

Universidade Federal do Pará
Instituto de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Reflectometria no Domínio do Tempo para Análise de
Linhas Telefônicas

JACKLYN DIAS REIS

Orientador:

PROF. DR. AGOSTINHO LUIZ DA SILVA CASTRO

Co-Orientador:

PROF. DR. JOÃO CRISÓSTOMO WEYL A. COSTA

Belém
2007

Reflectometria no Domínio do Tempo para Análise de Linhas Telefônicas

JACKLYN DIAS REIS

Orientador:

PROF. DR. AGOSTINHO LUIZ DA SILVA CASTRO

Co-Orientador:

PROF. DR. JOÃO CRISÓSTOMO WEYL A. COSTA

Proposta de Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará como pré-requisito para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.

Universidade Federal do Pará

Belém

2007

Reflectometria no Domínio do Tempo para Análise de Linhas Telefônicas

Jacklyn Dias Reis

Banca examinadora

.....
Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro (UFPA) - Orientador

.....
Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa (UFPA) - Co-Orientador

.....
Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante (UFPA) - Membro

.....
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes (UFPA) - Membro

.....
Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto (UFES) - Membro

Visto:

.....
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA

*Está um dia quente hoje...
... mas não tão quente quanto ano passado.*

Agradecimentos

Primeiramente, eu gostaria de agradecer a todos os meus familiares, especialmente aos meus pais (France e Jack), irmãos (Jackson, Daniel e Adriele) e tios (Bernar, Joana e Benedita), que estiverem ao meu lado para me apoiar e confortar nas decisões e momentos mais difíceis durante toda a minha vida. À minha namorada Darlene, que me acompanha e apóia mais de perto em todos os momentos e que sempre trouxe tranqüilidade e paz para a minha vida.

Agradeço em especial aos meus orientadores, Agostinho e João Crisóstomo, que não mediram esforços para dar todo o suporte e orientação necessária para o bom desenvolvimento deste trabalho. Aos meus amigos, Pedro, Adolfo, Rodrigo e Tales, e a todos os meus colegas de trabalho da UFPA (LEA, LaPS e LPRAD) pelo companheirismo e amizade. A Universidade Federal do Pará e Ericsson pelo suporte durante todo o meu curso de pós-graduação, e como não podia deixar de esquecer, aos meus colegas do futebol e poker semanal.

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	x
Glossário	xi
1 Introdução	13
1.1 Proposta e Contribuições do Trabalho	14
1.2 Estrutura do Trabalho	15
2 Linha Telefônica e Espalhamento Espectral	17
2.1 Introdução	17
2.2 Linha Telefônica de Par Trançado	18
2.3 Variáveis de Interesse na Linha Telefônica	20
2.3.1 Impedância de Entrada	20
2.3.2 Tensão de entrada	21
2.3.3 Coeficiente de reflexão	21
2.4 Modelo de Linha	22
2.5 Modulação por Espalhamento Espectral	23
2.5.1 Sequências PN	26
2.5.2 Espalhamento Espectral por Sequência Direta	27
2.6 Considerações Finais	30
3 Reflectometria no Domínio do Tempo por Espalhamento Espectral e por Sequência Pseudo-Aleatória	31
3.1 Introdução	31

3.2	Estado da Arte	31
3.3	Definição do Problema	34
3.4	Solução Proposta	35
3.5	STDR x SSTDR: Implementação	36
3.5.1	Seqüências Pseudo-Aleatórias	37
3.5.2	Correlação	41
3.5.2.1	Método por Auto Correlação (MAC)	41
3.5.2.2	Método por Correlação Cruzada (MCC)	42
3.5.3	Modulação	43
3.5.4	Atraso no Tempo	43
3.5.5	Supressão de Ruído	44
3.6	Considerações Finais	46
4	Resultados Baseados em Simulações	47
4.1	Introdução	47
4.2	Parâmetros da Simulação	47
4.3	Topologia das Linhas Testadas	48
4.4	Resultados	50
4.4.1	Topologia 1	50
4.4.2	Topologia 2	56
4.4.3	Topologia 3	61
4.5	Análise dos Efeitos do Ruído na Linha	66
4.6	Considerações Finais	68
5	Resultados Baseados em Medição de Impedância de Entrada	69
5.1	Introdução	69
5.2	Ambiente de Medição	69
5.3	Linha 150m/0,50mm	71
5.4	Linha 200m/0,40mm	73
5.5	Linha 200m/0,50mm	74
5.6	Linha 200m/0,40mm+200m/0,50mm	76
5.7	Linha 200m/0,50mm+200m/0,40mm	77
5.8	Linha 500m/0,40mm	79
5.9	Linha 500m/0,50mm	80
5.10	Considerações Finais	82
6	Conclusão	83

Publicações do Autor no Período	86
Referências Bibliográficas	88
A Códigos Fonte em Matlab	91
A.1 Linha Telefônica	91
A.2 Seqüência PN	93
A.3 Transmissão, Recepção e Correlação	94
A.4 TDR Tradicional	94
A.5 Gráfico no Domínio do Tempo	95
A.6 Funções Auxiliares	95

Resumo

A presente dissertação apresenta a aplicação, em linhas telefônicas, das técnicas de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-aleatória. Essas técnicas utilizam seqüências complementares de Golay como sinal de teste e a curva de reflectometria no domínio do tempo é obtida através da correlação cruzada entre as seqüências transmitidas e recebidas da linha. Para a análise de ambas as técnicas supracitadas, simulações foram realizadas em *Matlab* bem como testes em linhas telefônicas reais. Para este último caso, um aparato de medição de impedância de entrada foi especificado e montado.

Abstract

This dissertation presents an application of spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR) and sequence time domain reflectometry (STDR) techniques in telephone lines. These techniques use Golay complementary sequences as test signal and the reflectometry trace is obtained through the cross correlation between the transmitted and the received signals from the line. For analyzing both techniques mentioned before, computational simulations were carried out using *Matlab* as well as tests in real telephone lines. In this last case, the apparatus for input impedance measurements were specified and mounted.

Lista de Figuras

2.1	Segmento infinitesimal de uma linha de transmissão.	18
2.2	Representação em Quadripolo da linha telefônica.	19
2.3	Modelo de um sistema por espalhamento espectral.	24
2.4	Ilustração das formas de onda.	26
2.5	Modelo de um sistema por espalhamento espectral por seqüência direta.	28
3.1	Diagrama de blocos para os testes de reflectometria por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-aleatória.	36
3.2	(a) Formas de onda em banda base para duas seqüências complementares A e B (usadas no STDR). (b) Formas de onda em banda passante para as seqüências complementares A e B (usadas no SSTDR).	39
3.3	(a) Funções de auto correlação normalizadas das seqüências A e B (banda base). (b) Funções de auto correlação normalizadas das A e B (banda passante). A curva <i>Correlação C</i> é obtida através da soma de A e B	40
3.4	Resultado para os testes de TDR tradicional e STDR usando seqüências ML e complementares de Golay em uma linha telefônica de $200m/0,40mm$	40
3.5	Método por Auto Correlação (MAC).	41
3.6	Método por Correlação Cruzada (MCC).	43
4.1	Topologias das linhas telefônicas para os testes de reflectometria no tempo. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2. (c) Topologia 3.	49
4.2	Curvas do <i>erro</i> , em %, em função do comprimento total da linha, para o caso das linhas da topologia 1 sem a presença do ruído. (a) Linhas com bitola $0,40mm$. (b) Linhas com bitola $0,50mm$	52
4.3	Resultado dos testes de reflectometria para a linha de $75m$ (bitola $0,40mm$) sem ruído. Comprimento total: TDR= $81m$, STDR= $75m$ e SSTDR= $75m$	52
4.4	Resultado dos testes de reflectometria para a linha de $75m$ (bitola $0,50mm$) sem ruído. Comprimento total: TDR= $81m$, STDR= $75m$ e SSTDR= $75m$	53

4.5	Curvas do <i>erro</i> , em %, em função do comprimento total da linha para o caso das linhas da topologia 1 na presença de ruído. (a) Linhas com bitola 0,40mm. (b) Linhas com bitola 0,50mm.	55
4.6	Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,40mm) com ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m. . .	55
4.7	Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,50mm) com ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m. . .	56
4.8	Resultado de reflectometria, sem ruído, para a linha L1. Bitola: 56m (TDR), 51m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento: 202m (TDR), 201m (STDR) e 198m (SSTDR).	58
4.9	Resultado de reflectometria, sem ruído, para a linha L4. Bitola: 56m (TDR), 48m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento: 202m (TDR), 202m (STDR) e 198m (SSTDR).	58
4.10	Resultado de reflectometria, com ruído, para a linha L1. Bitola: -- (TDR), 58m (STDR) e 51m (SSTDR). Comprimento: 213m (TDR), 201m (STDR) e 198m (SSTDR).	60
4.11	Resultado de reflectometria, com ruído, para a linha L4. Bitola: -- (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento: 205m (TDR), 202m (STDR) e 198m (SSTDR).	60
4.12	Reflectometria, sem ruído, para a linha L1 da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento BT: 49m (TDR), 52m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento da linha: 203m (TDR), 203m (STDR) e 198m (SSTDR).	63
4.13	Reflectometria, sem ruído, para a linha L4 da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento BT: 49m (TDR), 50m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento da linha: 201m (TDR), 201m (STDR) e 196m (SSTDR).	64
4.14	Reflectometria, com ruído, para a linha L1 da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 50m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento BT: - (TDR), 50m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento da linha: - (TDR), 203m (STDR) e 198m (SSTDR).	65
4.15	Reflectometria, com ruído, para a linha L4 da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento BT: 49m (TDR), 50m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento da linha: 201m (TDR), 201m (STDR) e 196m (SSTDR).	65

4.16	Reflectometria na presença de ruído para a linha de 200m. (a) SNR do TDR igual a 11dB e SNR do S/SSTDR igual a -10dB. (b) SNR do TDR igual a 16dB e SNR do S/SSTDR igual a -5dB.	67
4.17	Reflectometria na presença de ruído para a linha de 200m. (a) SNR do TDR igual a 21dB e SNR do S/SSTDR igual a -1dB. (b) SNR do TDR igual a 26dB e SNR do S/SSTDR igual a 4dB.	67
5.1	Aparato para medição de impedância de entrada usado nos testes de TDR, STDR e SSTDR em linhas reais.	70
5.2	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 150m/0,50mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 155,3m (TDR), 150,5m (STDR) e 150,5m (SSTDR).	72
5.3	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 150m/0,50mm na presença de ruído. Comprimento da linha: 155,3 (TDR), 152,1m (STDR) e 148,9m (SSTDR).	72
5.4	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,40mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 203,9m (TDR), 200,6m (STDR) e 197,4m (SSTDR).	73
5.5	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,40mm na presença de ruído. Comprimento da linha: - (TDR), 202,3m (STDR) e 197,4m (SSTDR).	74
5.6	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,50mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 204,2m (TDR), 201,0m (STDR) e 199,3m (SSTDR).	75
5.7	S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,50mm na presença de ruído. Comprimento da linha: 205,9m (TDR), 202,6m (STDR) e 199,3m (SSTDR).	75
5.8	S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,40mm + 200m/0,50mm sem ruído. Comprimento da linha: 402,6m (TDR), 404,2m (STDR) e 394,5m (SSTDR).	76
5.9	S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,40mm + 200m/0,50mm com ruído. Comprimento da linha: - (TDR), 407,4m (STDR) e 394,5m (SSTDR).	77
5.10	S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,50mm + 200m/0,40mm sem ruído. Comprimento da linha: 402,5m (TDR), 404,1m (STDR) e 394,5m (SSTDR).	78
5.11	S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,50mm + 200m/0,40mm com ruído. Comprimento da linha: - (TDR), 402,5m (STDR) e 394,5m (SSTDR).	78

5.12 S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $500m/0,40mm$ sem a presença de ruído. Comprimento da linha: $511,0m$ (TDR), $511,0m$ (STDR) e $487,2m$ (SSTDR).	79
5.13 S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $500m/0,40mm$ na presença de ruído.	80
5.14 S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $500m/0,50mm$ sem a presença de ruído. Comprimento da linha: $501,4m$ (TDR), $504,7m$ (STDR) e $493,4m$ (SSTDR).	81
5.15 S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $500m/0,50mm$ na presença de ruído. Comprimento da linha: – (TDR), $504,7m$ (STDR) e $493,4m$ (SSTDR).	81

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros usados nas simulações em Matlab para o STDR, SSTDR e TDR.	48
4.2	Comprimento total das seis linhas da topologia 1 que serão testadas com as técnicas de TDR, STDR e SSTDR.	49
4.3	Comprimento e bitola de cada segmento para as linhas da topologia 2. Essas topologias envolvem mudança de bitola, positiva e negativa.	49
4.4	Localização da derivação (BT) ao longo da linha para a topologia 3.	50
4.5	Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 1 sem a presença de ruído.	51
4.6	Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 1 na presença de ruído.	54
4.7	Resultados do TDR, STDR e SSTDR, em metros, para as linhas da topologia 2 sem a presença de ruído.	57
4.8	Resultados do TDR, STDR e SSTDR, em metros, para as linhas da topologia 2 na presença de ruído.	59
4.9	Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 3 sem ruído.	61
4.10	Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 3 com ruído.	62
5.1	Parâmetros usados nos testes de STDR, SSTDR e TDR nas linhas telefônicas.	71

Glossário

DSL - *Digital Subscriber Line*

ADSL - *Asymmetrical Digital Subscriber Line*

TDR - *Time Domain Reflectometry*

DSLAM - *Digital Subscriber Line Access Multiplexer*

PN - *Pseudo-Noise*

PSK - *Phase Shift Keying*

BPSK - *Binary Phase Shift Keying*

FSK - *Frequency Shift Keying*

DSSS - *Direct Sequence Spread Spectrum*

FHSS - *Frequency Hop Spread Spectrum*

SSTDR	-	<i>Spread Spectrum Time Domain Reflectometry</i>
STDR	-	<i>Sequence Time Domain Reflectometry</i>
PSD	-	<i>Power Spectral Density</i>
SNR	-	<i>Signal to Noise Ratio</i>
IFFT	-	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
AWGN	-	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
VUB	-	<i>Vrije Universiteit Brussel</i>
ML	-	<i>Maximum Length</i>
SELT	-	<i>Single Ended Line Testing</i>
BT	-	<i>Bridged Tap</i>
S/SSTDR	-	<i>Sequence and Spread Spectrum Time Domain Reflectometry</i>
MAC	-	Método por Auto Correlação
MCC	-	Método por Correlação Cruzada

Capítulo 1

Introdução

Dentro do contexto das tecnologias de banda larga, as linhas telefônicas destacam-se por ser um fator determinante no desempenho e na qualidade dos serviços oferecidos por essa tecnologia. Esses serviços têm como infra-estrutura básica a rede telefônica existente que são utilizadas tanto pelo tráfego de voz (serviço telefônico básico) como pelo tráfego de dados que utilizam uma frequência maior que os sinais de voz. Dentre as tecnologias de acesso à Internet em banda larga que utilizam a rede telefônica de fios de cobre, destaca-se a ADSL (*Asymmetrical Digital Subscriber Line*) [1] cujo nome refere-se à diferença entre largura de banda utilizada para transmissão e recepção de dados entre a central telefônica e o assinante. Essa tecnologia, que pertence à família DSL (*Digital Subscriber Line*), utiliza uma banda frequência de aproximadamente $1,1MHz$ e pode alcançar taxas de transmissão de dados da ordem de $6Mbits/s$ no sentido da central telefônica para a casa do assinante [2]. Entretanto, muitos fatores influenciam para que essas taxas de dados sejam alcançadas, como por exemplo, nível de ruído e interferência externa na linha (linhas vizinhas e/ou outros serviços que compartilham a linha), estado (físico e elétrico) da linha, distância entre o usuário e a central telefônica e a densidade espectral de potência (PSD - *Power Spectral Density*) do modem do assinante que determina a quantidade de potência que o modem injeta na linha em cada tom de frequência. Existe um grande interesse, por parte das operadoras de serviços DSL, em caracterizar a linha telefônica de forma a garantir a qualidade do serviço fornecido ao assinante. Várias universidades trabalham em cooperação com as operadoras com o objetivo de desenvolver metodologias, baseadas em simulações computacionais e dados provenientes de medições, para a caracterização da linha telefônica e/ou gerenciamento do espectro utilizado pelo serviço. Dentre as técnicas de caracterização da linha telefônica, existem técnicas que utilizam à análise de variáveis no domínio da frequência e outras que utilizam o domínio do tempo.

As metodologias que utilizam o domínio do tempo para análise, bem como a reflectometria no domínio do tempo (TDR - *Time Domain Reflectometry*) que consiste na transmissão de um sinal de teste através da linha de transmissão e na análise do sinal refletido proveniente de descasamento de impedância (descontinuidades de impedância) na linha [3]. O TDR pode fornecer resultados com boa exatidão (dispersão dos resultados em torno de uma média [4, 5]) para a caracterização da linha. Entretanto, o TDR torna-se incapaz de caracterizar uma linha imersa em ruído pois este degrada o sinal de teste que dificulta a sua detecção e/ou pode apresentar uma exatidão ruim no caso de linhas curtas ($\leq 200m$).

Em virtude destas dificuldades que o TDR apresenta em caracterizar as linhas telefônicas sob certas condições, o presente trabalho está direcionado no desenvolvimento de metodologias para a análise de linhas telefônicas no domínio do tempo que apresente boa exatidão para linhas curtas, mesmo na presença de ruído. Esta análise no domínio do tempo é feita através do uso de técnicas de TDR que utilizam conceitos de espalhamento espectral para a definição do sinal de teste. Considerando que existem muitas variações dentro da técnica de TDR, onde a maior diferença resume-se as características e ao tipo de sinal de teste utilizado durante o teste. O tipo e as características desse sinal estão ligados à natureza de cada aplicação. O objetivo principal deste trabalho é de utilizar uma técnica de reflectometria no tempo que utiliza seqüências pseudo-ruído (PN - *Pseudo-Noise*) como sinal de teste, capaz de apresentar excelente resultado ($erro \leq 1\%$).

1.1 Proposta e Contribuições do Trabalho

As técnicas de reflectometria no domínio do tempo (TDR) diferenciam-se basicamente pelo tipo do sinal utilizado no teste que podem ser sinais do tipo: pulso retangular, senoidal e seqüências aleatórias.

Para tanto, esta dissertação aborda uma técnica de reflectometria no domínio do tempo (TDR) que utiliza conceitos de espalhamento espectral e seqüências pseudo-aleatórias. Inicialmente, a técnica de reflectometria que será abordada é aquela que utiliza um sinal de teste do tipo seqüência pseudo-ruído. Essa técnica é denominada de reflectometria no domínio do tempo por seqüência pseudo-ruído (*STDR - Sequence Time Domain Reflectometry*). Posteriormente, a técnica abordada será aquela que utiliza como sinal de teste uma seqüência pseudo-ruído modulada em fase. Essa técnica é denominada de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (*SSTDR - Spread Spectrum Time Domain Reflectometry*).

O objetivo das técnicas de reflectometria no domínio do tempo é detectar reflexões no sinal de teste que representam à presença de descasamentos de impedância na linha sob

análise. Porém, cada técnica tem um erro e uma incerteza associados com a localização dos descasamentos de impedância que, no caso das linhas telefônicas, podem ser mudanças de bitola na linha, circuito aberto, circuito fechado e derivações. Adicionalmente, o nível de ruído presente na linha é um fator limitante do uso da técnica, que em muitos casos, impossibilita a localização dos descasamentos devido à degradação do sinal de teste após a transmissão.

Portanto, o objetivo do presente trabalho é gerar uma técnica de reflectometria no domínio do tempo que possibilite a análise de linhas telefônicas com melhor exatidão (menor erro e incerteza), associada à localização de descasamentos de impedância (mudança de bitola, circuito aberto, circuito fechado e derivação), quando comparada aos resultados provenientes de técnicas tradicionais de reflectometria.

Para tanto, esta dissertação apresenta as seguintes contribuições:

- Implementação das técnicas STDR e SSTDR para análise de linhas telefônicas.
- Técnica de reflectometria no tempo (STDR e SSTDR) que proporciona melhores resultados (menor erro e melhor exatidão), para cálculo do comprimento total da linha telefônica e localização de descasamentos de impedância na linha, comparados aos resultados provenientes das técnicas tradicionais de reflectometria.
- Técnica de reflectometria no tempo (STDR e SSTDR) que possibilita a análise da linha telefônica mesmo na presença de ruído gaussiano de alta intensidade.
- Adicionalmente, esta dissertação contribui na especificação de um aparato de medição para a realização dos testes de STDR e SSTDR em cabos telefônicos reais.

