.

Tabela 5.2 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 1000m.

Eco	Largura de Eco Estimada ( $\mu s$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu s$ )	$\hat{d}^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1,080	-0,016	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	0,816	10,412	1030,8	30,8	3,08
$e_e^{(1)}(t)$	1,008	21,228	-	-	-

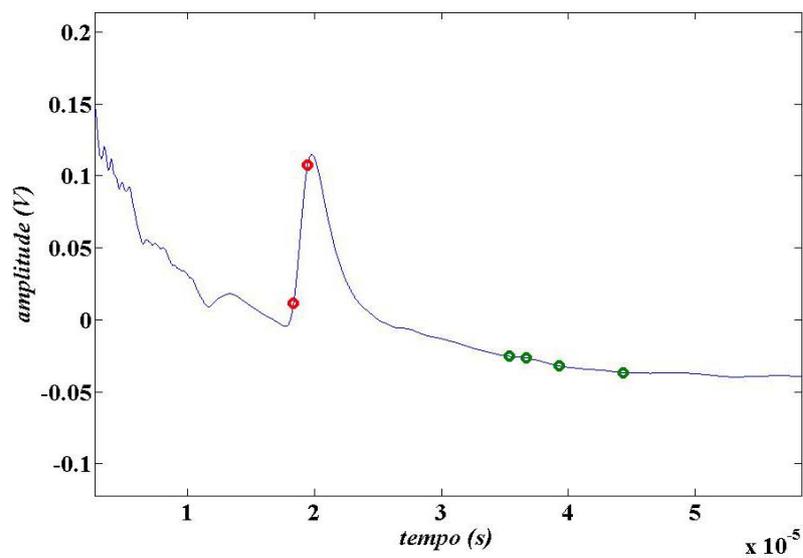


Figura 5.8 – Detalhe do resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace de 1800m.

Tabela 5.3 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 1800m.

Eco	Largura de eco estimada ( $\mu s$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu s$ )	$\hat{d}^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1,120	-0,010	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	1,090	18,370	1818,630	18,630	1,035

### 5.3 Reflectograma de Enlace Simples com Sobreposição de Ecos

Considere-se novamente a topologia ilustrada na Figura 5.1, dessa vez para  $L = 50m$  com condutores de  $0,5mm$  de diâmetro e terminada em aberto. O sinal de entrada é similar ao usado na Seção 5.2 cujo reflectograma  $\check{r}(t)$  resultante do processo de filtragem de ruído suavização de curva correspondente pode ser observado na Figura 5.9.

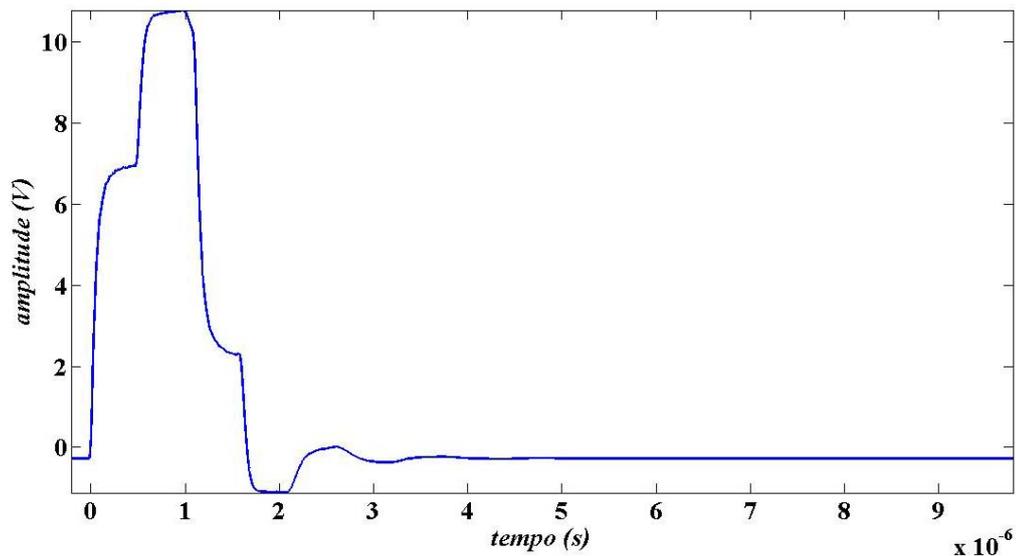


Figura 5.9 – Reflectograma filtrado referente a um enlace de uma seção de 50m e terminado em aberto.