1.2 Estrutura do Trabalho

Para o bom entendimento e descrição do trabalho desenvolvido, esta dissertação foi estruturada da seguinte forma:

- Capítulo 2 aborda conceitos da modelagem matemática de linhas telefônicas e de modulação por espalhamento espectral. Na modelagem matemática da linha telefônica, a representação em quadripolos e as principais variáveis monitoradas no trabalho são apresentadas;
- Capítulo 3 aborda a técnica de reflectometria no domínio do tempo utilizando espalhamento espectral. Além do mais, cada parâmetro (como tipo de seqüência,

freqüência, amplitude, comprimento da seqüência, etc) que determina o desempenho e a exatidão da técnica é discutido e definido matematicamente;

- Capítulo 4 apresenta e discute os resultados obtidos provenientes de simulações computacionais bem como os parâmetros do STDR, SSTDR e do TDR utilizados nos testes comparativos;
- Capítulo 5 apresenta e discute os resultados baseados em medição de impedância de entrada da linha. Dessa forma, o trabalho apresenta os resultados em linhas reais eliminando assim os erros de modelagem da linha telefônica;
- Capítulo 6 apresenta as considerações finais e conclusões. Adicionalmente, as contribuições e as proposta para trabalhos futuros são apresentadas.

Capítulo 2

Linha Telefônica e Espalhamento Espectral

2.1 Introdução

A infra-estrutura da rede telefônica existente utilizada para transportar o serviço DSL encontra-se, na maioria dos casos, em condições inadequadas para o bom desempenho dessa tecnologia. Isso se deve ao fato de que essa estrutura foi projetada inicialmente para suportar apenas os serviços de voz. Entretanto, com o surgimento da tecnologia DSL, novos desafios surgiram para viabilizar a utilização da infra-estrutura telefônica existente para o serviço de acesso à Internet em banda larga. Dessa forma, técnicas que envolvem medição e modelagem matemática da linha telefônica surgiram ao longo do tempo com o intuito de avaliar as potencialidades do enlace telefônico do assinante para o transporte do serviço DSL. portanto, este capítulo faz uma breve citação dos principais conceitos relacionados à modelagem matemática de uma linha telefônica de par trançado, pois o foco principal do trabalho está relacionado a descrição e especificação das técnicas de reflectometria, e introduz os conceitos de modulação por espalhamento espectral e seqüências pseudo-ruído. Tal discussão se faz necessária para o bom entendimento das técnicas de reflectometria no domínio do tempo que utilizam conceitos de espalhamento espectral. Para tanto, o capítulo é organizado como segue. Na secção 2.2 é apresentado os conceitos relevantes sobre a linha telefônica. As variáveis de interesse da linha telefônica, que serão analisadas dentro do contexto de reflectometria no tempo, são discutidas na secção 2.3. A secção 2.4 apresenta o modelo de linha telefônica utilizado nas ferramentas de simulação enquanto que os conceitos de modulação por espalhamento espectral estão descritos na secção 2.5.

2.2 Linha Telefônica de Par Trançado

A linha telefônica de par trançado (enlace telefônico) pode ser vista como sendo uma linha de transmissão. Desta forma, a solução das equações de Maxwell para linhas de transmissão, que descrevem a forma como as ondas eletromagnéticas propagam ao longo da linha, podem ser aplicadas para o caso de linhas telefônicas considerando as restrições de frequência do sinal e características da linha como: material isolante, condutor, bitola, distância entre condutores e comprimento da linha. Na literatura, existe uma grande variedade de publicações em revista e livros sobre electromagnetismo que descrevem e apresentam as soluções para as equações de Maxwell para as linhas de transmissão [6]. Em [7, 8, 9] são apresentados as soluções para o caso de uma linha telefônica de par trançado.

Ainda dentro do contexto da modelagem, as linhas telefônicas podem ser analisadas como sendo uma composição de elementos infinitesimais de uma linha de transmissão formada por quatro variáveis dependentes da frequência como mostra a Figura 2.1. Essas variáveis são conhecidas como *parâmetros primários* de uma linha telefônica e representam à resistência série (r) por unidade de comprimento (Ω/m), a capacitância em paralelo (c) por unidade de comprimento (F/m), a indutância série (l) por unidade de comprimento (H/m) e a condutância em paralelo (g) por unidade de comprimento (S/m).

Em [6, 10] pode ser encontrada a análise da influência dos parâmetros primários no comportamento da tensão e corrente na entrada e na saída da linha de transmissão bem como as variações nos parâmetros primários impostas por mudanças na estrutura física e elétrica da linha.

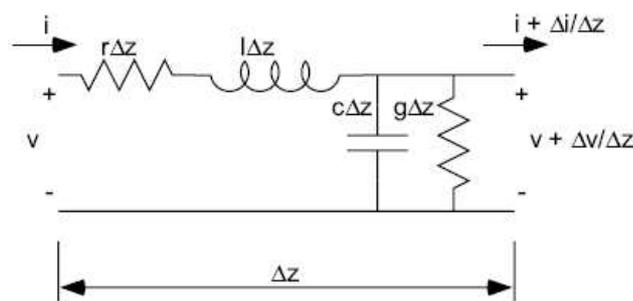


Figura 2.1: Segmento infinitesimal de uma linha de transmissão.

Em [11], os parâmetros primários da linha telefônica são obtidos por algoritmos que utilizam dados provenientes de medições e interpolação na frequência. Quatro equações são apresentadas para cada parâmetro primário de cabos de diferentes configurações de bitola e tipo de material isolante.

As relações que envolvem os sinais de tensão e corrente que se propagam ao longo da linha são descritas pelos parâmetros secundários da linha. São dois os parâmetros secundários da linha, denominados de *constante de propagação* ($\gamma(j\omega)$) e *impedância característica* ($Z_0(j\omega)$) e estão definidos nas equações (2.1) e (2.2), respectivamente.

$$\gamma(j\omega) = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.1)$$

$$Z_0(j\omega) = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (2.2)$$

Onde:

- α e β são as constantes de atenuação e fase da linha, respectivamente;
- V_0^+ e I_0^+ representam as ondas de tensão e corrente no sentido positivo e V_0^- e I_0^- são as ondas de tensão e corrente no sentido negativo;
- ω é frequência angular em radianos por segundo;
- $RLCG$ são os parâmetros primários da linha.

Em [6, 10] é apresentada a formulação matemática dos parâmetros secundários de uma linha telefônica.

Uma maneira prática e comum de modelar matematicamente uma linha de transmissão é utilizar a representação em Quadripolo [6, 10]. Nessa representação, o circuito elétrico da Figura 2.1 pode ser abstraído pela “caixa preta” mostrada na Figura 2.2, dependentes de quatro parâmetros denominados de $ABCD$. Esses parâmetros dependem da frequência e formam uma matriz chamada de *Transmissão* ou *matriz ABCD*.

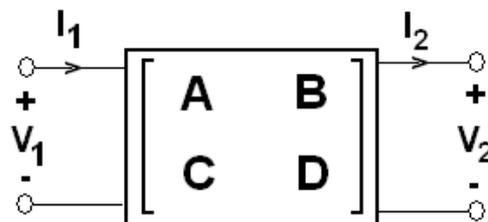


Figura 2.2: Representação em Quadripolo da linha telefônica.

Considerando-se que um circuito elétrico normalmente tem uma porta de entrada e uma porta de saída, uma seção de linha telefônica de par trançado (enlace telefônico) também

tem uma porta de entrada e uma porta de saída. Dessa forma, a função de transferência de um enlace telefônico de par trançado pode ser determinada pela relação entre saída e entrada da tensão ou corrente no quadripolo. Na Figura 2.2, V_1 e I_1 são a tensão e a corrente na porta de entrada (porta 1) do quadripolo respectivamente, ao passo que V_2 e I_2 são a tensão e a corrente na porta de saída (porta 2) do quadripolo respectivamente. Os parâmetros ABCD da linha são dependentes da frequência e podem ser definidos em função dos parâmetros secundários, impedância característica e constante de propagação. Em [12], o leitor pode consultar uma propriedade muito interessante relacionada a simetria da matriz ABCD, em função da impedância da carga e da fonte, para linhas telefônicas.

Geralmente, uma linha telefônica usada para o transporte de serviços DSL apresenta mais de um tipo de cabo com característica de bitola e material (isolante e condutor) diferentes. Essas diferenças implicam em impedâncias características diferentes que por sua vez resultam em matrizes ABCD diferentes. Como resultado, a linha pode então ser representada por um cascadeamento de segmentos de linha, cada segmento representado por sua matriz ABCD ou de transmissão. Dessa forma, a representação em quadripolos da linha possibilita que a linha telefônica seja analisada por completo através do resultado da multiplicação (cascadeamento) de todos os segmentos da linha.

2.3 Variáveis de Interesse na Linha Telefônica

Dentro do estudo das linhas telefônicas, faz-se necessário definir as principais variáveis que serão monitoradas no presente trabalho. Dentre as variáveis existentes, as mais importantes são: impedância de entrada Z_{in} , tensão de entrada V_{in} e coeficiente de reflexão ρ .

2.3.1 Impedância de Entrada

A impedância de entrada, em função da frequência complexa $s = j\omega$, de uma linha telefônica terminada com uma carga Z_L é definida como segue abaixo.

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{A(s) + \frac{B(s)}{Z_L}}{C(s) + \frac{D(s)}{Z_L}} \quad (2.3)$$

Onde $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$, e $D(s)$ são os parâmetros da matriz ABCD da linha em função da frequência. Em [7, 8, 9] encontra-se a formulação matemática da impedância de entrada de uma linha telefônica.

2.3.2 Tensão de entrada

Quando uma linha telefônica é conectada a uma fonte de tensão na porta de entrada, uma tensão é gerada nessa porta. Essa tensão pode ser obtida através da divisão de tensão entre a fonte e a impedância de entrada da linha. A tensão na entrada da linha é, então, definida como segue.

$$V_1(j\omega) = \frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s) + Z_S} \cdot V_S \quad (2.4)$$

Onde:

- V_S é a tensão da fonte de sinal;
- Z_S é a impedância da fonte de sinal;
- Z_{in} é a impedância de entrada da linha telefônica definida na equação (2.3).

A equação (2.4) define o conceito básico de reflectometria no domínio do tempo. Para realizar um teste de reflectometria no domínio do tempo, basta fazer uso das ferramentas de transformada de Fourier para que a análise seja feita no domínio do tempo. A transformada inversa de Fourier aplicada a (2.4) define o forma de onda do sinal na entrada da porta da linha.

2.3.3 Coeficiente de reflexão

Sempre que um sinal viajante encontra uma mudança ou descasamento (descontinuidade) de impedância, parte desse sinal é refletido de volta para o transmissor. A parcela do sinal que é refletido de volta é dado pelo coeficiente de reflexão ρ definido como:

$$\rho(j\omega) = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.5)$$

Onde Z_2 e Z_1 são as impedâncias após e antes da descontinuidade respectivamente. O coeficiente de reflexão é definido com a razão entre o sinal refletido e o sinal incidente e, geralmente, é função da frequência complexa $s = j\omega$. Para uma leitura mais profunda, consulte [6, 10].

2.4 Modelo de Linha

Na literatura existe uma grande variedade de modelos de linha que podem ser implementados em ferramentas de simulação ou até mesmo em simuladores de linha para análise de desempenho de equipamentos como o modem ou DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*) dentro dos laboratórios. O emprego de um determinado modelo depende da natureza da aplicação, como exemplo, a banda de frequência do sinal utilizada para análise. Dentro do contexto de reflectometria no domínio do tempo, um modelo de linha precisa apresentar uma resposta consistente e realística ao impulso no domínio do tempo [13].

Em [14], o leitor pode encontrar uma boa análise comparativa dos principais modelos de linhas existentes atualmente que são empregados por diversas entidades de padronização, fabricantes e pesquisadores. Nessa análise comparativa, os modelos de linha são classificados em três grupos: físicos, heurísticos e rotacionais. No primeiro grupo, a linha de transmissão é modelada levando em consideração as características física e elétrica dos componentes da linha. No segundo grupo, os modelos de linha apresentados são classificados como heurísticos e apresentam inconsistências para o cálculo da resposta impulsiva. O último grupo envolve os modelos que são baseados em funções rotacionais que são bem flexíveis e apresentam boa exatidão, mas não são flexíveis para aplicações em reflectometria. Em [14], um novo modelo de linha VUB (*Vrije Universiteit Brussel*), classificado como modelo físico, é introduzido e comparado com os demais modelos. Dessa comparação, o modelo VUB apresentou os melhores resultados para análise no domínio do tempo. Em [15] é apresentada uma metodologia para obtenção da função de transferência da linha telefônica, a partir de medições do parâmetro de espalhamento, com base no modelo de linha VUB.

No presente trabalho, o objetivo principal é analisar uma linha telefônica no domínio do tempo, dessa forma, optou-se, baseado nos resultados obtidos em [13, 14], por adotar o modelo de linha VUB nas ferramentas de simulação para representar as características elétricas de uma linha telefônica.

Para a caracterização da linha, o modelo VUB calcula o produto da constante de propagação γ e o comprimento l da linha como uma função da frequência $s = j\omega$; para isso, quatro parâmetros independentes são definidos: a_1 , a_2 , a_3 e a_4 .

$$\gamma l = \sqrt{Z_S l y_p} = \sqrt{a_4 s^4 + a_1 s \sqrt{-s} J_0 / J_1 + a_1 a_3 s^2 \Psi / 2} \quad (2.6)$$

Onde:

- y_p é impedância em paralelo da linha;

- J são as funções de Bessel complexas do primeiro tipo e ordem i , $J_i = J_i(a_3\sqrt{-s})$;
- a_1 , a_2 e a_3 são parâmetros físicos e magnéticos da linha;
- a_4 parâmetro que define a exatidão do modelo.

A função Ψ é uma função auxiliar dependente da frequência s e dos parâmetros a_2 e a_3 como segue.

$$\Psi = \frac{S_1(u)}{a_2(1 + S_2(u)) + \frac{J_0 a_3 \sqrt{-s}}{J_2 a_3 \sqrt{-s}}} \quad (2.7)$$

Onde:

$$S_1(u) = 1 - \frac{4u}{1 - u^2} \quad (2.8)$$

$$S_2(u) = \frac{8u(1 + u^2)}{(1 - u)^2(1 + u)^2} \quad (2.9)$$

$$u = \left(\frac{D}{2b}\right)^2 \quad (2.10)$$

Na equação (2.10), D e b representam a separação entre os condutores de cobre e o raio do material dielétrico do cabo, respectivamente. A impedância característica Z_0 é representada como segue e adiciona o parâmetro a_5 do modelo que depende da geometria (comprimento, bitola e separação entre os condutores) do cabo e da permissividade ε do dielétrico.

$$Z_0 = \frac{\gamma l}{y_p l} = \frac{\left(\sqrt{a_4 s^4 + a_1 s \sqrt{-s} J_0 / J_1 + a_1 a_3 s^2 \Psi / 2}\right)}{s a_5} \quad (2.11)$$

Sendo assim, é possível definir os parâmetros ABCD da linha e conseqüentemente a impedância de entrada da linha Z_{in} [16].

2.5 Modulação por Espalhamento Espectral

A principal vantagem em usar um sistema de comunicação por espalhamento espectral é a sua habilidade em estabelecer a comunicação mesmo quando o canal apresenta um nível de interferência elevado. Essa interferência pode ser tanto involuntária, como é o caso quando múltiplos usuários compartilham o mesmo canal para transmissão, como intencional, como é

o caso quando um usuário prejudica na comunicação de um outro usuário. Outra vantagem importante nesse tipo de sistema está relacionado com o nível de segurança que é imposto durante a transmissão devido ao uso de seqüências pseudo-aleatórias, no transmissor e no receptor, que mascaram o sinal digital [17, 18].

A técnica de espalhamento espectral consiste em codificar e modificar o sinal de informação executando o espalhamento do espectro em frequência. O sinal espalhado ocupa uma banda maior que o original e possui baixa densidade de potência e portanto, baixa relação sinal ruído.

As principais aplicações para o uso do espalhamento espectral incluem as comunicações na área militar e civil. Em aplicações militares, o uso do espalhamento espectral proporciona resistência à interferência hostil e dificulta a interceptação do sinal por um receptor mal intencionado. Em aplicações civis, o espalhamento espectral possibilita que múltiplos usuários utilizem o mesmo canal para se comunicar, como é o caso da comunicação por múltiplo acesso [19]. Localização de faltas em cabos dentro de aeronaves, [20, 21, 22], e análise de linha transmissão, [23, 24], também são aplicações importantes da modulação por espalhamento espectral.

Os elementos básicos de um sistema por espalhamento espectral estão ilustrados na Figura 2.3, retirada de [19]. Pode-se observar que o codificador de canal, modulador e o demodulador são os elementos básicos do sistema de comunicação. Adicionalmente, um sistema por espalhamento espectral emprega dois geradores idênticos de uma seqüência pseudo-aleatória (PN - *Pseudo-Noise*), um na interface do modulador no transmissor e o outro na interface com o demodulador no receptor.

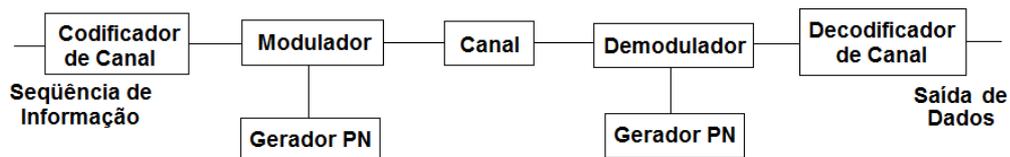


Figura 2.3: Modelo de um sistema por espalhamento espectral.

Esses dois geradores produzem uma seqüência PN binária (0 ou 1) que é usada para espalhar o espectro do sinal transmitido na frequência do modulador e fazer o processo inverso no sinal recebido no demodulador.

Vale ressaltar que a seqüência PN no transmissor deve trabalhar em perfeito sincronismo com a seqüência no receptor para que o processo inverso do espalhamento espectral seja feito de maneira correta.

Dois tipos de modulação digital são utilizados em conjunto com o espalhamento espectral, a PSK (*Phase Shift Keying*) e FSK (*Frequency Shift Keying*). Quando a modulação PSK é utilizada em sistemas por espalhamento espectral, esse sistema é denominado por seqüência direta (DSSS - *Direct Sequence Spread Spectrum*) ao passo que o uso da modulação FSK define o sistema por espalhamento espectral por salto em freqüência (FHSS - *Frequency Hop Spread Spectrum*) [25]. Esse trabalho não discute os sistemas FHSS, pois, a maioria das aplicações em reflectometria por espalhamento espectral utiliza apenas os sistemas DSSS. Supondo que $d(t)$ seja a seqüência de dados (com largura de banda R), e $s(t)$ seja a seqüência PN (largura de banda W), a modulação por espalhamento espectral é obtida aplicando-se a seqüência de dados $d(t)$ e a seqüência PN $s(t)$ a um modulador produto. Portanto, se a seqüência de dados é faixa estreita (R) comparada a seqüência PN que é faixa larga (W), o sinal $m(t)$ resultante do produto terá um espectro semelhante ao sinal faixa larga ($\approx W$) da seqüência PN [17].

No lado do receptor, o sinal recebido $s'(t)$ então consistirá do sinal transmitido $m(t) = d(t)s(t)$ através do canal $h(t)$ adicionado a uma interferência $i(t)$, ou seja:

$$\begin{aligned} s'(t) &= m(t) \otimes h(t) + i(t) \\ &= [s(t)d(t)] \otimes h(t) + i(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Onde \otimes representa a convolução.

Para reconstruir o sinal de dados original $d(t)$ no receptor, o sinal recebido $s'(t)$ é aplicado a um demodulador que consiste em um multiplicador seguido por um integrador, e um dispositivo de decisão. Ao multiplicador é aplicado o sinal recebido $s'(t)$ e uma seqüência PN gerada localmente no receptor que por sua vez é uma réplica da seqüência PN gerada no transmissor. Assumindo que o receptor trabalhe em perfeito sincronismo com o transmissor, a saída do multiplicador no receptor é então dada por

$$\begin{aligned} z(t) &= s(t)s'(t) \\ &= s(t)^2 d(t) \otimes h(t) + s(t)i(t) \\ &= d(t) \otimes h(t) + s(t)i(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde $s(t)^2 = 1$ devido a seqüência PN assumir ± 1 , como visto na Figura 2.4 retirada de [17].

Portanto, de (2.13), é visto que o sinal de dados $d(t)$ é reproduzido na saída do multiplicador no receptor, exceto pelo fator da interferência $i(t)s(t)$. Aplicando-se a saída do

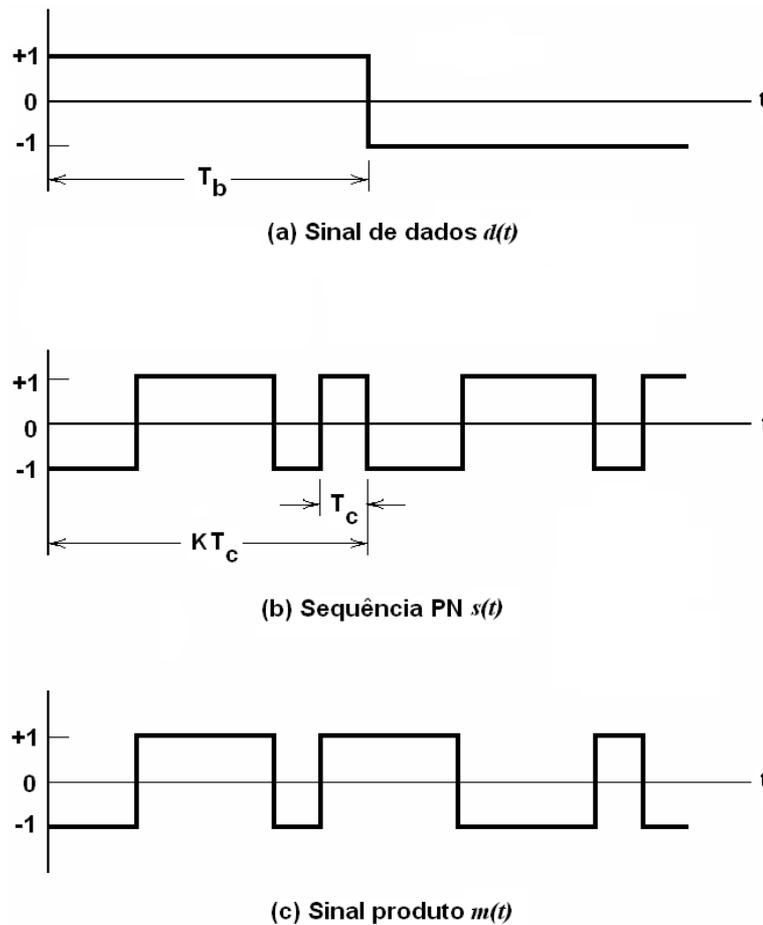


Figura 2.4: Ilustração das formas de onda.

multiplicador a um filtro com largura de banda suficiente para acomodar o sinal de dados $d(t)$ reconstituído mais os efeitos do canal $h(t)$, a maior parte da potência da componente aleatória $i(t)s(t)$ será filtrada. Esse processo de filtragem está discutido adiante na subseção 2.5.2. O leitor pode consultar as referências [17], [19] e [25] como leituras introdutórias aos sistemas por espalhamento espectral, e em [26], [18], e [27] encontram-se alguns artigos tutoriais.

2.5.1 Sequências PN

Uma sequência PN (*Pseudo-Noise*) é uma sequência de dígitos 1's e 0's cuja função de auto correlação tem propriedades similares às propriedades do ruído branco. A sequência PN binária mais conhecida é a sequência do tipo *Maximum-Length Shift-Register* (ou simplesmente ML). As sequências ML têm um comprimento igual a $K = 2^m - 1$ bits e é obtida através de um registrador de m estágios com realimentação linear. A sequência é periódica com o período

K ; cada período tem uma seqüência de 2^{m-1} de uns e $2^{m-1} - 1$ de zeros [19].

No espalhamento espectral por seqüência direta, a seqüência binária com elementos $\{0, 1\}$ é mapeada a correspondente seqüência bipolar $s(t)$ com elementos $\{-1, 1\}$.

O período da forma de onda $s(t)$ é

$$T_b = KT_C \quad (2.14)$$

onde:

- T_C é o intervalo entre símbolos, normalmente chamado intervalo de chip;
- T_b é o intervalo de bit no sinal de informação;
- K é o comprimento da seqüência ML, tal como ilustrado na Figura 2.4.(b).

A relação entre o intervalo de bit $T_b = 1/R$ (R é a largura de banda da informação) e o intervalo de chip $T_C = 1/W$ (W é a largura de banda da seqüência PN) é normalmente um valor inteiro em sistemas práticos de espalhamento espectral. Ou seja,

$$L_C = \frac{T_S}{T_C} = \frac{W}{R} \quad (2.15)$$

onde L_C é o numero inteiro de chips da seqüência PN $s(t)$ por bit de informação, normalmente referido por *Ganho de Processamento* [19]. Portanto, o ganho de processamento pode ser obtido diretamente do comprimento da seqüência PN ($T_C = K$) ou pela relação entre as bandas de freqüência como mostrado na equação (2.15). A secção 9.2.1 de [19] descreve, em profundidade, esta relação e os efeitos do processo inverso do espalhamento espectral no receptor, onde a potência do sinal interferente é reduzida por uma quantidade igual ao ganho de processamento.

2.5.2 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta

Dentre os sistemas de comunicação que utilizam modulação por espalhamento espectral, o presente trabalho discute os sistemas que utilizam espalhamento espectral por seqüência direta (DSSS - *Direct-Sequence Spread Spectrum*). Em aplicações que envolvem reflectometria por espalhamento espectral, normalmente usa-se o conceito DSSS por que a modulação por espalhamento espectral é utilizada em conjunto com a modulação PSK [20].

A DSSS usa modulação PSK, como visto na Figura 2.5 retirado de [20]. O transmissor, primeiramente, converte o sinal de informação binária b_n em uma forma de onda bipolar $s(t)$

(que assume valores $+1$ e -1). O primeiro estágio consiste em um modulador que realiza o produto do sinal de informação $d(t)$ e a seqüência PN $s(t)$ (espalhamento espectral) resultando o sinal $m(t) = d(t)s(t)$ como explicado anteriormente.

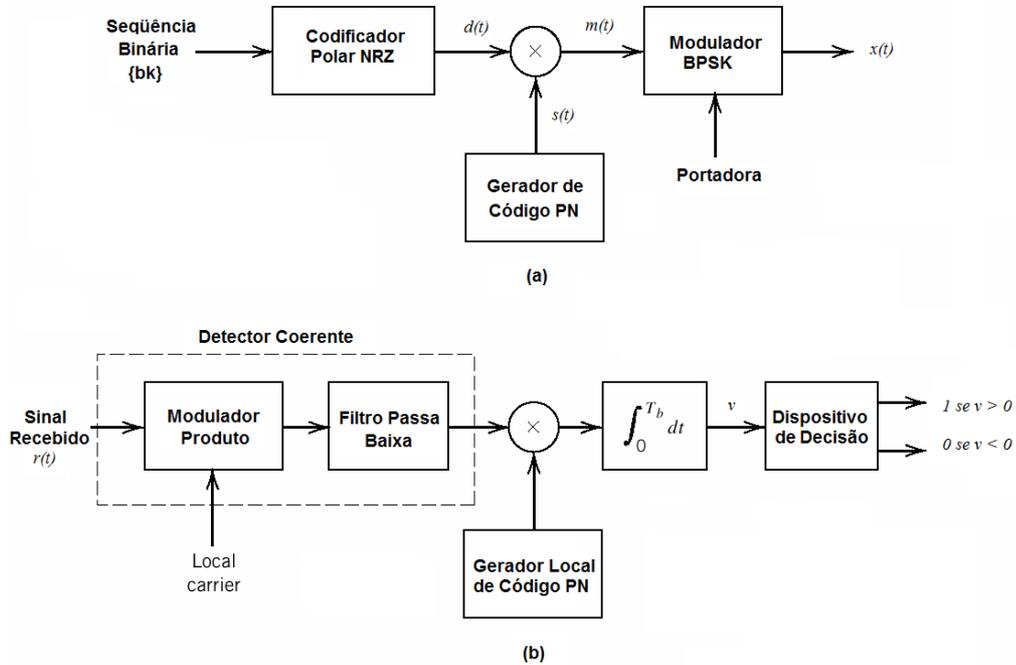


Figura 2.5: Modelo de um sistema por espalhamento espectral por seqüência direta.

O segundo estágio da modulação no transmissor consiste em um modulador PSK que gera o sinal a ser transmitido $x(t)$ conforme a equação (2.16).

$$x(t) = A_c m(t) \cos 2\pi f_c t \quad (2.16)$$

onde $A_c \cos 2\pi f_c t$ é a portadora com amplitude A_c e freqüência f_c . Em [20] são abordados os efeitos da variação da freqüência da portadora usada na modulação PSK sobre a função de auto correlação do sinal transmitido.

Como $m(t) = d(t)s(t) = \pm 1$ para qualquer t , o sinal modulado $x(t)$ pode ser expresso por

$$x(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \Theta(t)) \quad (2.17)$$

onde $\Theta(t)$ representa a modulação por fase (PSK) do sinal $x(t)$ e assume um dos valores, 0 ou π ; $\Theta(t) = 0$ quando o sinal $m(t) = 1$ e $\Theta(t) = \pi$ quando o sinal $m(t) = -1$.

O receptor na Figura 2.5 consiste de uma modulação em dois estágios. Primeiramente, o sinal recebido $r(t)$ e a portadora gerada localmente são aplicados ao modulador produto seguido por um filtro passa baixas, cuja a largura de banda é aproximadamente igual ao do sinal original $m(t)$ ($\approx W$). Esse estágio do processo de demodulação reverte a modulação PSK aplicada ao sinal $x(t)$. O segundo estágio executa o processo inverso do espalhamento, multiplicando a saída do filtro passa baixas por uma réplica da seqüência PN $s(t)$, utilizada no transmissor, como definido em (2.13), seguido por um integrador dentro do intervalo de bit ($T_b = KT_C$) da informação (para filtrar o termo interferente $s(t)i(t)$ visto em (2.13)) e finalmente por um dispositivo de decisão.

2.6 Considerações Finais

Nesse capítulo foram discutidos os principais conceitos relacionados às ferramentas matemáticas utilizadas para a representação de uma linha telefônica de par trançado bem como as variáveis que serão analisadas no trabalho nos capítulos seguintes. Adicionalmente, conceitos de modulação por espalhamento espectral e seqüências pseudo-aleatórias foram brevemente discutidos.

No capítulo seguinte, as técnicas de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (SSTDR) e por seqüência aleatória (STDR) serão definidas bem como os parâmetros que controlam a exatidão e o desempenho das técnicas serão analisados.

Capítulo 3

Reflectometria no Domínio do Tempo por Espalhamento Espectral e por Seqüência Pseudo-Aleatória

3.1 Introdução

O presente capítulo tem como objetivo a descrição da metodologia de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (SSTD) e por seqüência pseudo-aleatória (STDR) bem como a especificação dos parâmetros utilizados na implementação das mesmas.

Primeiramente, a secção 3.2 apresenta o estado da arte envolvendo as principais aplicações do espalhamento espectral em reflectometria. Em seguida, a secção 3.3 define o problema que o presente trabalho confronta. Finalmente, as secções 3.4 e 3.5 discutem os principais pontos referentes aos parâmetros para a implementação em código ¹ da metodologia de reflectometria no tempo por espalhamento espectral.

3.2 Estado da Arte

Existe um grande interesse, por parte das operadoras de serviços DSL, em caracterizar a linha telefônica de forma a garantir a qualidade do serviço fornecido ao assinante. Várias universidades trabalham em cooperação com as operadoras com o objetivo de desenvolver

¹Usando *Matlab*

metodologias, baseadas em simulações computacionais e dados provenientes de medições, para a caracterização da linha telefônica e/ou gerenciamento do espectro utilizado pelo serviço. Dentre as técnicas de caracterização da linha telefônica, existem técnicas que utilizam a análise de variáveis no domínio da frequência e outras que utilizam o domínio do tempo.

Dentre as metodologias que utilizam o domínio do tempo para análise, destaca-se o TDR (Time Domain Reflectometry) que consiste na transmissão de um sinal de teste, geralmente um pulso retangular de curta duração, através da linha de transmissão e na análise do sinal refletido proveniente de descasamento de impedância (descontinuidades de impedância) na linha. O TDR pode fornecer resultados com boa exatidão para a caracterização da linha. Entretanto, pode ser incapaz de caracterizar uma linha na presença de ruído ou sinal interferente, que nesse caso, pode ser o próprio sinal DSL. Esses sinais na linha telefônica degradam o sinal de teste dificultando a sua detecção, e/ou pode apresentar uma exatidão ruim quando aplicado às linhas curtas ($\leq 200m$).

O grande objetivo das pesquisas que envolvem TDR é gerar uma curva com a forma de onda no tempo do sinal de teste, após a sua transmissão ao longo da linha, que forneça a localização com boa exatidão ($\leq 1\%$) dos descasamentos de impedância provocados por circuito aberto/fechado, derivação e mudança de bitola nos cabos presentes na linha.

Essa forma de onda do sinal de teste, após transmissão, é definida como a transformada inversa de Fourier do sinal $V_1(j\omega)$ definido na equação (2.4) e repetida abaixo por conveniência. O sinal $V_1(j\omega)$ pode também ser interpretado como o sinal na porta de entrada da linha tomando-se como base a representação em quadripolo da linha telefônica.

$$V_1(j\omega) = \frac{Z_{in}(j\omega)}{Z_{in}(j\omega) + Z_S} \cdot V_S(j\omega) \quad (3.1)$$

Na equação (3.1), Z_S é a impedância da fonte de sinal, $V_S(j\omega)$ é o sinal de teste da fonte e $Z_{in}(j\omega)$ é a impedância de entrada da linha telefônica definida de acordo com a expressão (3.2)

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{A(j\omega) + \frac{B(j\omega)}{Z_L}}{C(j\omega) + \frac{D(j\omega)}{Z_L}} \quad (3.2)$$

onde Z_L é a impedância da carga e $ABCD$ são os parâmetros da matriz de transmissão da linha telefônica. Dessa forma, os descasamentos de impedância presentes na curva de TDR, representadas pelos pontos de reflexão, podem ser mapeados para a distância que os localizam como segue.

$$D = \frac{1}{2} \cdot t_{iv} \cdot v \quad (3.3)$$

Onde:

- D representa a localização do descasamento de impedância em metros;
- t_{iv} representa o tempo total em segundos (ida e volta) que o sinal de teste encontra o descasamento;
- v é a velocidade de propagação, em metros por segundo, do sinal de teste.

A velocidade v é aproximadamente de $2/3 \cdot c$ (dois terços da velocidade da luz), e substituindo esse valor ($v = 2/3 \cdot c$) na equação (3.3), essa expressão reduz-se a $D = 100t$.

As principais metodologias de TDR aplicadas às linhas telefônicas envolvem o processamento da forma de onda, definida na expressão (3.1), com o objetivo de detectar com melhor exatidão o ponto real que representa a localização do descasamento de impedância. Esse processamento se faz necessário para eliminar ou tentar reduzir o decaimento que o sinal sofre ao percorrer a linha, pois, esse decaimento dificulta a detecção da reflexão que localiza o descasamento de impedância. Em [3] encontra-se uma boa solução que procura processar a forma de onda do TDR com o objetivo de reduzir o decaimento do sinal e melhorar a detecção de reflexões provenientes de mudança de bitolas dos cabos em linhas telefônicas. Nesse trabalho, apenas uma mudança é considerada. Em [28] encontra-se uma extensão desse trabalho para o caso de um número maior de mudanças de bitola e em [29] a obtenção da topologia ² da linha telefônica é encontrada a partir do processamento da forma de onda do TDR.

Além do mais, essas aplicações de TDR em linhas telefônicas envolvem o processamento da forma de onda, para obtenção de informações da linha, como comprimento total da linha e localização dos descasamentos de impedância, geralmente sem a presença de ruído e qualquer sinal interferente até mesmo o próprio DSL presente na linha sob teste.

Uma técnica de reflectometria que utiliza conceitos de espalhamento espectral publicada em [30] é empregada para a manutenção da fiação interna de aeronaves. A técnica denominada de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (SSTD - *Spread Spectrum Time Domain Reflectometry*) usa como sinal de teste um sinal pseudo-aleatória (PN - *Pseudo-Noise*) que possibilita a realização da reflectometria em cabos mesmo na presença de ruído e sinais interferentes que nesse caso são os sinais utilizados pelos próprios serviços

²Termo usado para descrever a estrutura física da linha telefônica. Geralmente, a topologia informa o comprimento total da linha, a bitola dos cabos e os tipos, serial ou derivação, de segmentos.

internos dos aviões. Em [21] está a descrição analítica da técnica, a representação matemática dos sinais de testes e interferentes bem como a descrição dos parâmetros que controlam a exatidão e o desempenho do método como: o tipo de código usado para gerar o sinal de teste, a frequência do sinal, a densidade espectral de potência (PSD - *Power Spectral Density*) do sinal, a relação sinal ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*) e a função de auto-correlação do sinal. Em [20] é apresentado uma aplicação de sensores que executam a técnica para a localização de falhas em linhas ativas dentro de aeronaves e em [31] está a descrição do desenvolvimento de sensores em circuito integrado.

Dentre as aplicações que abordam a reflectometria no domínio do tempo por seqüência pseudo-aleatória (STDR - *Sequence Time Domain Reflectometry*) aplicadas a linhas telefônicas, destacam-se [23] e [32]. Em [23] está a descrição de um instrumento de medição que executa o STDR em linhas telefônicas inativas (sem a presença de qualquer sinal interferente, sinal ADSL ou telefônico) e em [32] esta descrita a implementação de uma ferramenta de medição (SELT - *Single Ended Line Testing*)³ integrada ao modem DSL que usa sinais por espalhamento espectral como sinais de testes.

É importante enfatizar que ambas as aplicações de STDR e SSTDR mencionadas anteriormente usam metodologias específicas para a obtenção do sinal de teste (tipo e especificação das seqüências PN) e adicionalmente a curva de TDR (tipo de correlação). Nas secções que seguem, será discutida a especificação das seqüências PN utilizadas bem como a função de correlação usada para a obtenção das curvas STDR e SSTDR.

3.3 Definição do Problema

Durante o teste de TDR em linhas telefônicas que utilizam o serviço DSL, deve-se desativar essas linhas para não introduzir erros no resultado das medições, causando transtorno ao assinante do serviço. Adicionalmente, a realização de um teste de TDR na linha de um determinado usuário pode causar distúrbios ou interferências (*crosstalk*⁴) nas linhas de outros usuários prejudicando assim a boa operação do serviço DSL ou, até mesmo, o resultado de testes de reflectometria nessas linhas. Um outro problema inerente a esse tipo de teste, refere-se à necessidade de produzir pulsos retangulares com uma variedade muito grande de amplitude e duração, pois cada tipo de linha requer um tipo específico de sinal (duração e amplitude). Isto equivale à necessidade do equipamento de teste ter de transmitir e receber sinais em faixa dinâmica muito larga. Portanto, este tipo de necessidade torna questionável e dificulta

³Teste na linha telefônica realizado em apenas um lado, geralmente no lado central telefônica.

⁴Interferência entre os usuários vizinhos.

a possibilidade de integrar esse tipo de transceptor em um modem DSL.

As técnicas de reflectometria no tempo fornecem exatidão ruim para a localização de falhas e cálculo do comprimento total da linha na presença de ruído. Além do mais, não possibilitam a sua aplicação em linhas que estejam transportando serviços DSL.

Portanto, o problema principal confrontado no presente trabalho é desenvolver uma técnica de reflectometria flexível (aplicada a uma grande variedade de linhas telefônicas) que forneça uma curva de TDR com informação suficiente para a localização com boa exatidão das reflexões provenientes de descasamentos de impedância e que possibilite a caracterização com boa exatidão da linha, mesmo na presença de ruído.

3.4 Solução Proposta

A solução proposta pelo presente trabalho para o problema descrito anteriormente é a especificação das técnicas de reflectometria por espalhamento espectral (SSTDR) e por seqüência pseudo-aleatória (STDR) que utiliza como sinal de teste um sinal PN para aplicação em linhas telefônicas com elevado nível de ruído.

Como dito anteriormente, essa técnica de reflectometria consiste em utilizar uma seqüência PN como sinal de teste. A seqüência PN $s(t)$ é definida como segue,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot p(t - nT_C) \quad (3.4)$$

onde:

- a_n é a amplitude do sinal (exemplo $\pm 1V$);
- $p(t)$ é um pulso retangular de duração T_C ;

Este sinal é transmitido ao longo da linha e a sua reflexão $s'(t)$ pode ser definida como a transformada inversa de Fourier do sinal $V_1(j\omega)$, definido na equação (3.1), quando o sinal $V_S(j\omega)$ é igual a $s(t)$. Matematicamente, tem-se.

$$s'(t) = \mathcal{F}^{-1} \{V_1(j\omega)\} = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{in}(j\omega)}{Z_{in}(j\omega) + Z_S} \right\} \otimes s(t) \quad (3.5)$$

Onde,

$$h_{eco}(t) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{in}(j\omega)}{Z_{in}(j\omega) + Z_S} \right\} \quad (3.6)$$

Nas equações anteriores, \mathcal{F} significa transformada de Fourier (onde utilizou-se o algoritmo IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*), $h_{eco}(t)$ representa a resposta impulsiva do eco e \otimes representa a convolução temporal.