De acordo com a Equação (2.27), para  $L = 50m$  o tempo de chegada esperado para o eco correspondente à terminação em aberto é  $0,5\mu s$  e sua amplitude deve ser positiva (em relação à referência) de acordo com a Equação (2.28). Sendo a duração do pulso de entrada pouco mais do que  $1\mu s$ , a curva medida por TDR será composta de ecos sobrepostos. Ainda, devido ao curto comprimento do enlace, os ecos espúrios terão amplitude significativa, e também irão se sobrepor aos primeiros ecos. Cada eco espúrio terá polaridade inversa ao do anterior, como na Equação (2.29).

Deste modo, como se pode observar através da Figura 5.9, a distinção visual dos ecos já não é tão simples quanto nos casos de reflectogramas sem sobreposição de ecos. Não

obstante, o processo de detecção e localização é utilizado do mesmo modo que no caso anterior para reflectogramas sem sobreposição de ecos. Na Figura 5.10(a), é apresentado o módulo da TWC ao quadrado e na Figura 5.10(b), são mostradas as localizações das singularidades na seção sob análise do reflectograma.

Da mesma forma, os resultados para segunda, terceira e quarta iterações são mostrados respectivamente nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13. Na quarta iteração as amplitudes presentes no módulo do quadrado da TWC estiveram abaixo de 1% do valor máximo na primeira iteração e resultaram em singularidades sem significado. Arbitrando o valor de limiar inferior em 2% do valor máximo da primeira iteração, o processo é encerrado na quarta iteração.

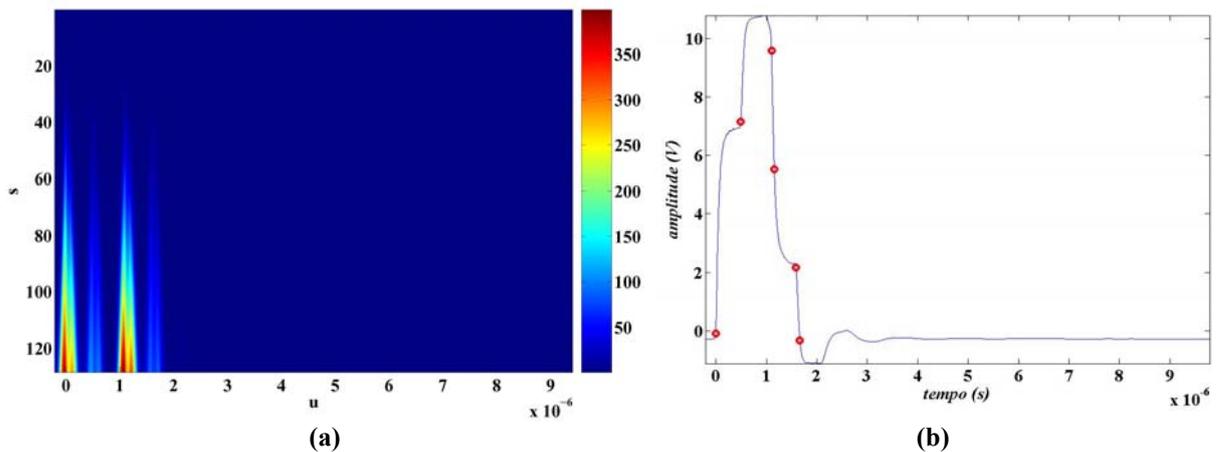


Figura 5.10 – Primeira iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a  $|W\check{r}(u,s)|^2$  da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