Para obter a curva de TDR, determina-se a correlação cruzada $R_{SS'}(\tau)$ entre o sinal transmitido $s(t + \tau)$ e o sinal recebido $s'(t)$, isto é:

$$R_{SS'}(\tau) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} s'(t) s(t + \tau) dt \quad (3.7)$$

onde $T_S = KT_C$ representa a duração total da seqüência pseudo-aleatória de comprimento K bits e duração T_C em segundos.

3.5 STDR x SSTDR: Implementação

A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos que sintetiza a técnica de reflectometria por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-aleatória.

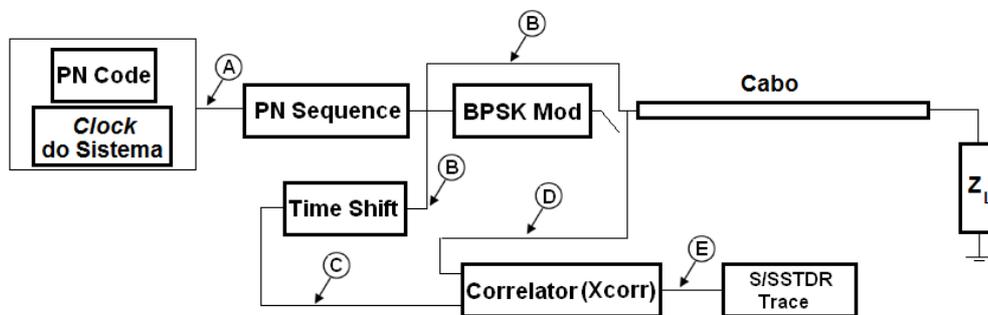


Figura 3.1: Diagrama de blocos para os testes de reflectometria por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-aleatória.

De acordo com a Figura 3.1, após a geração da seqüência pseudo-aleatória no bloco *PN Code*, indicado no *ponto A*, esse código passa pelo bloco *PN Sequence* que mapeia para uma forma de onda bipolar com valores de amplitude de tensão e com duração T_C de cada pulso determinados de acordo com as especificações do problema. Esse sinal, indicado pelo *ponto B* (definido na equação (3.4)), é injetado na linha telefônica. O mesmo sinal passa por um bloco chamado *Time Shift* para ser atrasado no tempo, indicado em *C* ($s(t + \tau)$ na equação

(3.7)). O sinal refletido, equação (3.5), proveniente do cabo e formado pelas reflexões devido aos descasamentos de impedância mais as contribuições de ruído e interferências, indicado no *ponto D*, é aplicado ao bloco *Correlator* (X_{corr}) juntamente com a cópia atrasada do sinal transmitido, *ponto C*. Os dados da correlação cruzada entre esses sinais, indicado no *ponto E*, são aplicados ao bloco *S/SSTDR Trace* para obtenção da curva de TDR por espalhamento espectral (SSTDR) e por seqüência pseudo-aleatória (STDR).

O bloco *BPSK Mod* da Figura 3.1 define o tipo de teste a ser realizado, SSTDR ou STDR. Para o teste de TDR por seqüência pseudo-aleatória, a seqüência PN em banda base é injetada diretamente no cabo telefônico. Entretanto, para o teste de TDR por espalhamento espectral, a seqüência PN é primeiramente modulada em fase (BPSK - Binary Phase Shift Keying) e em seguida injetada no cabo telefônico. A cópia atrasada do sinal, no *ponto C*, também sofre o mesmo tipo de modulação. A diferença entre as duas técnicas se deve basicamente ao tipo de interferência presente na linha. O STDR é aplicado com mais eficiência em linhas com ruídos que apresentam características espectrais em faixa larga (ruído branco) ao passo que o SSTDR é aplicado com melhor eficiência em linhas na presença de ruído com características em faixa estreita, como por exemplo, os sinais ADSL ($W \approx 1,1MHz$) [30].

Nas subsecções seguintes, a discussão estará direcionada para a definição da seqüência PN utilizada na implementação do S/SSTDR, o tipo de correlação, a obtenção do sinal $s(t+\tau)$ e a metodologia para a diminuição dos efeitos do ruído nas técnicas de reflectometria STDR e SSTDR.

3.5.1 Seqüências Pseudo-Aleatórias

Dependendo do tipo de aplicação, o tipo de seqüência PN pode ser um fator determinantes ou não no uso da técnica de reflectometria por espalhamento espectral. Para definir o tipo de seqüência PN que melhor se aplica a uma determinada aplicação de reflectometria por espalhamento espectral, muitos fatores podem ser levados em consideração. Correlação, implementação em código, implementação em hardware e tempo de processamento são alguns dos fatores que podem ser levados em consideração para a escolha do tipo de código a ser empregado.

A idéia básica do S/SSTDR é usar um sinal com função de auto correlação suficientemente estreita, semelhante a um delta de Dyrac, ao invés de usar um sinal de curta duração (pulso de alta freqüência). No presente trabalho, a melhor seqüência PN deve apresentar uma função de auto correlação com o lóbulo principal de alta amplitude e curta duração, e sem a presença de lóbulos secundários para evitar o surgimento de falsas reflexões na

curva de TDR. Vale ressaltar que para esse tipo de aplicação em linhas telefônicas, o teste de reflectometria será realizado em apenas uma linha isoladamente, ou seja, apesar de existirem várias linhas em um único *binder*, apenas uma será testada por vez.

A subsecção 2.5.1 discutiu essencialmente as seqüências PN do tipo ML (ML - Maximal Length) que tem comprimento dado por $K = 2^m - 1$, onde m é o comprimento do registrador. Esse tipo de seqüência apresenta boas características de auto correlação, ou seja, apresenta apenas um lóbulo principal. Entretanto, quando esse tipo de seqüência é transmitida ao longo da linha, os efeitos do canal acabam por prejudicar as propriedades de correlação cruzada dificultando assim a eficiência do teste de reflectometria.

Para solucionar esse problema, o presente trabalho propõe a utilização de seqüências complementares primeiramente proposto por Golay ⁵. Uma seqüência A , de comprimento K , é dita complementar de B , de comprimento K , se a soma de suas funções de auto correlação for igual a uma função de auto correlação de amplitude máxima igual a $2K$ (lóbulo principal) na origem e zero fora. Matematicamente, tem-se.

$$A(t) \oplus A(t) + B(t) \oplus B(t) = 2KC_k \quad (3.8)$$

Onde,

$$C_k = \begin{cases} 1, & \text{se } k = 0; \\ 0, & \text{se } k \neq 0. \end{cases} \quad (3.9)$$

Na equação (3.8), o sinal \oplus significa auto correlação, K é comprimento das seqüências e C_k assume valor 1 na origem e zero fora. Um par de seqüências complementares de Golay é obtido da forma apresentada na equação (3.10)

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \ O \ B \\ A \ O \ \bar{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AOB \ O \ (AO\bar{B}) \\ AOB \ O \ (\overline{AO\bar{B}}) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

onde A e B representam um bit cada, O representa a operação concatenação de funções e \bar{B} significa complementar de B .

Nas Figuras 3.2.(a) e 3.2.(b) estão representadas as formas de onda de duas seqüências complementares A e B , de comprimento $K = 32$ e amplitude igual a $\pm 1V$. Na Figura 3.2.(a) está representado o sinal em banda base usado no STDTR e na Figura 3.2.(b) está representado o sinal em banda passante usado no SSTDR com freqüência da portadora igual a freqüência

⁵As propriedades desses códigos podem ser consultados em [33]

da seqüência PN. Nas Figuras 3.3.(a) e 3.3.(b) estão representadas as suas respectivas funções de auto correlação, denominadas de *Correlação A* e *Correlação B*, normalizadas. *Correlação C* é a função de auto correlação resultante da soma das funções *A* e *B*.

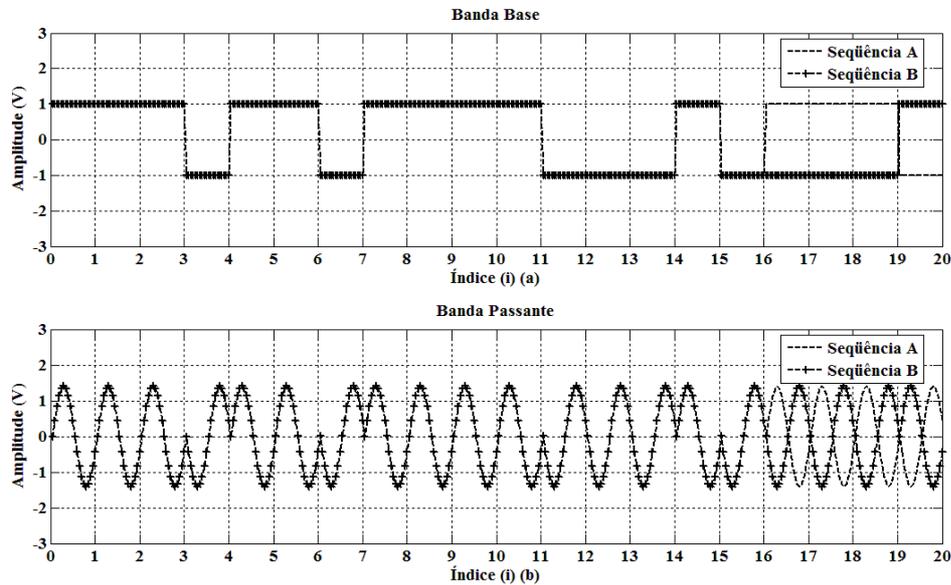


Figura 3.2: (a) Formas de onda em banda base para duas seqüências complementares *A* e *B* (usadas no STDR). (b) Formas de onda em banda passante para as seqüências complementares *A* e *B* (usadas no SSTDR).

Para efeitos de comparação, o resultado de uma simulação de STDR está representado na Figura 3.4, onde foi usado seqüências ML (comprimento $K = 127$) e complementares de Golay (comprimento $K = 128$), para uma linha telefônica com comprimento de $200m$, bitola $0,40mm$, terminada em circuito aberto e sem a presença de ruído. Além do teste de STDR, realizou-se também um teste de TDR tradicional usando um pulso retangular de amplitude $2V$ e duração de $250ns$. Pela análise visual das curvas e do uso da equação (3.3), percebe-se que o teste de STDR utilizando ambos as seqüências PN apresentou o mesmo resultado para o cálculo do comprimento da linha (comprimento igual a $200,7m$ com erro absoluto de $70cm$). Entretanto, a presença de falsas reflexões na curva do STDR com seqüências ML mostra que esse tipo de código pode falhar na detecção de reflexões fracas provenientes de discontinuidades de impedância distantes ou de mudança de bitola. A partir desse resultado, percebe-se a vantagem em usar seqüências complementares de Golay para teste de reflectometria por espalhamento espectral em linhas telefônicas.

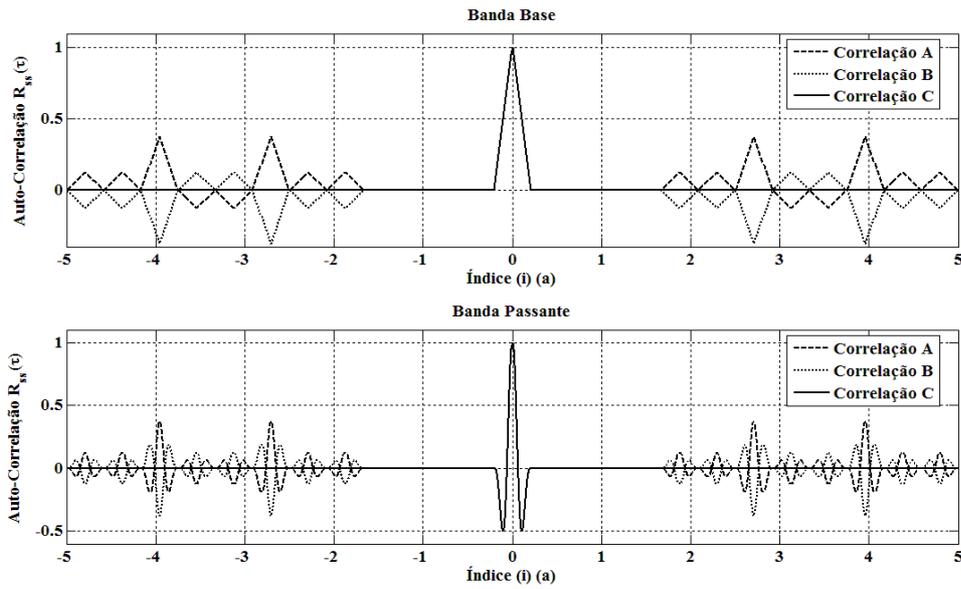


Figura 3.3: (a) Funções de auto correlação normalizadas das seqüências *A* e *B* (banda base). (b) Funções de auto correlação normalizadas das *A* e *B* (banda passante). A curva *Correlação C* é obtida através da soma de *A* e *B*.

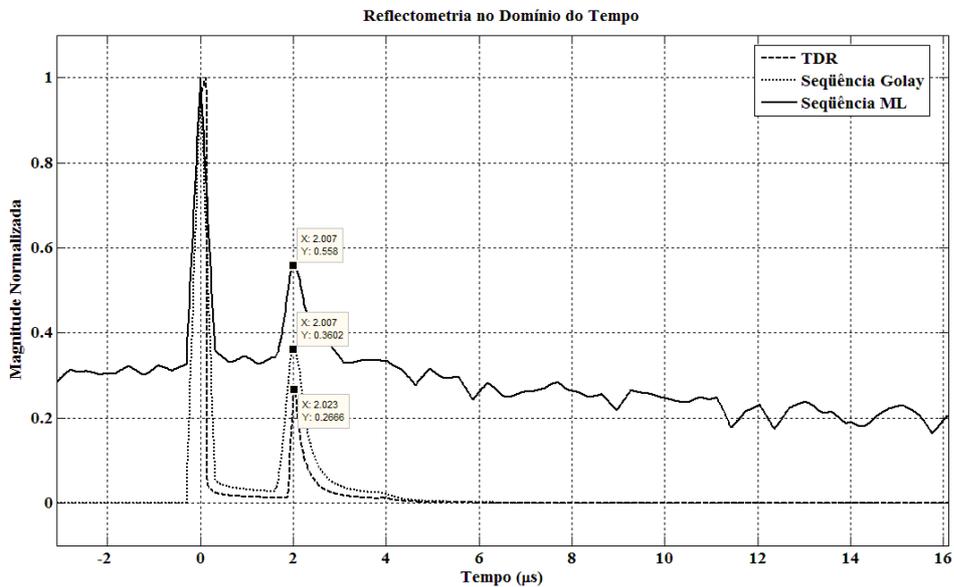


Figura 3.4: Resultado para os testes de TDR tradicional e STDR usando seqüências ML e complementares de Golay em uma linha telefônica de 200m/0,40mm.

3.5.2 Correlação

O S/SSTDR pode ser executado usando dois tipos de sinal de teste. O primeiro método, Método por Auto Correlação (MAC), utiliza como sinal de teste uma função de auto correlação. Neste caso, a seqüência PN é usada apenas para obter a função de auto correlação com as características desejadas (vide subsecção 3.5.1). Este método é muito simples de ser implementado em código, entretanto, a sua implementação em hardware limita a sua aplicação para testes em linhas telefônicas usando um modem DSL. Isso se deve ao fato de que esse tipo de teste necessita de alto recurso de processamento para transmitir e receber sinais semelhantes a um impulso.

O segundo método, Método por Correlação Cruzada (MCC), consiste em utilizar a seqüência PN como sinal de teste a ser transmitido ao longo da linha. Após a transmissão, a seqüência PN recebida é correlacionada com uma cópia atrasada da seqüência transmitida como explicado anteriormente.

3.5.2.1 Método por Auto Correlação (MAC)

Este método de executar o S/SSTDR usa uma função de auto correlação como sinal de teste. Este sinal é transmitido ao longo da linha e, dessa forma, a curva de TDR é obtida através da convolução entre a resposta impulsiva do eco $h_{eco}(t)$ da linha (equação e a função de auto correlação da seqüência PN. Na Figura 3.5 está representado o diagrama de blocos para S/SSTDR através do Método por Auto Correlação (MAC).

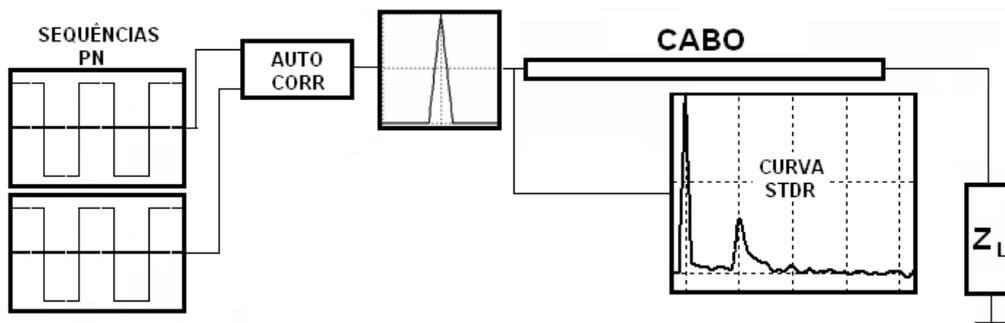


Figura 3.5: Método por Auto Correlação (MAC).

Matematicamente, a curva de TDR é obtida como segue:

$$\begin{aligned}
S/SSTDR_{MAC}(t) &= s(t) \oplus s'(t) \\
&= s(t) \oplus [s(t) \otimes h_{eco}(t)] \\
&= [s(t) \oplus s(t)] \otimes h(t)
\end{aligned} \tag{3.11}$$

onde \oplus representa a função de auto correlação, \otimes representa a temporal, $s(t)$ é seqüência PN transmitida, $s'(t)$ é a seqüência recebida ($s(t) \otimes h_{eco}(t)$) e $h_{eco}(t)$ representa a resposta impulsiva do eco.

A transmissão da função autocorrelação como sinal de teste é obtida calculando-se, através da propriedade associativa da convolução, a função de autocorrelação da seqüência PN antes da transmissão tal como indicado na Figura 3.11. Este método é bem simples de implementar em código, entretanto, apresenta um grau de dificuldade elevado para ser implementado em hardware, especialmente em um transceptor de um modem DSL devido aos recursos limitados de *hardware*.

3.5.2.2 Método por Correlação Cruzada (MCC)

Apesar de este método fornecer o mesmo resultado que o MAC em termos de exatidão, ele é relativamente simples para ser implementado em *hardware*, como exemplo, no transceptor de um modem DSL. Este método requer menos complexidade de *hardware* porque, transmitir uma seqüência de dados digital através da linha é mais simples que transmitir uma função de auto correlação semelhante a um impulso.

A implementação consiste, primeiramente, em gerar uma seqüência PN com as características discutidas em secções anteriores. Então, a seqüência $s(t)$ é injetada na linha como sinal de teste. O sinal refletido $s'(t)$ é então representado por meio da convolução temporal do sinal $s(t)$ com a resposta impulsiva do eco $h_{eco}(t)$. A obtenção da curva de TDR segue o mesmo raciocínio discutido na secção 3.4. A diferença básica entre os dois métodos vem do fato de que a correlação no MCC, executada após a transmissão, é a correlação cruzada, ao passo que, no MAC, tem-se a autocorrelação.

A Figura 3.6 representa o esquemático do MCC e na equação (3.12), o método é definido matematicamente.

$$\begin{aligned}
S/SSTDR_{MCC}(t) &= s(t + \tau) \oplus s'(t) \\
&= s(t + \tau) \oplus [s(t) \otimes h_{eco}(t)]
\end{aligned} \tag{3.12}$$

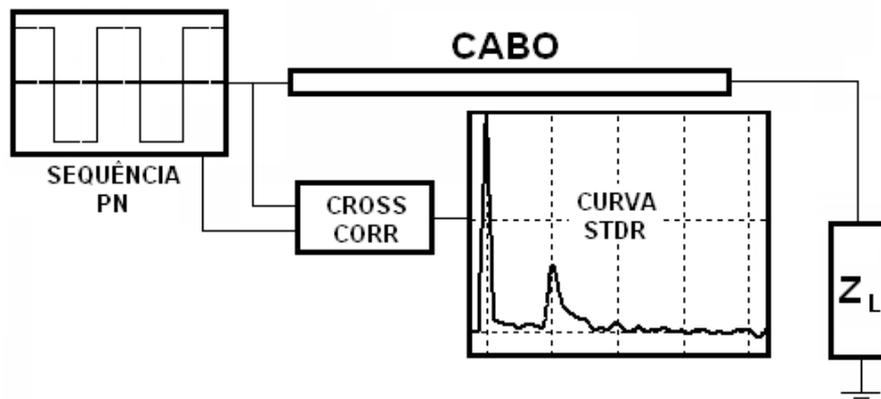


Figura 3.6: Método por Correlação Cruzada (MCC).

A equação (3.12) mostra que a curva de S/SSTDR é obtida através da correlação cruzada entre o sinal transmitido $s(t + \tau)$ e o sinal refletido $s'(t)$.

3.5.3 Modulação

Como dito anteriormente, o tipo de modulação usada para gerar o sinal SSTDR é a BPSK. Esse sinal é obtido através da multiplicação da sequência $s(t)$ com a portadora $\cos(2\pi f_c t)$ definida na secção 2.5.2, como segue.

$$x(t) = s(t) \cdot A_c \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (3.13)$$

No presente trabalho, a frequência da portadora f_c foi ajustada no mesmo valor da frequência $f = 1/T_C$ da sequência PN, como pode ser visto na Figura 3.2. Entretanto, a frequência da portadora pode assumir qualquer valor e tomando-se o cuidado com os efeitos dessa mudança nas características da função de auto correlação do sinal SSTDR. Em [30], o efeito da mudança da frequência da portadora é analisado para o estudo dos efeitos sobre a função de auto correlação. A partir dessa análise, conclui-se que quanto maior a frequência da portadora, $f_c \geq f$, o lóbulo principal da função de auto correlação perde o formato de um impulso assemelhando-se a um sinal de alta frequência modulado em amplitude.

3.5.4 Atraso no Tempo

Para obter a curva de TDR, proveniente de um teste de S/SSTDR, a correlação cruzada, definida na equação (3.7), deve ser executada corretamente. O sinal recebido $s'(t)$ contém os

efeitos de dispersão da linha e isso resulta em um sinal com maior duração no tempo. Em termos computacionais, o sinal $s'(t)$ é um vetor de valores com comprimento maior que o vetor que representa o sinal $s(t)$. Entretanto, para que a correlação seja feita computacionalmente, os dois sinais devem ter o mesmo comprimento vetorial.

Para resolver esse problema, um novo sinal deslocado no tempo, deve ser utilizado para a realização da correlação cruzada com o sinal recebido $s'(t)$. Computacionalmente, esse sinal pode ser da forma mostrada na equação(3.14)

$$s_A \{n\} = s \{n - \Phi\} \quad (3.14)$$

onde n é o índice que representa cada elemento do vetor e Φ é definido numericamente como a diferença entre o comprimento vetorial do sinal $s'(t)$ menos o comprimento do sinal $s(t)$.

3.5.5 Supressão de Ruído

A vantagem em usar o conceito de espalhamento espectral na técnica de reflectometria deve-se principalmente a imunidade ao ruído que a técnica possibilita. Entretanto, mesmo com o conceito de espalhamento espectral, em alguns casos a técnica de S/SSTDR torna-se incapaz de caracterizar a linha telefônica devido a forte intensidade de ruído que degrada completamente o sinal de teste.

Com o intuito de melhorar a resolução da curva de TDR e conseqüentemente a detecção das reflexões provenientes dos descasamentos de impedância, uma técnica conhecida como *averaging* foi incorporada a técnica de S/SSTDR para melhorar a relação sinal ruído (SNR) do sinal de teste. Esta técnica pode ser aplicada antes ou depois da correlação. Quando são usadas seqüências complementares $s_A(t)$ e $s_B(t)$, por exemplo, cada seqüência é injetada N vezes na linha telefônica. Portanto, tem-se N sinais recebidos $s'_A(t)$ e $s'_B(t)$. Como resultado, pode-se obter N curvas de correlação $R_{SS'}$ que finalmente podem ser somadas e tirado a média das curvas. Apesar de esse procedimento consumir um maior tempo de processamento para obtenção do resultado final, ele melhora consideravelmente a relação SNR e que possibilita o uso da técnica em linhas com elevado nível de ruído.

Matematicamente para o caso discreto, a curva de SSTDR pode ser obtida como segue:

$$\begin{aligned}
S/SSTDR(n) &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \left(s_{A,B}^{i'}(n) \oplus s_{A,B}^i(n - \Phi) \right) \\
&= \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} [s_{A,B}^i(k) h_{eco}(n - k) + n^i] \oplus s_{A,B}^i(n - \Phi) \right\} \\
&= \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} [s_A^i(k) h_{eco}(n - k) + n^i] \oplus s_A^i(n - \Phi) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [s_B^i(k) h_{eco}(n - k) + n^i] \oplus s_B^i(n - \Phi) \right\} \tag{3.15}
\end{aligned}$$

onde:

- N é o numero de repetições da técnica (fator de *averaging*);
- $s_{A,B}^i(n)$ é o par de seqüências PN que será transmitido;
- $s_{A,B}^{i'}(n)$ é o par de seqüências PN recebido;
- N é o número em que o processo de transmissão e recepção é repetido;
- $h_{eco}(n - k)$ representa o eco da resposta impulsiva;
- n representa o ruído;
- $s_{A,B}^i(n - \Phi)$ é a réplica, deslocada no tempo, dos sinais transmitidos.

3.6 Considerações Finais

O presente capítulo apresentou os principais conceitos das metodologias de reflectometria no tempo por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-aleatória, SSTDR e STDR respectivamente. Além dos conceitos básicos de cada metodologia, foram apresentados também os parâmetros que controlam o desempenho e a exatidão das técnicas de reflectometria; entre eles, destacam-se: o tipo de seqüência PN, a função de correlação e relação sinal ruído. Por fim, procurou-se detalhar cada parâmetro relacionado à implementação do SSTDR e STDR com o objetivo de facilitar o bom entendimento to trabalho. No Apêndice A, encontram-se disponíveis os códigos em *Matlab* que executam as técnicas SSTDR e STDR para linhas telefônicas na presença de ruído.

O próximo capítulo do trabalho apresenta e analisa os resultados obtidos de simulações computacionais usando o Matlab para fins de validação. Para efeitos de comparação, além dos testes com SSTDR e STDR, incluiu-se também testes com o TDR tradicional que usa um pulso retangular como sinal de teste.

Capítulo 4

Resultados Baseados em Simulações

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais, em ambiente Matlab, com o STDR, SSTDR e TDR sendo este último para efeitos de comparação. Primeiramente, na secção 4.2 é apresentado os parâmetros utilizados na definição dos testes. A secção 4.3 apresenta os tipos de linhas que serão testadas e a secção 4.4 apresenta e discute os resultados obtidos do STDR, SSTDR e TDR em linhas com e sem ruído.

4.2 Parâmetros da Simulação

Para a realização das simulações, primeiramente se define o tipo e as características da seqüência PN a ser usada. Como discutido anteriormente neste trabalho, foram usados duas seqüências complementares de Golay (A e B) de comprimento $K = 256$ bits. Essas seqüências foram especificadas com a duração $T_C = 0,24\mu s$ que resulta em uma freqüência $f = 1/T_C = 4,2MHz$. A amplitude a_n foi ajustada em $\pm 100mV$. Para o teste de TDR, o pulso retangular foi ajustado para uma duração de $100ns$ e amplitude de $1V$. Para testes com ruído, o fator de *averaging* N , definido na equação (3.15), foi ajustado para $N = 20$ e a variância do ruído foi ajustada para $\sigma^2 = 10^{-4}$ que proporciona uma relação sinal ruído de $18dB$. Por fim, a impedância da fonte de sinal foi definida em $Z_S = 115\Omega$ e a da carga foi deixada em circuito aberto ($Z_L = 10^{15}\Omega$). A Tabela 4.1 sumariza os parâmetros para os testes de reflectometria.

Tabela 4.1: Parâmetros usados nas simulações em Matlab para o STDR, SSTDR e TDR.

Parâmetro	Valor
Sequência PN	Complementares de Golay
Comprimento	$K = 256$
Frequência	$f = 4,2MHz$
Duração de chips	$T_C = 0,24\mu s$
Amplitude do sinal (STDR)	$a_n = 100mV$
Amplitude do sinal (TDR)	$amplitude = 1V$
Duração do sinal (TDR)	$largura = 100ns$
Fator de Averaging	$N = 20$
Variância do Ruído	$\sigma^2 = 10^{-4}$
SNR	$18dB$
Impedância da fonte	$Z_S = 115\Omega$
Impedância da carga	$Z_L = 10^{15}\Omega$

4.3 Topologia das Linhas Testadas

Para realização dos testes de reflectometria usando o TDR, o STDR e o SSTDR, utilizou-se três topologias básicas. A primeira topologia é formada por linhas telefônicas formadas por apenas um tipo de cabo com comprimentos variados de $25m$ até $200m$ e com bitola de $0,40mm$ e $0,50mm$. A segunda topologia envolve linhas que apresentam mudanças de bitola positiva ($\rho \geq 0$, de $0,50mm$ para $0,40mm$) e negativa ($\rho \leq 0$, de $0,40mm$ para $0,50mm$). O comprimento total dessa segunda topologia foi mantido constante em $200m$ variando-se apenas o comprimento de cada segmento de linha. A terceira topologia é formada por linhas que apresentam uma derivação de $50m$ de comprimento com mesma bitola da linha principal. A derivação tem a sua localização variando ao longo da linha. A Figura 4.1 ilustra os três tipos de topologias que serão testadas, onde $S1$ significa o primeiro segmento da topologia 2, $S2$ o segundo segmento da topologia 2, BT significa derivação (*bridged tap*) e Z_L é a impedância da carga.

A Tabela 4.2 mostra o valor do comprimento das linhas testadas para a topologia 1, a Tabela 4.3 mostra o comprimento e a bitola de cada segmento de linha para a topologia 2 e a Tabela 4.4 mostra a localização da derivação (BT) ao longo da linha para a topologia 3.

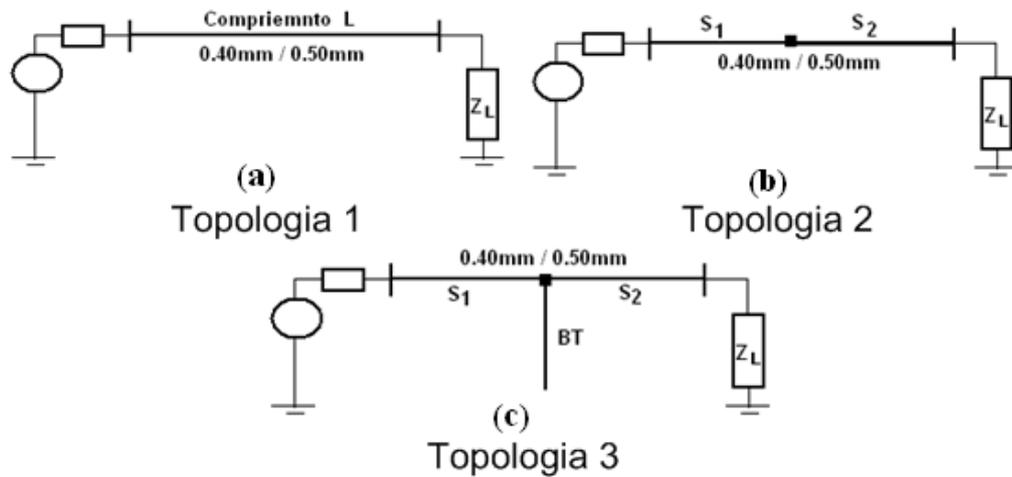


Figura 4.1: Topologias das linhas telefônicas para os testes de reflectometria no tempo. (a) Topologia 1. (b) Topologia 2. (c) Topologia 3.

Tabela 4.2: Comprimento total das seis linhas da topologia 1 que serão testadas com as técnicas de TDR, STDR e SSTDR.

Bitola	L1	L2	L3	L4	L5	L6
0,40 mm	25 m	50 m	75 m	100 m	150 m	200 m
0,50 mm	25 m	50 m	75 m	100 m	150 m	200 m

Tabela 4.3: Comprimento e bitola de cada segmento para as linhas da topologia 2. Essas topologias envolvem mudança de bitola, positiva e negativa.

Linha	S1 (Comprimento/Bitola)	S2 (Comprimento/Bitola)
L1	050 m / 0,40 mm	150 m / 0,50 mm
L2	100 m / 0,40 mm	100 m / 0,50 mm
L3	150 m / 0,40 mm	050 m / 0,50 mm
L4	050 m / 0,50 mm	150 m / 0,40 mm
L5	100 m / 0,50 mm	100 m / 0,40 mm
L6	150 m / 0,50 mm	050 m / 0,40 mm

Tabela 4.4: Localização da derivação (BT) ao longo da linha para a topologia 3.

Linha	S1 (Comprimento/Bitola)	BT (Bitola)	S2 (Comprimento/Bitola)
L1	050 m / 0,40 mm	0,40 mm	150 m / 0,40 mm
L2	100 m / 0,40 mm	0,40 mm	100 m / 0,40 mm
L3	150 m / 0,40 mm	0,40 mm	050 m / 0,40 mm
L4	050 m / 0,50 mm	0,50 mm	150 m / 0,50 mm
L5	100 m / 0,50 mm	0,50 mm	100 m / 0,50 mm
L6	150 m / 0,50 mm	0,50 mm	050 m / 0,50 mm

4.4 Resultados

4.4.1 Topologia 1

A Tabela 4.5 lista os resultados obtidos a partir das simulações computacionais do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 1, sem a presença de ruído. A primeira coluna lista o comprimento real da linha e a bitola, e as demais colunas listam os resultados calculados para o comprimento total da linha usando o TDR, STDR e SSTDR. Como pode ser visto na Tabela 4.5, o S/SSTDR apresentou os melhores resultados, com menor erro, para o cálculo do comprimento total das linhas telefônicas testadas, com bitola 0,40mm e 0,50mm e sem a presença de ruído, comparados aos resultados obtidos pelo TDR tradicional. Essa diferença evidencia-se principalmente para as linhas com comprimento menor que 100m. Vale ressaltar que o melhor resultado obtido pelo TDR tradicional foi para o caso da linha com comprimento de 200m e bitola 0,50mm, onde o TDR calculou o comprimento total em 201,1m (resultado igual ao obtido pelo STDR) sendo este melhor que o encontrado pelo SSTDR.

Tabela 4.5: Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 1 sem a presença de ruído.

Comprimento (m) / Bitola (mm)	TDR (m)	STDR (m)	SSTDR (m)
200 / 0,40	204,2	202,6	197,9
150 / 0,40	154,9	151,7	150,2
100 / 0,40	105,9	101,2	99,58
075 / 0,40	81,38	75,00	75,00
050 / 0,40	57,44	49,47	49,47
025 / 0,40	34,31	24,73	24,73
200 / 0,50	201,1	201,1	196,4
150 / 0,50	154,9	150,2	148,6
100 / 0,50	105,9	99,58	99,58
075 / 0,50	81,38	75,00	75,00
050 / 0,50	57,44	49,47	49,47
025 / 0,50	34,31	24,47	24,47

Para uma análise mais aprofundada do erro encontrado nos resultados discutidos anteriormente, definiu-se erro $e(\%)$, em %, como sendo: $e(\%) = 100 \cdot (V_{calculado} - V_{real})/V_{real}$. Dessa forma, a Figura 4.2 ilustra o erro, em %, no cálculo do comprimento total da linha em função do seu comprimento. Pela análise desta curva, é possível observar que os resultados obtidos pelo TDR apresentaram erros acima de 5% para o cálculo da comprimento total da linha na maior parte dos comprimentos testados. Exceto para o caso da linha com 200m e bitola 0,50mm, o TDR apresentou um erro de aproximadamente 0,5%.

As Figuras 4.3 e 4.4 mostram as curvas no domínio do tempo para os testes de reflectometria, sem a presença de ruído, para as linhas de 75m de comprimento com bitolas 0,40mm e 0,50mm, respectivamente. Nos gráficos, os cursores localizados manualmente em 0,75 μ s, obtidos pelo S/SSTDR, representam o comprimento total da linha em 75m, fazendo o uso da equação (3.3).

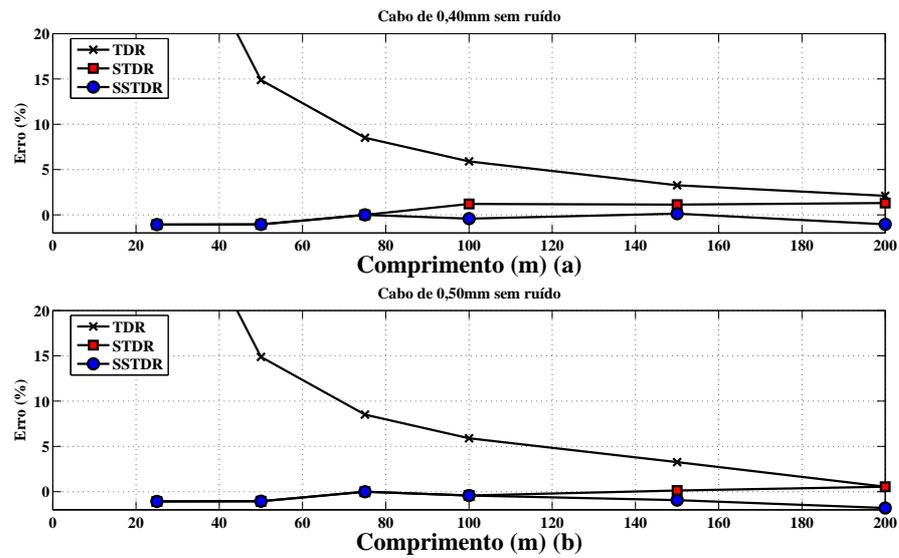


Figura 4.2: Curvas do *erro*, em %, em função do comprimento total da linha, para o caso das linhas da topologia 1 sem a presença do ruído. (a) Linhas com bitola 0,40mm. (b) Linhas com bitola 0,50mm.

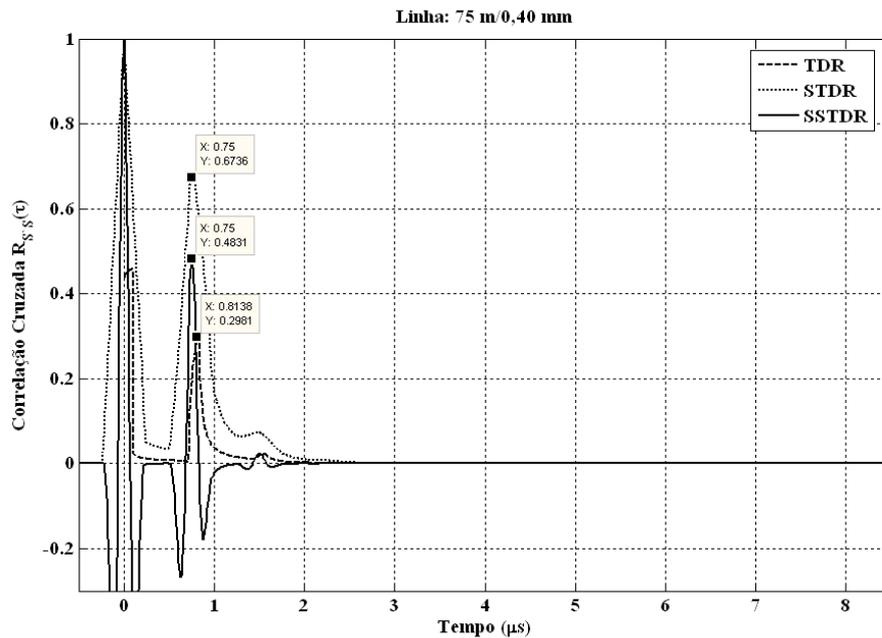


Figura 4.3: Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,40mm) sem ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m.

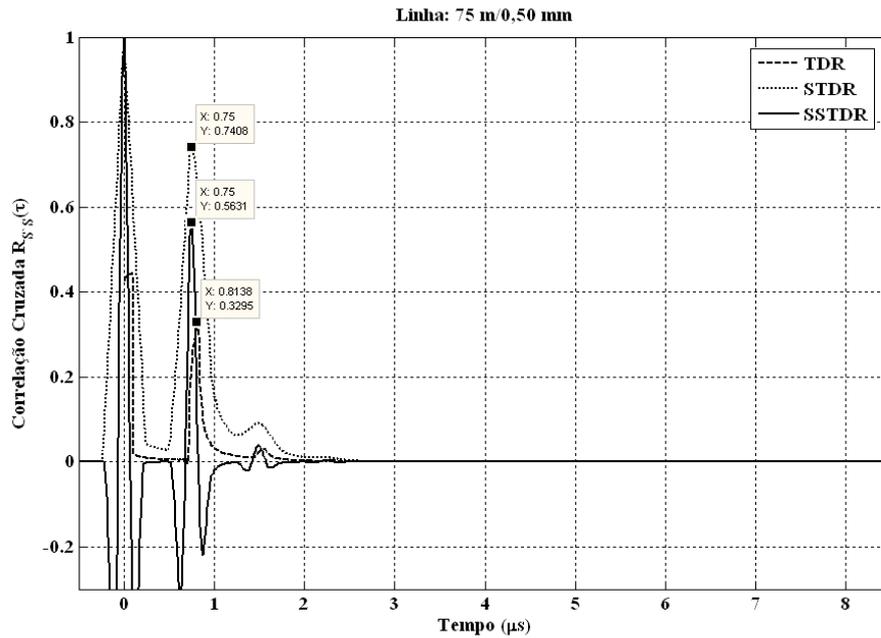


Figura 4.4: Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,50mm) sem ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m.