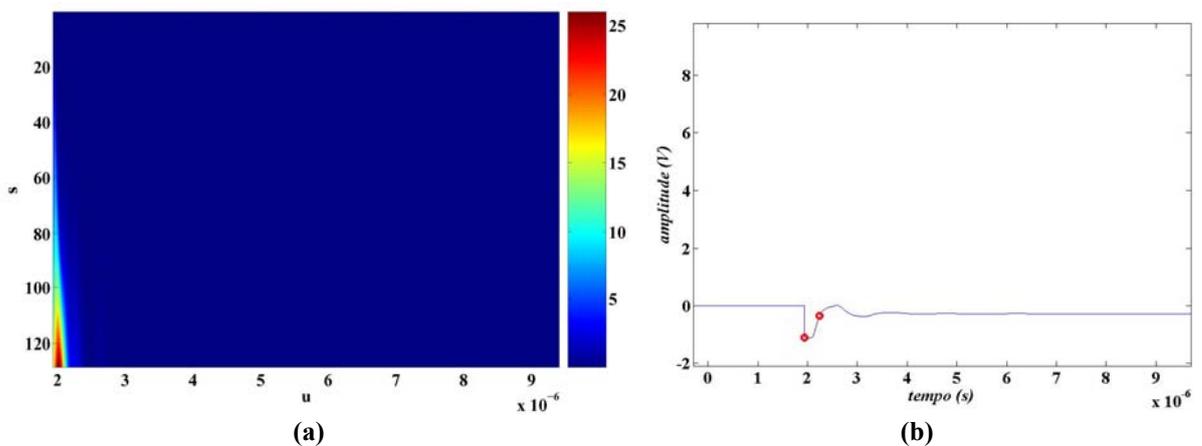


Figura 5.11 – Segunda iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a  $|W\check{r}(u,s)|^2$  da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

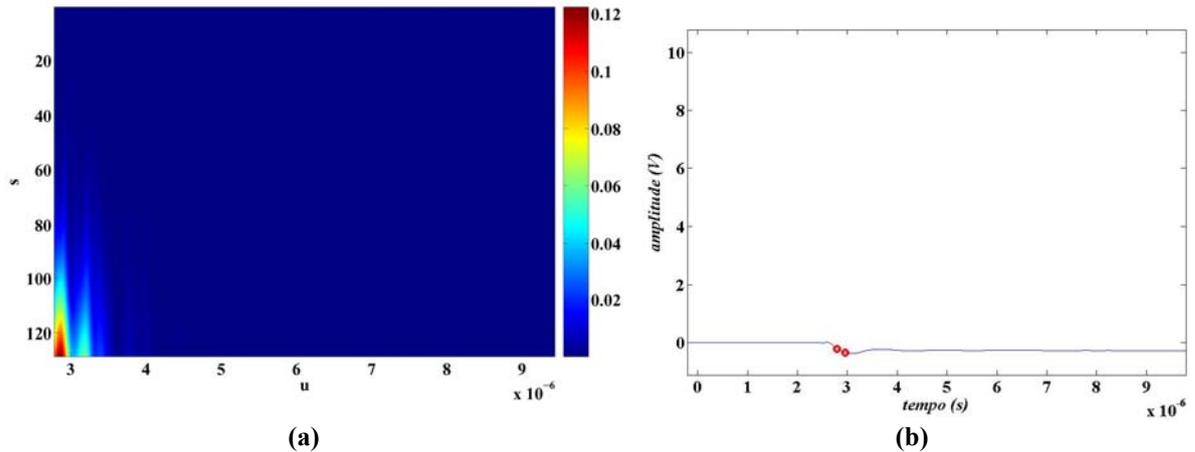


Figura 5.12 – Terceira iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a  $|W\check{r}(u,s)|^2$  da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

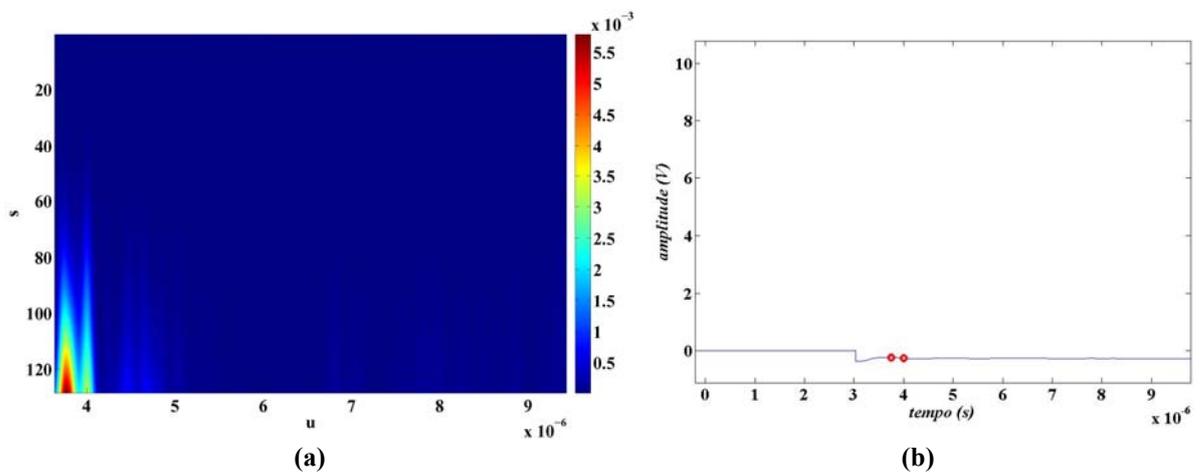


Figura 5.13 – Quarta iteração do processo de detecção no enlace de 50m. Em (a) a  $|W\check{r}(u,s)|^2$  da seção de sinal analisada e em (b) as singularidades detectadas.