Para o caso com ruído AWGN, a Tabela 4.6 lista os resultados para o cálculo do comprimento total da linha, na presença de ruído, discutidos anteriormente. Similarmente ao caso sem ruído, o S/SSTDR apresentou os melhores resultados, com menor erro, para o cálculo do comprimento total das linhas telefônicas testadas, com bitola 0,40mm e 0,50mm na presença de ruído, comparados aos resultados obtidos pelo TDR tradicional. Esses resultados são apresentados na Tabela 4.6, onde a primeira coluna lista a topologia da linha sob teste, e as demais colunas listam os resultados obtidos, para o cálculo do comprimento total da linha, pelo TDR, STDR e SSTDR respectivamente. Vale ressaltar que os melhores resultados obtidos pelo TDR tradicional foram para os casos da linha com comprimento de 200m e bitolas 0,40mm e 0,50mm, onde o TDR calculou o comprimento total em 201,1m sendo este melhor, como menor erro associado, que o encontrado pelo SSTDR.

Adicionalmente, são apresentados as curvas dos erros, em % e na presença de ruído, obtidos pelos testes do TDR, STDR e SSTDR, em função do comprimento total nas Figuras 4.5.a e 4.5.b, para as linhas com bitola 0,40mm e 0,50mm respectivamente. Para as linhas com comprimento maior que 100m, o TDR tradicional obteve erros dentro do intervalo de $\pm 2\%$, sendo aproximadamente igual a 0,5% para a linha de comprimento igual a 200m. Para as linhas com comprimento menor ou igual a 75m, os erros obtidos pelos testes de STDR e SSTDR se mantiveram iguais e abaixo de $-1,5\%$.

Tabela 4.6: Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 1 na presença de ruído.

Comprimento (m) / Bitola (mm)	TDR (m)	STDR (m)	SSTDR (m)
200 / 0,40	201,1	202,6	197,9
150 / 0,40	152,4	150,8	147,7
100 / 0,40	105,9	99,58	101,2
075 / 0,40	81,38	75,00	75,00
050 / 0,40	57,44	49,47	49,47
025 / 0,40	34,04	24,47	24,47
200 / 0,50	201,1	199,5	197,9
150 / 0,50	152,4	150,8	147,7
100 / 0,50	104,3	99,58	99,58
075 / 0,50	81,38	75,00	75,00
050 / 0,50	57,44	49,47	49,47
025 / 0,50	34,04	24,47	24,47

As Figuras 4.6 e 4.7 mostram as curvas no domínio do tempo para os testes de reflectometria, na presença de ruído, para as linhas de 75m de comprimento com bitolas 0,40mm e 0,50mm, respectivamente. Nos gráficos, os cursores localizados em 0,75 μ s, obtidos pelos testes STDR e SSTDR, representam o comprimento total da linha calculado em 75m, fazendo o uso da equação (3.3) sendo que o TDR tradicional calculou o comprimento total em aproximadamente 81m (cursor localizado em 0,8138 μ s).

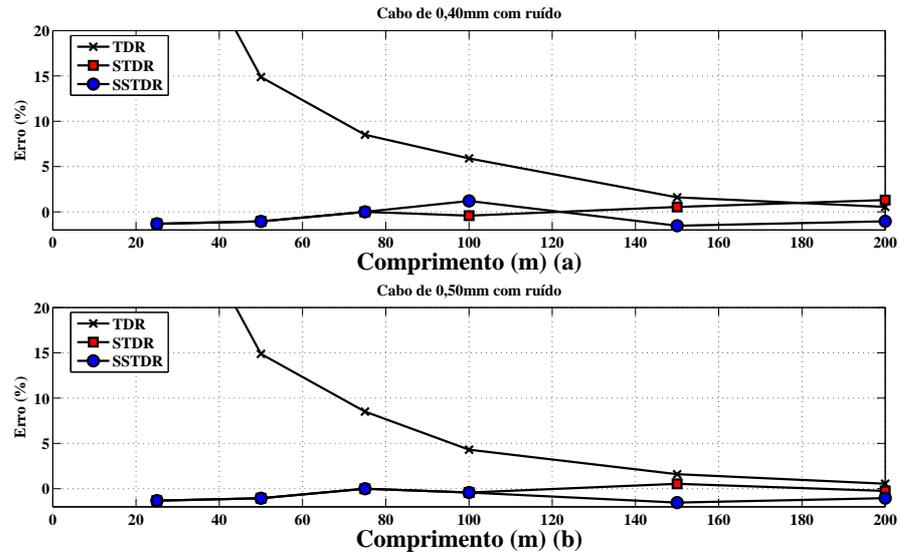


Figura 4.5: Curvas do *erro*, em %, em função do comprimento total da linha para o caso das linhas da topologia 1 na presença de ruído. (a) Linhas com bitola 0,40mm. (b) Linhas com bitola 0,50mm.

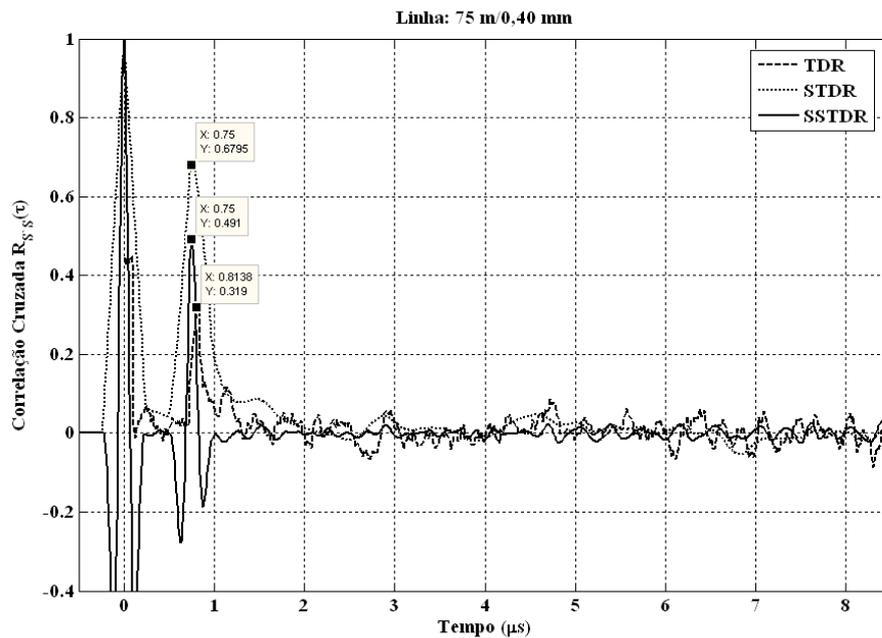


Figura 4.6: Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,40mm) com ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m.

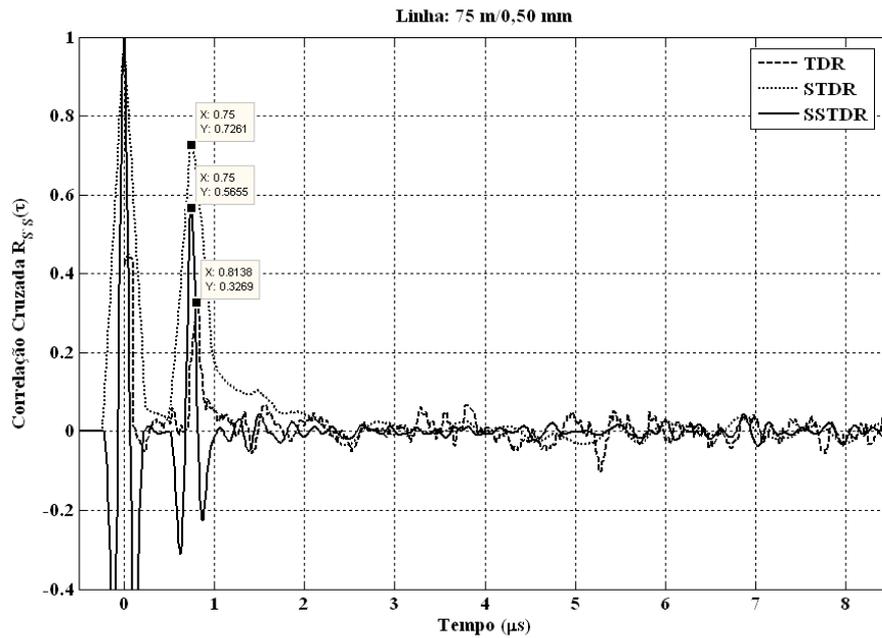


Figura 4.7: Resultado dos testes de reflectometria para a linha de 75m (bitola 0,50mm) com ruído. Comprimento total: TDR=81m, STDR=75m e SSTDR=75m.

4.4.2 Topologia 2

Os próximos resultados envolvem os testes de reflectometria no tempo em linhas com mais de um tipo de bitola (0,40mm e 0,50mm) de cabo. A Tabela 4.7 lista os resultados obtidos a partir das simulações computacionais do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 2, sem a presença de ruído, definidos na seção anterior. A primeira coluna lista o comprimento e a bitola dos dois segmentos de linha ($S1$ e $S2$), a segunda coluna mostra os resultados para as localizações das mudanças de bitolas (as primeiras três linhas com mudança negativa de 0,40mm para 0,50mm e as três últimas linhas com mudança positiva de 0,50mm para 0,40mm) e a terceira coluna lista os resultados para cálculo do comprimento total da linha usando TDR, STDR e SSTDR respectivamente.

Para a localização de mudança de bitola, ambas positiva e negativa, o SSTDR apresentou os melhores resultados comparados ao TDR e ao STDR. O erro absoluto ($|e(\%)|$) obtido pelo SSTDR, para a localização da mudança de bitola, ficou entre 0,53% e 1,53%, ao passo que o TDR ficou dentro da faixa de 2,6% a 13,1%. Para o cálculo do comprimento total da linha, o STDR apresentou os melhores resultados;

o TDR apresentou erro constante igual a 1,3%, o STDR apresentou erros próximos a 1% sendo no melhor caso igual a 0,5%, e o SSTDR apresentou erros aproximadamente iguais a -1% .

Tabela 4.7: Resultados do TDR, STDR e SSTDR, em metros, para as linhas da topologia 2 sem a presença de ruído.

S1 + S2	TDR	STDR	SSTDR	TDR	STDR	SSTDR
050m/0,40mm+150m/0,50mm	56,55	51,84	50,27	202,6	201,1	197,9
100m/0,40mm+100m/0,50mm	105,2	105,2	98,97	202,6	201,1	197,9
150m/0,40mm+050m/0,50mm	153,9	157,1	149,2	202,6	202,6	197,9
050m/0,50mm+150m/0,40mm	56,65	48,70	50,27	202,6	202,6	197,9
100m/0,50mm+100m/0,40mm	105,2	100,5	98,97	202,6	202,6	197,9
150m/0,50mm+050m/0,40mm	153,9	152,4	147,7	202,6	201,1	196,4

Para ilustrar o formato das curvas no caso das linhas que apresentaram uma mudança de bitola, as Figuras 4.8 e 4.9 mostram as curvas no domínio do tempo para os testes de reflectometria, sem a presença de ruído, para as linhas $L1$ e $L4$, respectivamente, definidas na Tabela 4.3. Nessas curvas, os cursores são posicionados manualmente nas reflexões referentes a mudança de bitola e a terminação em circuito aberto. As legendas das figuras mostram os resultados obtidos pelo TDR, STDR e SSTDR para a localização da mudança de bitola (*Bitola*) e cálculo do comprimento total da linha (*Comprimento*). Para a primeira curva, Figura 4.8, o TDR localizou a mudança de bitola negativa ($\rho \leq 0$) em $56m$ ao passo que o STDR e o SSTDR localizaram em $51,8m$ e $50,2m$ respectivamente. O comprimento total da linha foi calculado em: $202,6m$ (TDR), $201,1m$ (STDR) e $197,9m$ (SSTDR). Para a segunda curva, Figura 4.9, o TDR localizou a mudança de bitola positiva ($\rho \geq 0$) em $56m$ ao passo que o STDR e o SSTDR localizaram em $48,7m$ e $50,2m$ respectivamente. O comprimento total da linha foi calculado em: $201,1m$ (STDR), $197,9m$ (SSTDR) e $202,6m$ (TDR).

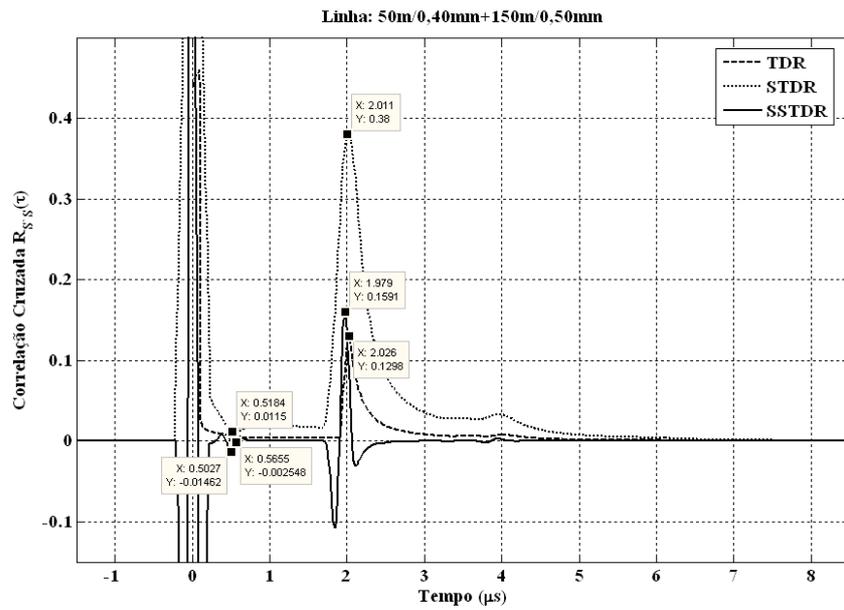


Figura 4.8: Resultado de reflectometria, sem ruído, para a linha $L1$. Bitola: 56m (TDR), 51m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento: 202m (TDR), 201m (STDR) e 198m (SSTDR).

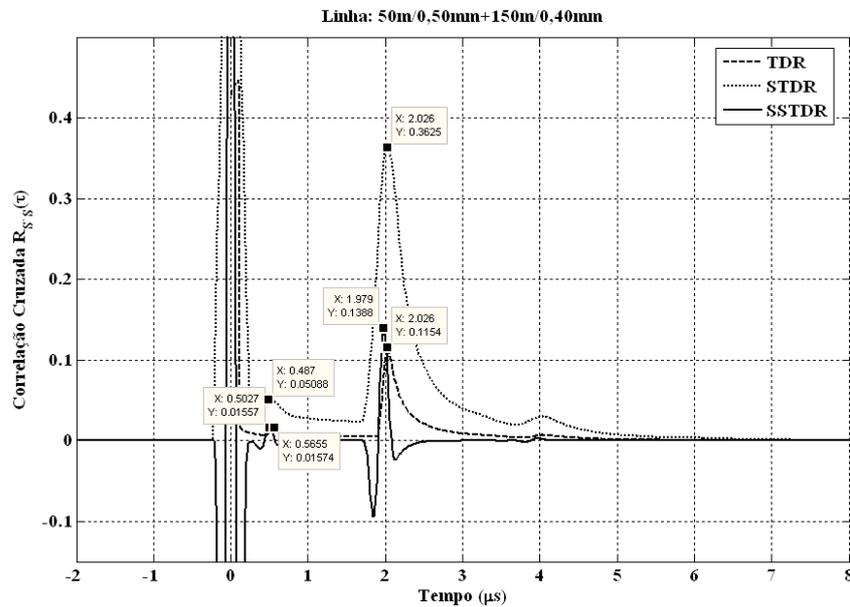


Figura 4.9: Resultado de reflectometria, sem ruído, para a linha $L4$. Bitola: 56m (TDR), 48m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento: 202m (TDR), 202m (STDR) e 198m (SSTDR).

Para o caso com ruído AWGN, a Tabela 4.8 lista os resultados para a localização da mudança de bitola e para o cálculo do comprimento total da linha. Como pode ser visto nesses resultados, a presença do ruído praticamente inviabilizou a aplicabilidade do TDR tradicional para esse tipo de cenário, principalmente para a localização da mudança de bitola. Para as mudanças de bitola, o TDR não foi capaz de encontrar a localização exata para nenhuma das linhas, e ambos o STDR e o SSTDR apresentaram bons resultados apenas para as linhas $L1$ e $L4$.

Tabela 4.8: Resultados do TDR, STDR e SSTDR, em metros, para as linhas da topologia 2 na presença de ruído.

S1 + S2	TDR	STDR	SSTDR	TDR	STDR	SSTDR
050m/0,40mm+150m/0,50mm	-	58,12	51,84	213,6	201,1	197,9
100m/0,40mm+100m/0,50mm	-	114,7	98,97	202,6	201,1	197,9
150m/0,40mm+050m/0,50mm	-	-	-	202,6	202,6	197,9
050m/0,50mm+150m/0,40mm	-	48,70	48,70	205,8	202,6	197,9
100m/0,50mm+100m/0,40mm	-	114,7	-	213,6	202,6	197,9
150m/0,50mm+050m/0,40mm	-	-	-	202,6	201,1	197,9

Para o cálculo do comprimento total da linha, o STDR e o SSTDR apresentaram resultados excelentes com erros da ordem de 0,5% e 1%, respectivamente. Os resultados para as linhas $L1$ e $L4$ estão ilustradas nas Figuras 4.10 e 4.11, respectivamente, onde as suas legendas mostram os resultados obtidos pelo TDR, STDR e SSTDR para a localização da mudança de bitola (*Bitola*) e cálculo do comprimento total da linha (*Comprimento*).

A partir desses resultados, pode-se observar a dificuldade em localizar reflexões provenientes de mudanças de bitolas na presença de ruído, especialmente quando esses descasamentos encontra-se distantes da fonte de sinal de teste. Uma possível solução aponta para o aumento da energia associada ao sinal de teste (diminuindo a frequência da sequência PN ou aumentando o seu comprimento K) ou aumentar o fator N de *averaging* para melhorar a resolução da curva de reflectometria. Entretanto, esses procedimentos, além de elevarem o tempo de processamento nas simulações, são contrários ao objetivo principal da análise comparativa entre as três técnicas de reflectometria: manter constante os parâmetros que definem os sinais de teste.

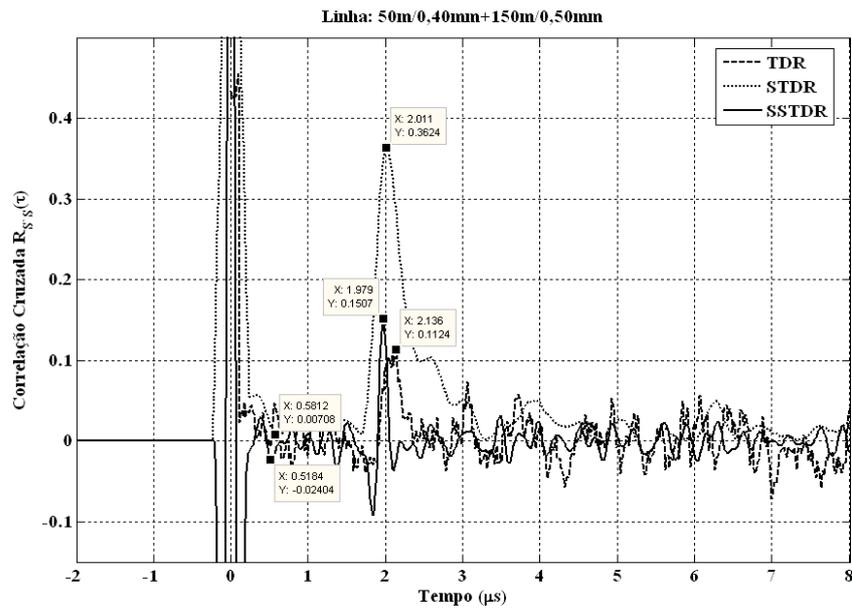


Figura 4.10: Resultado de reflectometria, com ruído, para a linha $L1$. Bitola: $--$ (TDR), $58m$ (STDR) e $51m$ (SSTDR). Comprimento: $213m$ (TDR), $201m$ (STDR) e $198m$ (SSTDR).