As singularidades detectadas para o enlace de 50m são mostradas na Figura 5.14. Estes resultados podem ser analisados sob a mesma ótica do caso anterior. Cada eco continua sendo representado por duas singularidades, mas neste caso, essas singularidades estarão misturadas a outros pares de singularidades, uma vez que os ecos estão sobrepostos. Na Figura 5.14, é mantida a nomenclatura do capítulo e os pontos singulares relacionados aos ecos correspondentes às duas discontinuidades do enlace são representados por círculos vermelhos com o índice correspondente à discontinuidade, enquanto que os pontos correspondentes aos ecos espúrios são representados por círculos pretos cuja ordem é indicada por um índice. Os círculos verdes representam as singularidades espúrias detectadas na quarta iteração e podem ser ignoradas.

É interessante notar que, mesmo com a sobreposição dos ecos gerando uma estrutura única e sem uma clara distinção entre os ecos que constituem o reflectograma, o algoritmo

continua sendo capaz de detectar os pontos singulares que caracterizam estes ecos. Outro fato importante é que as singularidades continuam sendo detectadas aos pares e mantendo a largura característica de cada eco, como pode ser observado na Tabela 5.4, a qual resume a análise dos resultados mostrados na Figura 5.14.

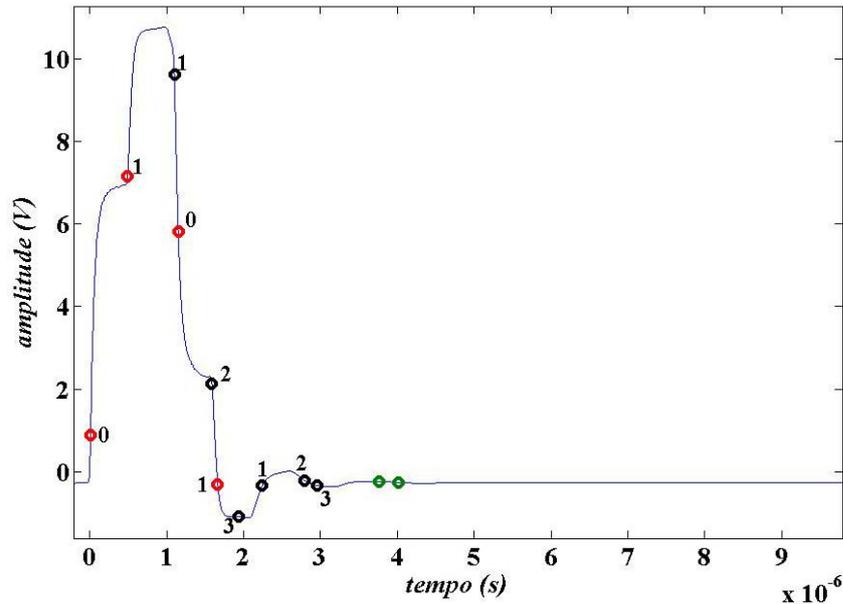


Figura 5.14 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 50m.

Tabela 5.4 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 50m.

Eco	Largura estimada ( $\mu s$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu s$ )	$d^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1.141	0.010	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	1.172	0.493	47,817	2,183	4,366
$e_e^{(1)}(t)$	1.145	1.100	-	-	-
$e_e^{(2)}(t)$	1.209	1.590	-	-	-
$e_e^{(3)}(t)$	1.018	1.937	-	-	-

### 5.3.1 Outros Resultados

Nesta seção são mostrados resultados para outros enlaces de uma seção que resultam em reflectogramas com sobreposição, ainda de acordo com a topologia ilustrada pela Figura 5.1. Na Figura 5.15 e na Tabela 5.5 são mostrados os resultados do algoritmo de detecção e localização de singularidades e análise para um enlace com  $L = 100m$ , enquanto que na Figura 5.16 e na Tabela 5.6 são mostrados os resultados para um enlace de 150m de comprimento.

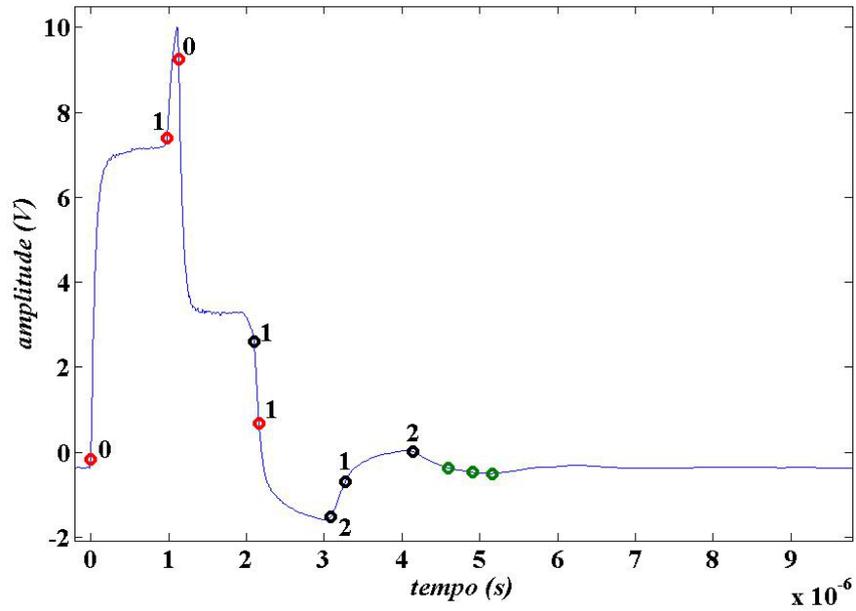


Figura 5.15 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 100m.

Tabela 5.5 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 100m.

Eco	Largura de eco estimada ( $\mu\text{s}$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu\text{s}$ )	$\hat{d}^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1,137	-0,007	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	1,186	0,977	97,416	2,584	2,584
$e_e^{(1)}(t)$	1,175	2,097	-	-	-
$e_e^{(2)}(t)$	1,059	3,085	-	-	-

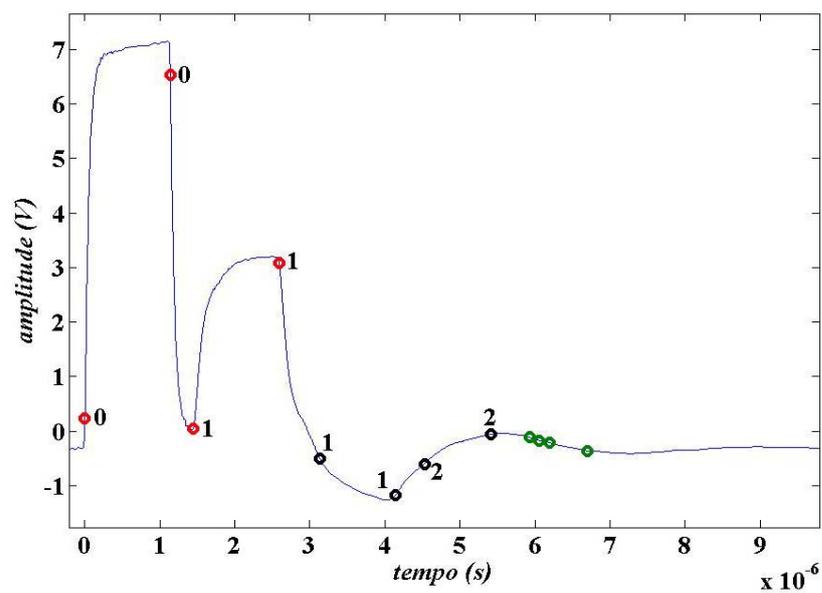


Figura 5.16 – Resultado do processo de detecção de singularidades para um enlace simples de 150m.

**Tabela 5.6 – Resumo das análises feitas para os resultados obtidos para o enlace de 150m.**

Eco	Largura de eco estimada ( $\mu s$ )	$\hat{\xi}^{(m)}$ ( $\mu s$ )	$\hat{d}^{(m)}$ (m)	Erro (m)	Erro (%)
$e^{(0)}(t)$	1,138	0,003	0	0	0
$e_r^{(1)}(t)$	1,147	1,447	143,253	6,747	4,498
$e_e^{(1)}(t)$	1,010	3,134	-	-	-
$e_e^{(2)}(t)$	0,889	4,528	-	-	-

O reflectograma representado na Figura 5.16 não apresenta exatamente ecos sobrepostos, mas a proximidade entre eles é tanta que o decaimento da borda de descida do eco anterior interfere no eco posterior, de tal forma que, visualmente é difícil definir, principalmente no caso de ecos de polaridade oposta, onde termina um eco e começa outro. Pode-se dizer que esse caso é imediatamente posterior a um caso limite de bordas sobrepostas.