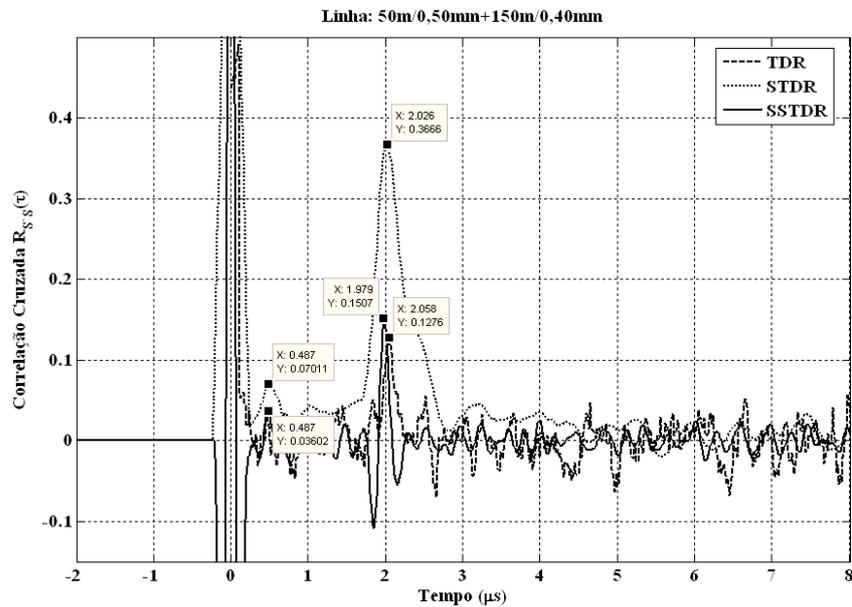


Figura 4.11: Resultado de reflectometria, com ruído, para a linha $L4$. Bitola: $--$ (TDR), $49m$ (STDR) e $49m$ (SSTDR). Comprimento: $205m$ (TDR), $202m$ (STDR) e $198m$ (SSTDR).

4.4.3 Topologia 3

Os próximos resultados envolvem os testes de reflectometria no tempo em linhas que apresentam uma derivação (BT) de 50m de comprimento com a sua localização variando ao longo da linha: no início, no centro, e no final da linha. As Tabelas 4.9 e 4.10 listam os resultados obtidos a partir das simulações computacionais do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 3, sem ruído e com ruído respectivamente.

Tabela 4.9: Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 3 sem ruído.

Bitola	Teste	Localização BT	Comprimento BT	Comprimento Total
0,40mm	TDR	56,65/50 m	48,70/50 m	202,6/200 m
	STDR	48,70/50 m	51,80/50 m	202,6/200 m
	SSTDR	48,70/50 m	50,27/50 m	197,9/200 m
	TDR	105,2/100 m	48,70/50 m	202,9/200 m
	STDR	100,5/100 m	51,90/50 m	204,5/200 m
	SSTDR	98,97/100 m	50,23/50 m	198,2/200 m
	TDR	153,9/150 m	48,70/50 m	202,6/200 m
	STDR	152,4/150 m	51,80/50 m	204,2/200 m
	SSTDR	149,2/150 m	48,70/50 m	197,9/200 m
0,50mm	TDR	56,65/50 m	48,55/50 m	201,1/200 m
	STDR	48,70/50 m	50,27/50 m	201,1/200 m
	SSTDR	48,70/50 m	50,27/50 m	196,4/200 m
	TDR	103,7/100 m	48,70/50 m	196,6/200 m
	STDR	98,97/100 m	51,83/50 m	201,3/200 m
	SSTDR	98,97/100 m	48,73/50 m	201,3/200 m
	TDR	152,4/150 m	48,70/50 m	201,1/200 m
	STDR	149,2/150 m	51,90/50 m	201,1/200 m
	SSTDR	147,7/150 m	48,70/50 m	196,4/200 m

A primeira coluna lista as bitolas das linhas (0,40mm e 0,50mm), a segunda coluna lista os testes (TDR, STDR e SSTDR), a terceira coluna lista os resultados obtidos para a localização da derivação (*calculado/real*), a quarta coluna lista os resultados obtidos para o

cálculo do comprimento da derivação (*calculado/real*) e a quinta coluna lista os resultados para o cálculo do comprimento total da linha (*calculado/real*).

Como pode ser visto na terceira coluna da Tabela 4.9, o S/SSTDR apresentou os melhores resultados para a localização da derivação comparados aos resultados obtidos pelo TDR. Para o cálculo do comprimento da derivação, quarta coluna da Tabela 4.9, houve uma ligeira vantagem para o SSTDR que apresentou resultados mais próximos do real. E para o cálculo do comprimento total da linha localizado na quinta coluna da Tabela 4.9, os resultados mantiveram-se equilibrados com os erros absolutos variando de 0,5% a 1,8%.

Tabela 4.10: Resultados do TDR, STDR e SSTDR para as linhas da topologia 3 com ruído.

Bitola	Teste	Localização BT	Comprimento BT	Comprimento Total
0,40mm	TDR	56,65/50 m	- /50 m	- /200 m
	STDR	50,27/50 m	50,23/50 m	202,6/200 m
	SSTDR	50,27/50 m	48,70/50 m	197,9/200 m
	TDR	106,8/100 m	45,60/50 m	198,2/200 m
	STDR	105,2/100 m	47,20/50 m	202,9/200 m
	SSTDR	98,97/100 m	50,23/50 m	206,1/200 m
	TDR	- /150 m	- /50 m	204,2/200 m
	STDR	149,2/150 m	55,00/50 m	204,2/200 m
	SSTDR	149,2/150 m	48,70/50 m	197,9/200 m
0,50mm	TDR	56,55/50 m	48,65/50 m	201,1/200 m
	STDR	48,70/50 m	50,27/50 m	201,1/200 m
	SSTDR	48,70/50 m	50,27/50 m	196,4/200 m
	TDR	102,1/100 m	50,30/50 m	- /200 m
	STDR	98,97/100 m	50,23/50 m	202,9/200 m
	SSTDR	98,40/100 m	50,30/50 m	196,9/200 m
	TDR	147,7/150 m	54,90/50 m	202,6/200 m
	STDR	147,7/150 m	53,40/50 m	201,1/200 m
	SSTDR	147,7/150 m	50,20/50 m	197,9/200 m

A Tabela 4.10 apresenta os mesmos testes de reflectometria mas agora na presença de ruído AWGN. Como pode ser visto na terceira coluna da Tabela 4.10, o S/SSTDR apresentou

os melhores resultados para a localização da derivação comparados aos resultados obtidos pelo TDR, exceto para a última linha (bitola 0,50mm) em que os três testes apresentaram o mesmo resultado (147,7m). Para o cálculo do comprimento da derivação, quarta coluna da Tabela 4.10, o S/SSTDR também apresentou os resultados mais próximos do real. E para o cálculo do comprimento total da linha, localizado na quinta coluna da Tabela 4.10, os resultados mantiveram-se equilibrados com os erros absolutos variando de 0,5% a 3% exceto nos casos em que o TDR não calculou o comprimento da linha.

Para um melhor entendimento dos resultados de reflectometria no domínio do tempo para as linhas $L1$ e $L4$ da topologia 3, são apresentadas as curvas dos testes de reflectometria nas Figuras 4.12 (bitola 0,40mm) e 4.13 (bitola 0,50mm). E as Figuras 4.14 e 4.15 apresentam os mesmos resultados na presença de ruído AWGN para as linhas com bitola 0,50mm. Os cursores são posicionados manualmente nas reflexões que identificam a localização da derivação, a terminação em circuito aberto da derivação¹ e a reflexão da terminação em circuito aberto da linha.

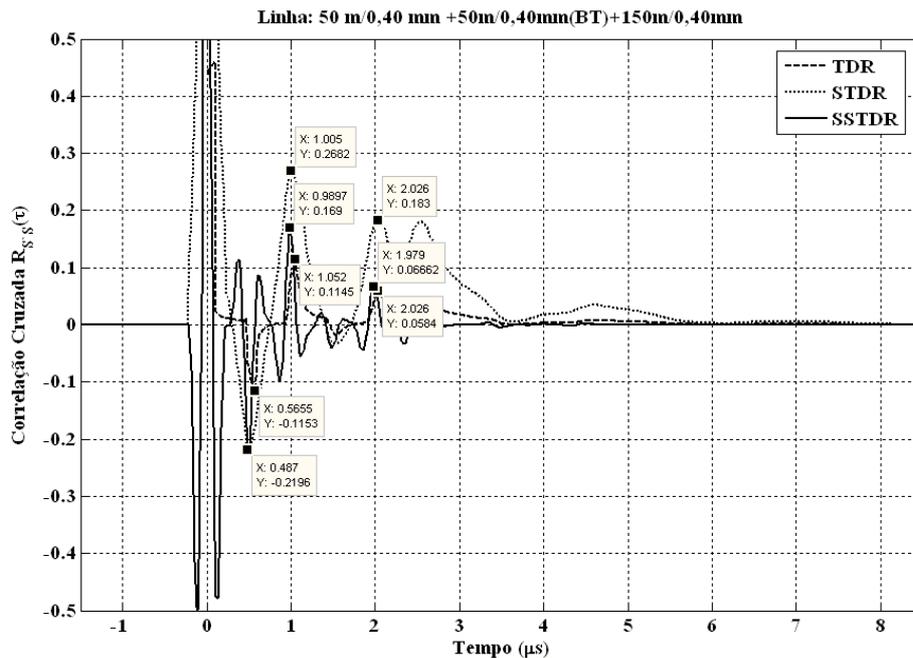


Figura 4.12: Reflectometria, sem ruído, para a linha $L1$ da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento BT: 49m (TDR), 52m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento da linha: 203m (TDR), 203m (STDR) e 198m (SSTDR).

¹Reflexão usada para o cálculo do comprimento da derivação bastando subtraí-la da reflexão que representa a sua localização.

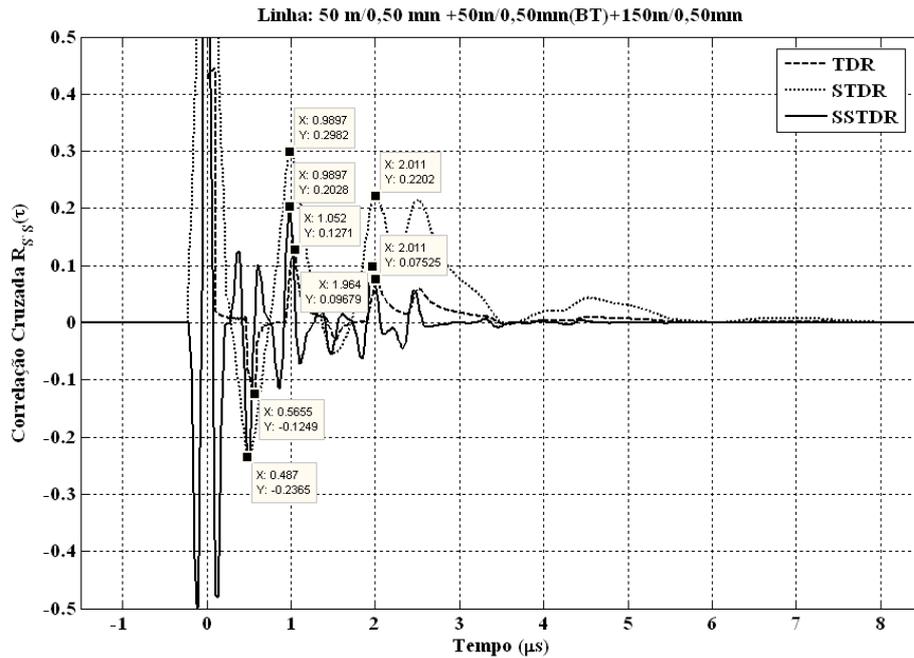


Figura 4.13: Reflectometria, sem ruído, para a linha $L4$ da topologia 3. Localização: $57m$ (TDR), $49m$ (STDR) e $49m$ (SSTDR). Comprimento BT: $49m$ (TDR), $50m$ (STDR) e $50m$ (SSTDR). Comprimento da linha: $201m$ (TDR), $201m$ (STDR) e $196m$ (SSTDR).

Para as curvas sem a presença de ruído, ambos os testes detectaram nitidamente as reflexões provenientes da derivação e da terminação em circuito aberto da linha. Entretanto, para o caso com ruído, a Figura 4.14 mostra que o TDR não detectou a terminação em circuito aberto da derivação e da linha, conseqüentemente, não foi possível calcular os comprimentos da derivação e da linha. Na Figura 4.15, essas reflexões são visíveis apesar do elevado erro associado a localização ($e(\%) = 13\%$) e ao cálculo do comprimento ($e(\%) = -2,7\%$) da derivação.

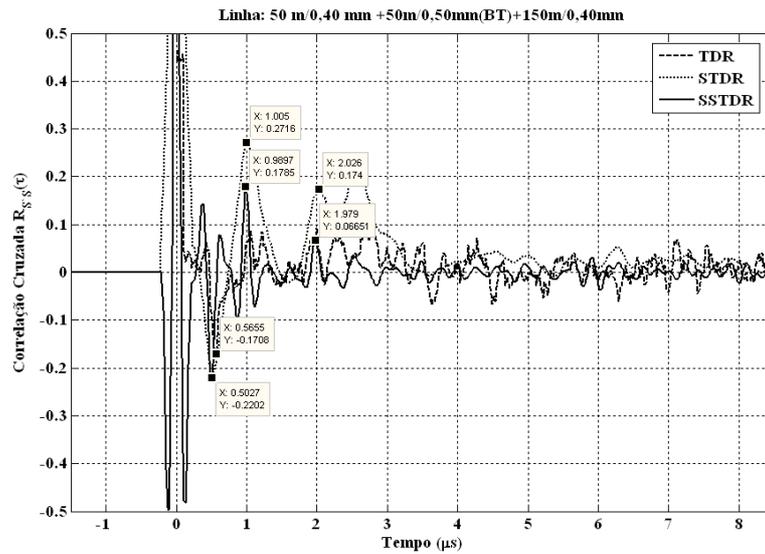


Figura 4.14: Reflectometria, com ruído, para a linha $L1$ da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 50m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento BT: – (TDR), 50m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento da linha: – (TDR), 203m (STDR) e 198m (SSTDR).

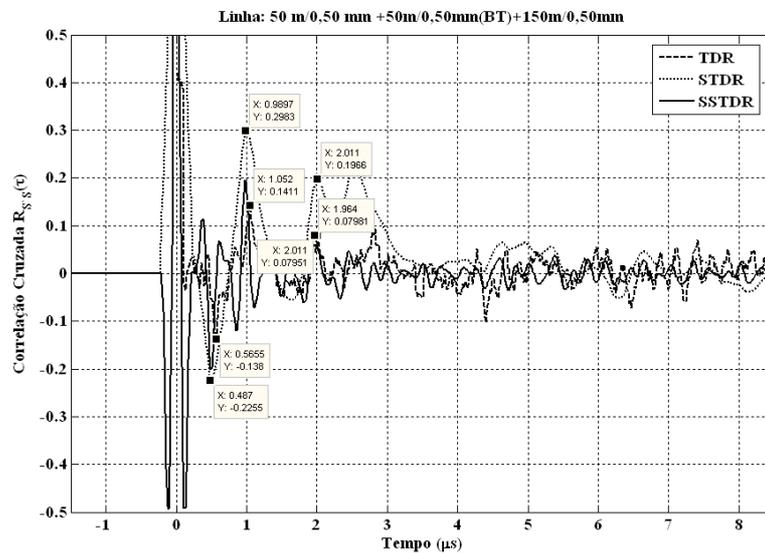


Figura 4.15: Reflectometria, com ruído, para a linha $L4$ da topologia 3. Localização: 57m (TDR), 49m (STDR) e 49m (SSTDR). Comprimento BT: 49m (TDR), 50m (STDR) e 50m (SSTDR). Comprimento da linha: 201m (TDR), 201m (STDR) e 196m (SSTDR).

4.5 Análise dos Efeitos do Ruído na Linha

Nesta secção, apresentamos um experimento para análise dos efeitos do ruído nas curvas de reflectometria no domínio do tempo. O experimento consiste em utilizar uma linha de $200m$ com bitola $0,40mm$ terminada em circuito aberto, e utilizar diferentes valores de potência do ruído para obter então valores diferentes de SNR para os testes de TDR, STDR e SSTDR. Dessa forma, será possível analisar o comportamento de cada técnica na presença de diferentes intensidades de ruído. Os parâmetros utilizados para as simulações são os mesmos utilizados nas simulações anteriores mostrados na Tabela 4.1, exceto as amplitudes dos sinais S/SSTDR, que foram alteradas para $10mV$, e os valores de potência de ruído (variância) que neste caso são utilizados quatro valores diferentes ($1,000.10^{-3}$, $3,333.10^{-4}$, $1,111.10^{-4}$, $3,704.10^{-5}$).

O primeiro resultado, Figura 4.16.a, mostra as curvas do TDR, STDR e do SSTDR para valores de SNR iguais a $11dB$, $-10dB$ e $-10dB$, respectivamente. Apesar do baixo valor de SNR ($-10dB$), ambos STDR e SSTDR obtiveram resultados para o comprimento total da linha com erros muito baixo, $4,5m$ e $20cm$ respectivamente, ao passo que o TDR, mesmo com um valor relativamente alto de SNR ($11dB$), não conseguiu detectar a reflexão da terminação em circuito aberto. Na Figura 4.16.b os valores de SNR foram melhorados para $16dB$ e $-5dB$ (TDR e S/SSTDR). Pela análise das curvas, o STDR obteve $202,9m$ e o SSTDR $199,8m$ para o comprimento da linha e o TDR não detectou a reflexão da terminação da linha.

O segundo resultado, Figura 4.17.a, as SNR foram melhoradas para $21dB$ e $-1dB$ para o TDR e S/SSTDR respectivamente. Com esses valores de SNR, o TDR calculou o comprimento total da linha em $210,8m$, com erro acima de 5% . Os valores encontrados pelo S/SSTDR mativeram-se praticamente constantes. Na Figura 4.17.b, as SNR foram de $26dB$ para o TDR e $4dB$ para o S/SSTDR. Pela análise dos gráficos, o TDR obteve um comprimento total de linha igual a $210,8m$, o STDR encontrou em $202,9m$ e o SSTDR em $198,2m$.

Pela análise dos resultados obtidos nas simulações apresentadas e considerando os parâmetros utilizados para os testes de reflectometria, pode-se concluir que o S/SSTDR consegue obter resultados satisfatórios para o cálculo do comprimento total de linha mesmo quando a relação sinal-ruído é muito baixa ($-10dB$). O mesmo não se pode dizer à respeito do TDR que requer uma relação sinal-ruído elevada ($20dB$) para conseguir resultados com erros da ordem de 5% .

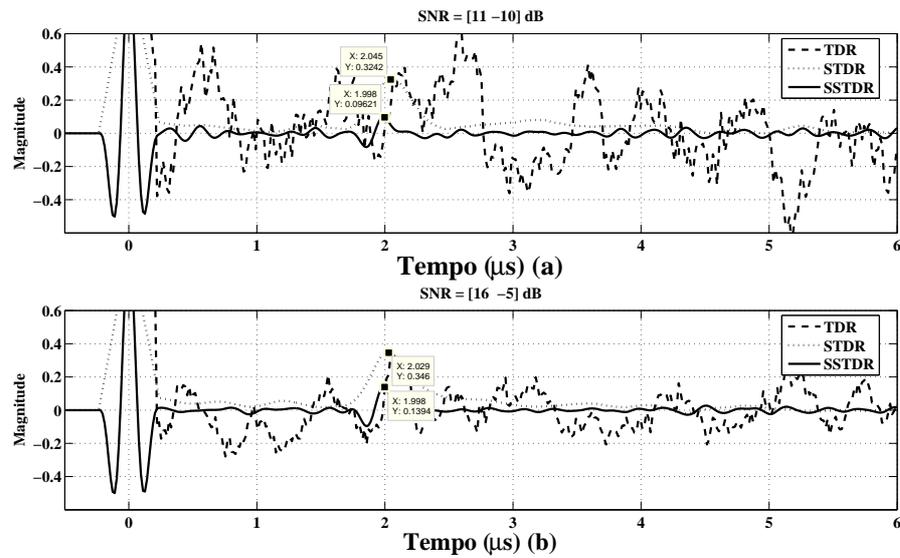


Figura 4.16: Reflectometria na presença de ruído para a linha de 200m. (a) SNR do TDR igual a 11dB e SNR do S/SSTDR igual a $-10dB$. (b) SNR do TDR igual a 16dB e SNR do S/SSTDR igual a $-5dB$.