## 5.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram mostrados estudos de caso para a utilização da metodologia de detecção e localização de ecos e de intervalos de interesse em reflectogramas TDR apresentada no Capítulo 4.

Segundo a teoria de análise de singularidades, abordada no capítulo 3, a detecção de bordas em sinais unidimensionais a partir da análise wavelet é equivalente e tem o mesmo nível de precisão das técnicas de detecção de borda clássicas, como o algoritmo de Canny. Com a vantagem para a análise wavelet de que é necessário que exista a formação de uma linha de máximo para a detecção precisa de uma singularidade, diminuindo o risco de detecção de uma singularidade espúria. Isso pôde ser observado para os estudos de caso apresentados neste capítulo, uma vez que, enquanto não foram atingidos os critérios de parada, nenhum ponto singular espúrio foi detectado.

Outra característica importante do algoritmo wavelet, é que mesmo nos casos onde os ecos estiveram sobrepostos, o algoritmo foi capaz de detectar os ecos principais com razoável precisão de localização (menor que 5%, sendo que 3% de incerteza já era esperado pela imprecisão da determinação da velocidade de propagação, como explicado no Capítulo 2).

Com isso, é obtida uma importante contribuição para a área de desenvolvimento de métodos de identificação de enlaces telefônicos: o fornecimento de uma estrutura de modelo para o reflectograma TDR confiável e capaz de diferenciar ecos sobrepostos.

## 6 CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 Conclusão

Nesta dissertação, o principal objetivo foi propor uma metodologia de detecção e estimação da localização dos pontos e intervalos que identificam os ecos em reflectogramas obtidos por medições TDR de enlaces telefônicos, com o fim de contribuir para a caracterização da topologia do enlace para auxiliar na implementação DSL. Para isso, no Capítulo 2, o reflectograma foi modelado como uma função analítica auto-regressiva de ordem infinita composta de um somatório de estruturas irregulares que caracterizam os ecos, os quais são diretamente dependentes do sinal de entrada deslocado no tempo e da resposta ao impulso do caminho percorrido pelo eco. Além disso, os ecos foram classificados como reais, que definem diretamente as descontinuidades do enlace, e espúrios, resultantes das múltiplas reflexões na linha. A diferenciação entre os ecos pôde ser realizada com base na teoria de linhas de transmissão, apresentada também no Capítulo 2, a qual considera o enlace de par trançado como um sistema aproximadamente linear e invariante no tempo.

No Capítulo 3 foi discutida a teoria de detecção de singularidades baseada na hipótese de que os ecos são caracterizados por bordas de subida e descida – tal como o pulso de entrada – e que essas bordas podem ser detectadas e sua localização estimada através da análise dos pontos singulares no reflectograma. Assim, foi mostrado matematicamente que a detecção de singularidades através da análise wavelet é equivalente às técnicas de detecção de bordas em sinais unidimensionais, com a vantagem de obter uma maior confiabilidade na detecção das singularidades, ou seja, maior probabilidade de detectar uma única singularidade onde só há uma singularidade real.

A metodologia de detecção e estimação da localização de ecos no reflectograma foi então proposta no Capítulo 4. A metodologia consiste de três elementos principais: um método de medição TDR, para obtenção de dados de cabos reais; uma técnica de filtragem de ruído e suavização de curvas, para corrigir pequenos desvios nas curvas medidas, e; do método de detecção de ecos propriamente dito.

Uma das contribuições deste trabalho foi o desenvolvimento da metodologia de medição TDR baseado em sinalização e detecção diferencial que visa melhorar a capacidade e a resolução de medição do TDR, reduzindo o efeito do sinal de modo comum. A configuração proposta é bem mais simples e tão eficiente quanto a existente na literatura. Assim, uma configuração diferencial foi montada e utilizada como base para o fornecimento de dados experimentais para a validação do algoritmo de detecção de ecos.

Os ruídos de sinal resultantes da medição e demais efeitos espúrios puderam ser adequadamente filtrados através da técnica de redução de ruído baseada em TWD, mostrada no Capítulo 4. O sinal resultante do bloco de filtragem é então submetido ao algoritmo de estimação de ecos.

A utilização da análise wavelet contínua para detecção e estimação da localização de ecos em reflectogramas e, conseqüentemente, determinação da estrutura de modelo para o reflectograma, como mostrado no Capítulo 4, é uma importante contribuição para o desenvolvimento de uma metodologia de identificação da topologia de linha do par trançado telefônico a partir de medições no domínio do tempo. Métodos de identificação desenvolvidos para a análise de medições TDR, ou mesmo de  $S_{11}$  no domínio do tempo, dependem de uma confiável estimação dos intervalos de aplicação dos algoritmos de reconhecimento de padrões. Em geral, um pequeno desvio na localização de um eco pode levar a erros em cascata na estimação da topologia.

A metodologia foi então testada através de dois estudos de caso de enlace de par trançado: em enlaces de uma seção com comprimento longo o suficiente para que não houvesse sobreposições entre os ecos e; enlaces de comprimento curto, com sobreposição entre os ecos e com grande interferência dos ecos espúrios. Em ambos os casos, através da aplicação do algoritmo de detecção wavelet, todos os pontos representativos puderam ser claramente detectados e identificados, mesmo quando os ecos estavam misturados o suficiente para que não se pudesse discernir visualmente o limite de estruturas diferentes, o que mostra a aplicabilidade da metodologia definida neste trabalho.

## 6.2 Trabalhos Futuros

Um problema não explorado neste trabalho – por estar fora do escopo – é o da construção precisa das linhas de máximos. O algoritmo utilizado aqui consistiu simplesmente em obter os máximos locais em cada escala, que pode ter algumas limitações, principalmente nas escalas mais finas. Gerar um algoritmo de encadeamento entre os pontos de máximo local

que constituem as linhas de máximos é fundamental para prevenir a interferência de máximos locais espúrios nas regiões próximas à zero, devido a erros numéricos no cálculo da TWC. Grande parte da causa do desvio dos resultados obtidos nesta pesquisa pode ser atribuída a este problema.

Além disso, o próximo passo lógico da detecção de singularidades em reflectogramas desenvolvida neste trabalho é a finalização do processo de identificação. Ou seja, o desenvolvimento de um algoritmo próprio para identificação da topologia do enlace do assinante a partir da estimação de parâmetros wavelet dos ecos e do reconhecimento de padrões nestes parâmetros. Esta idéia pode ser iniciada na utilização combinada da detecção wavelet com os procedimentos de identificação apresentados na literatura, a qual poderá ser utilizada para futura comparação.

Outro estudo de pode contribuir para identificação de padrões que possam levar a identificação da topologia de linha é o estudo da fase da TWC complexa, não estudada nesta dissertação.

## REFERÊNCIAS

- [1] MELSA, P.J.W.; JACOBSEN, K.S. *Single-Ended Loop Testing (SELT) Expectations and Realities*: White Paper. Texas Instruments, Broadband Communications Group, Mar. 2003. Disponível em: <<http://www.dslprime.com/a/SELTWhitePaperTI.pdf>>. Acesso em: mai. 2007.
- [2] PACHECO, J.A. (Coord.) *Glossário Tecnológico*. Disponível em: <[http://www.portaldigitro.com.br/glossario\\_digitro.php](http://www.portaldigitro.com.br/glossario_digitro.php)>. Acesso em: 11 de maio de 2007.
- [3] TOLEDO, A.P. *Redes Telefônicas*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1977. 126p. (Série de Telecomunicações).
- [4] STARR, T.; CIOFFI, J.M.; SILVERMAN, P.J. *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. New Jersey: Prentice Hall, 1999. 480p.
- [5] BROOKS, D. *How to Gauge Traces*. Printed Circuit Design, CMP Media, 2001. Disponível em: <<http://www.ultracad.com/article/wiregauge.pdf>>. Acesso em: 24 jul. 2007.
- [6] BRASIL. Telebrás. “*Asymmetric Digital Subscriber Lines*” (ADSL): Aspectos de transmissão na rede metálica de assinantes. Prática no. 235-110-105. Emissão em: 1 abr. 1998. 31p.
- [7] GOLDEN, P. (Ed.). *Fundamentals of DSL technology*. Boca Raton: Auerbach, 2006. 472 p.
- [8] *EXTENDED Training Menu of Riser Bond Instruments*. Disponível em: <<http://www.riserbond.com/Training/training.html>>. Acesso em: 11 maio 2007.
- [9] FURSE, C.; CHUNG, Y. C.; LO, C.; PENDAYALA, P. A critical comparison of reflectometry methods for location of wiring faults. *Smart Structures and Systems*, vol. 2, no. 1, p. 25-46, 2006.
- [10] KERPEZ, K. J.; GALLI, S. Single-ended loop make-up identification - part II: improved algorithms and performance results. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 2, p. 538-549, 2006.
- [11] BOSTOEN, T.; BOETS, P.; ZEKRI, M.; van BIESEN, L.; POLLET, T.; RABIJNS D. Estimation of the transfer function of a subscriber loop by means of a one-port scattering parameter measurement at the central office. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 5, p. 936–948, 2002.
- [12] BOETS, P.; BOSTOEN, T.; van BIESEN, L.; POLLET, T. Measurement, calibration and pre-processing of signals for single-ended subscriber line identification. *Proceedings IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. (IMTC)*, Vail, CO, 2003, p. 338–343.

- [13] BOETS, P.; BOSTOEN, T.; van BIESEN, L.; POLLET, T. Preprocessing of Signals for Single-Ended Subscriber Line Testing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 5, p. 1509–1518, 2006.
- [14] VERMEIREN, T.; BOSTOEN, T.; LOUAGE, F.; BOETS, P.; CHEHAB, X. O.; Subscriber Loop Topology Classification by means of Time Domain Reflectometry. *International Conference on Communications*, Anchorage, 2003
- [15] BOETS, P.; BOSTOEN, T.; van BIESEN, L.; GARDAN, D. Single-Ended Line Testing – a White Box Approach. In: 4<sup>th</sup> IASTED - INTERNATIONAL MULTI-CONFERENCE WIRELESS AND OPTICAL COMMUNICATIONS, 2004, Banff, Canada. *Proceedings of the...* Banff: IASTED, 2004.
- [16] GALLI, S.; KERPEZ, K. J. Single-Ended Loop Make-up Identification - Part I: A Method of Analyzing TDR Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 2, p. 528-537, 2006.
- [17] MALLAT, S.; HWANG, W. L. Singularity detection and processing with wavelets. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38, no. 2, p. 617-643, 1992.
- [18] TU, C.; HWANG, W. L.; HO, J. Analysis of singularities from modulus maxima of complex wavelet. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 3, p. 1049-1062, 2005.
- [19] RAO, N.N. *Elements of engineering electromagnetics*. 5.ed. New Jersey: Prentice Hall, 2000.
- [20] STOLLE, R. Electromagnetic Coupling of Twisted Pair Cables. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, no. 5, p. 883-892, 2002.
- [21] GALLI S.; WARING, D. L. Loop makeup identification via single ended testing: beyond mere loop qualification. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, No. 5, p. 923-935, 2002.
- [22] MALLAT, S.; ZHONG, S. Characterization of Signals from Multiscale Edges. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol.14, no.7, p. 710-732, 1992.
- [23] MARR, D.; HILDRETH, E. Theory of edge detection, *Proc. Royal Soc. London*, vol. 207, p. 187–217, 1980.
- [24] CANNY, J. A computational approach to edge detection. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. PAMI-8, p. 679-698, 1986.
- [25] NEUS, C.; BOETS, P.; BIESEN, L. V. Feature extraction of one port scattering parameters for single ended line testing. In: *XVIII IMEKO WORLD CONGRESS*, 2006, Rio de Janeiro, Brasil. *Proceedings of the...* Rio de Janeiro: IMEKO, 2006.
- [26] MALLAT, S. *A Wavelet tour of signal processing*, 2.ed. San Diego: Academic Press, 1998.

- [27] MALLAT, S. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Transactions on Patterns Analysis and Machine Intelligence*, vol. 11, no. 7, p. 674-693, 1989.
- [28] ADDISON, P. S.; WATSON, J. N.; FENG, T. Low-Oscillation Complex Wavelets. *Journal of Sound and Vibration*, vol.254, no. 4, p. 733-762, 2002.
- [29] LJUNG, L. *System Identification: theory for the user*. 2.ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.
- [30] IKUMA, T. *Model-based identification of POTS local loops for DSL connectivity prediction*. 2001. 146f. OThesis (Master of Science in Electrical Engineering) – Virginia Polytechnic Institute, Virginia, U.S.A.
- [31] YOHO, J.J. *Physically-Based Realizable Modeling and Networking Synthesis of Subscriber Loops Utilized in DSL Technology*. 2001. 185f. Dissertation (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) – Virginia Polytechnic Institute, Virginia, USA.
- [32] DONOHO, D. L.; JOHNSTONE, I. M. Adapting to Unknown Smoothness via Wavelet Shrinkage. *Stanford Statistics Dept. Report TR-425*, 1993. Also in *Journal of American Statist. Assn.*, 1995.
- [33] DONOHO, D. L. De-noising by soft-thresholding. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 141, p. 613-627, 1995.