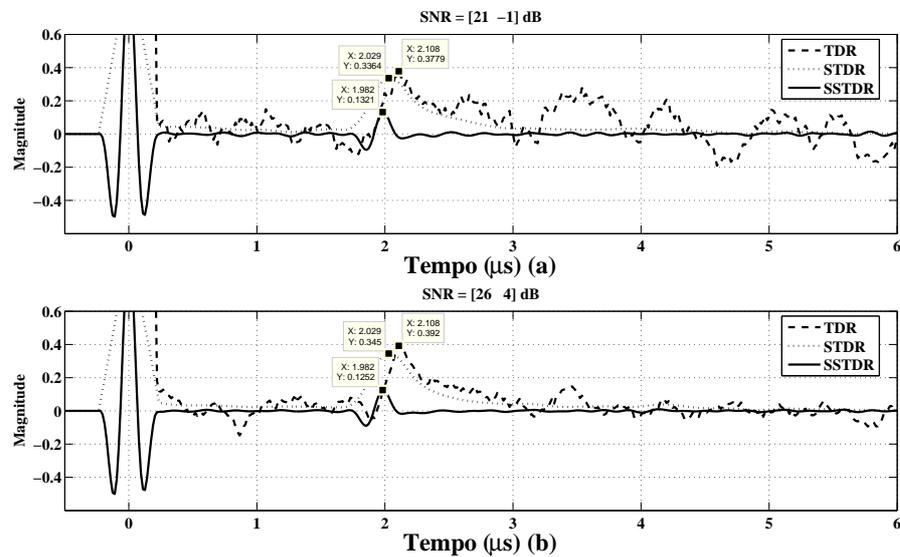


Figura 4.17: Reflectometria na presença de ruído para a linha de 200m. (a) SNR do TDR igual a 21dB e SNR do S/SSTDR igual a $-1dB$. (b) SNR do TDR igual a 26dB e SNR do S/SSTDR igual a 4dB.

4.6 Considerações Finais

Após todas as simulações computacionais do TDR, STDR e SSTDR, percebe-se a eficiência das técnicas de reflectometria no tempo, que utilizam conceitos de espalhamento espectral, para a localização de descasamentos de impedância provenientes de mudança de bitola, derivação e principalmente da terminação em circuito aberto nas linhas telefônicas. A principal vantagem de usar essas técnicas de reflectometria, além da boa exatidão apresentada para os casos sem a presença de ruído, vem da possibilidade de execução dos testes mesmo em linhas telefônicas imersas em ruído. O erro (quase sempre em torno de 1%) associado a localização dos descasamentos de impedância permite a localização de falhas e o cálculo da comprimento total da linha com boa exatidão mesmo na presença de ruído.

O próximo capítulo do presente trabalho discute a especificação de um aparato de medição para a realização dos testes de reflectometria em cabos reais a partir de medições de impedância de entrada.

Capítulo 5

Resultados Baseados em Medição de Impedância de Entrada

5.1 Introdução

Nesta secção são descritos os testes de reflectometria em cabos reais com o objetivo de se analisar os resultados do capítulo anterior usando linhas telefônicas no lugar de um modelo matemático de linha. O objetivo é diminuir os erros de modelagem encontrados nos resultados anteriores para o cálculo de comprimento total da linha.

Primeiramente, a secção 5.2 especifica a montagem de um aparato de medição e a metodologia para realizar os testes de reflectometria em uma linha telefônica real a partir de medições de impedância. Finalmente, a partir da secção 5.3 são apresentados os resultados dos testes de reflectometria em sete linhas telefônicas formadas por diferentes comprimentos e bitolas.

5.2 Ambiente de Medição

Para realização dos testes de reflectometria com o TDR, STDR e SSTDR, usou-se um aparato de medição formado por um analisador de impedância [34, 35], um computador pessoal que controla o processo, um gerador de ruído [36] e uma linha telefônica lançada ao redor do prédio do laboratório de engenharia elétrica da Universidade Federal do Pará. Sete linhas telefônicas foram testadas, com bitolas de 0,50mm e 0,40mm e comprimentos de 150m, 200m, 400m e 500m.

A obtenção da curva de TDR, como descrito na secção 3.2, depende basicamente da impedância de entrada da linha como visto na equação (3.1). Dessa forma, o objetivo desse aparato é fornecer dados de impedância de entrada, com excelente exatidão, provenientes de medições em linhas reais. A Figura 5.1 ilustra esse aparato de medição usado para a realização dos testes.

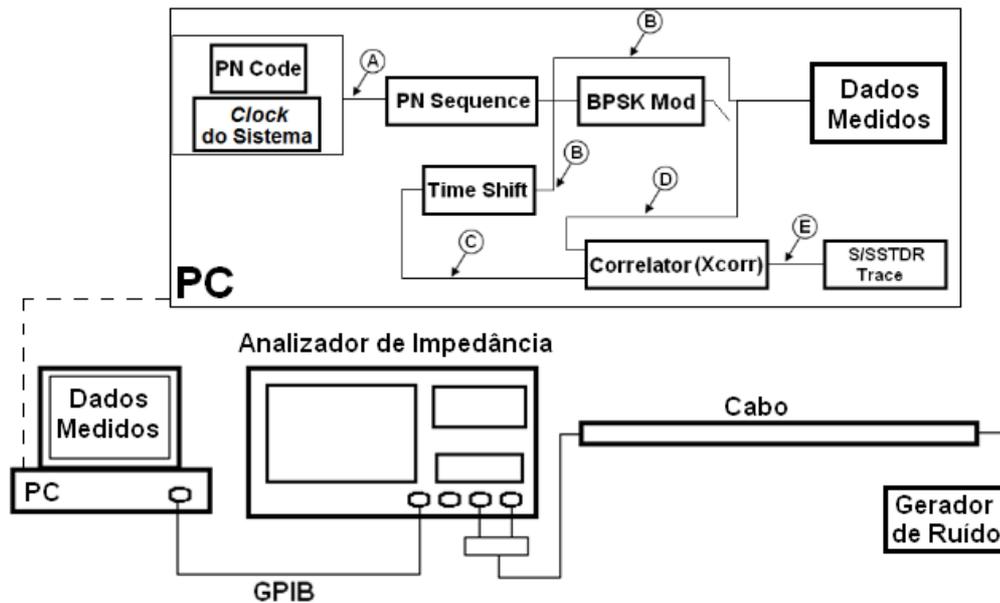


Figura 5.1: Aparato para medição de impedância de entrada usado nos testes de TDR, STDR e SSTDR em linhas reais.

Nesse aparato, primeiramente realiza-se a medição de impedância da linha, na presença de ruído com variância $\sigma^2 = 10^{-3}$, na frequência de $30MHz$. Essa banda de frequência é formada por 2000 pontos, espaçados de $1,5kHz$, começando em $1kHz$ e terminando em $30MHz$. Em seguida, esses dados de medição, que representam a impedância de entrada da linha telefônica sob teste, é exportada via GPIB para o computador pessoal que contém o *Matlab*. Esses dados, então, são carregados para o *toolbox* de reflectometria para a execução dos testes de TDR, STDR e SSTDR. Finalmente, se realiza os procedimentos que já foram explicados na secção 3.5 e ilustrados na Figura 5.1; gera-se o sinal PN $s(t)$, em seguida há a transmissão e a recepção do sinal $s'(t)$ ($s'(t) = s(t) \otimes h_{eco}(t)$), por fim, a correlação cruzada é obtida entre o sinal recebido $s'(t)$ e a cópia deslocada do sinal transmitido $s_A(t) = s(t - \Phi)$. A Tabela 5.1 resume os principais parâmetros utilizados nos testes em cabos reais.

Tabela 5.1: Parâmetros usados nos testes de STDR, SSTDR e TDR nas linhas telefônicas.

Parâmetro	Valor
Sequência PN	Complementares de Golay
Comprimento	$K = 256$
Frequência	$f = 4,08MHz$
Duração de chips	$T_C = 0,24\mu s$
Amplitude do sinal (STDR)	$a_n = 100mV$
Amplitude do sinal (TDR)	$amplitude = 1,65V$
Duração do sinal (TDR)	$largura = 100ns$
Fator de Averaging	$N = 20$
Variância do Ruído	$\sigma^2 = 10^{-3}$
SNR (TDR)	$9,9dB$
SNR (S/SSTDR)	$9,9dB$
Impedância da fonte	$Z_S = 115\Omega$
Impedância da carga	circuito aberto

5.3 Linha 150m/0,50mm

Nesta seção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica de 150m com bitola de 0,50mm. As Figuras 5.2 e 5.3 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

Para efeitos comparativos, a Figura 5.2 mostra o caso sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro abaixo de 4% com vantagem para o S/SSTDR que obteve um erro de apenas 0,33%. Para o caso com ruído e considerando que ambos os testes foram realizados com a mesma relação sinal-ruído, a Figura 5.3 mostra que os erros obtidos para o S/SSTDR aumentaram (1,4% para o STDR e -0,73% para o SSTDR) comparados ao caso ideal sem ruído, mas ficaram em torno de $\pm 1\%$. Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

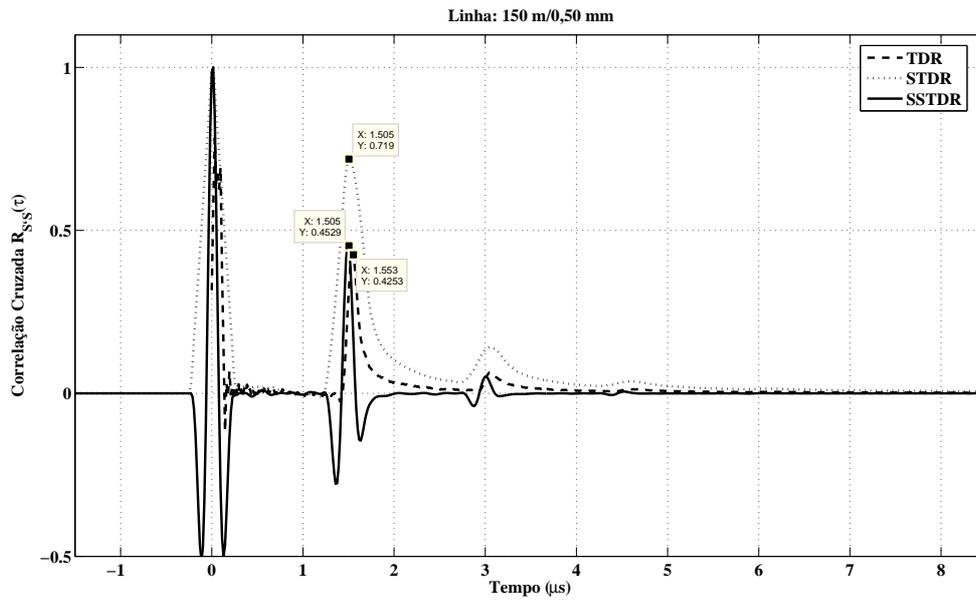


Figura 5.2: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $150m/0,50mm$ sem a presença de ruído. Comprimento da linha: $155,3m$ (TDR), $150,5m$ (STDR) e $150,5m$ (SSTDR).

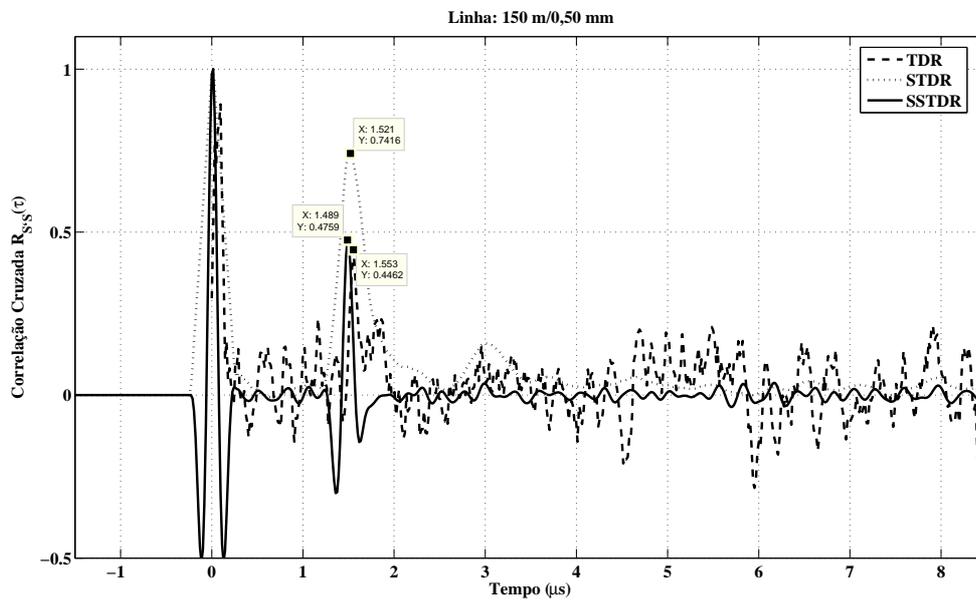


Figura 5.3: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de $150m/0,50mm$ na presença de ruído. Comprimento da linha: $155,3$ (TDR), $152,1m$ (STDR) e $148,9m$ (SSTDR).

5.4 Linha 200m/0,40mm

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica de 200m com bitola de 0,40mm. As Figuras 5.4 e 5.5 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.4 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro por volta de $\pm 2\%$ com vantagem para o STDR que obteve um erro de apenas 0,30% ($TDR = 1,95\%$ e $SSTDR = -1,30\%$). Para o caso com ruído, a Figura 5.5 mostra que o erro obtido para o STDR aumentou para 1,15% e para o SSTDR se manteve constante em $-1,30\%$. Vale ressaltar que para essa linha com ruído, o TDR não detectou o descasamento de impedância da terminação em circuito aberto. Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

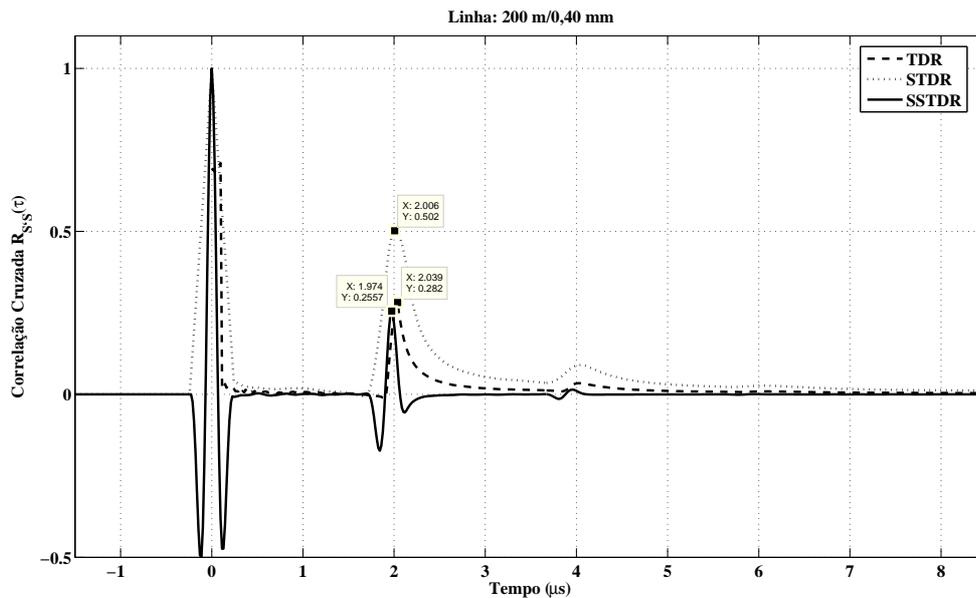


Figura 5.4: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,40mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 203,9m (TDR), 200,6m (STDR) e 197,4m (SSTDR).

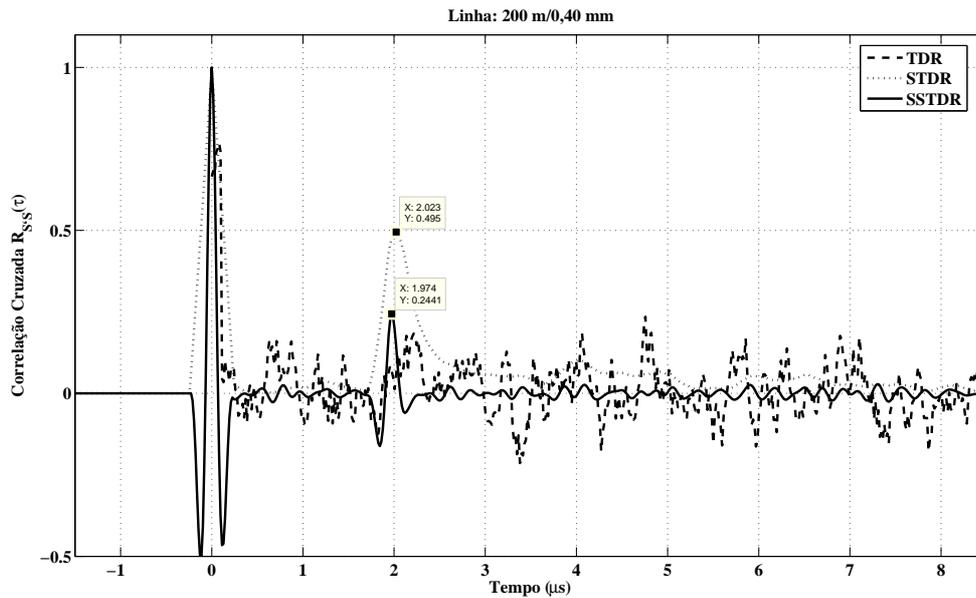


Figura 5.5: $S/SSTDR$ versus TDR para linha telefônica real de $200m/0,40mm$ na presença de ruído. Comprimento da linha: – (TDR), $202,3m$ ($STDR$) e $197,4m$ ($SSTDR$).

5.5 Linha 200m/0,50mm

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica de $200m$ com bitola de $0,50mm$. As Figuras 5.6 e 5.7 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR , $STDR$ e $SSTDR$ para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.6 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro por volta de $\pm 2\%$ com vantagem para o $SSTDR$ que obteve um erro de apenas $-0,35\%$ ($TDR = 2,10\%$ e $STDR = 0,50\%$). Para o caso com ruído, a Figura 5.7 mostra que o erro obtido para o $STDR$ aumentou para $1,3\%$ e para o $SSTDR$ se manteve constante em $-0,35\%$. Para o caso com ruído, o TDR não detectou claramente a reflexão da terminação em circuito aberto, entretanto se considerarmos o maior pico do sinal na curva de TDR é possível considerar a mesma como a reflexão referente à terminação em circuito aberto. Dessa forma, o erro do TDR foi de aproximadamente 3% . Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

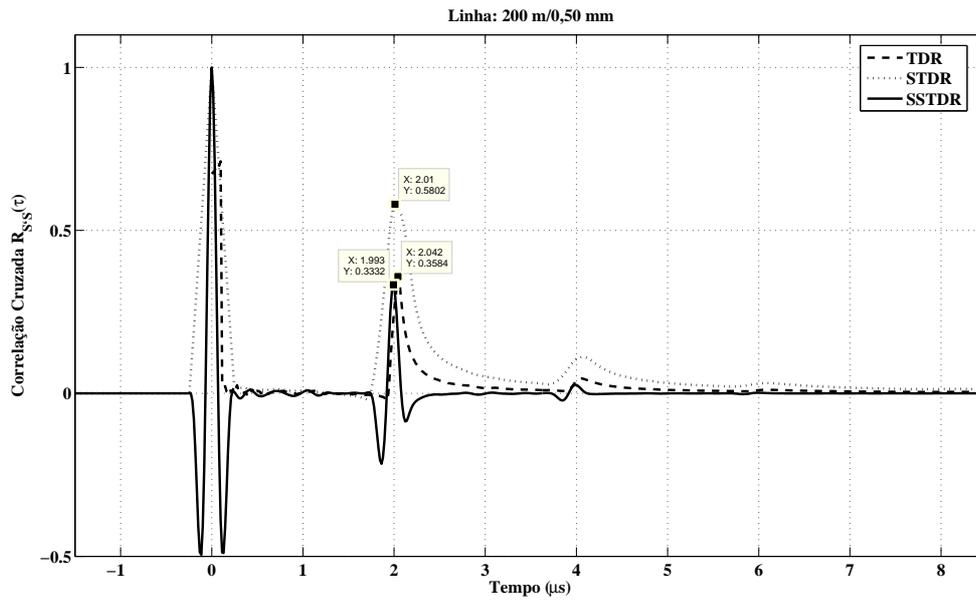


Figura 5.6: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,50mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 204,2m (TDR), 201,0m (STDR) e 199,3m (SSTDR).

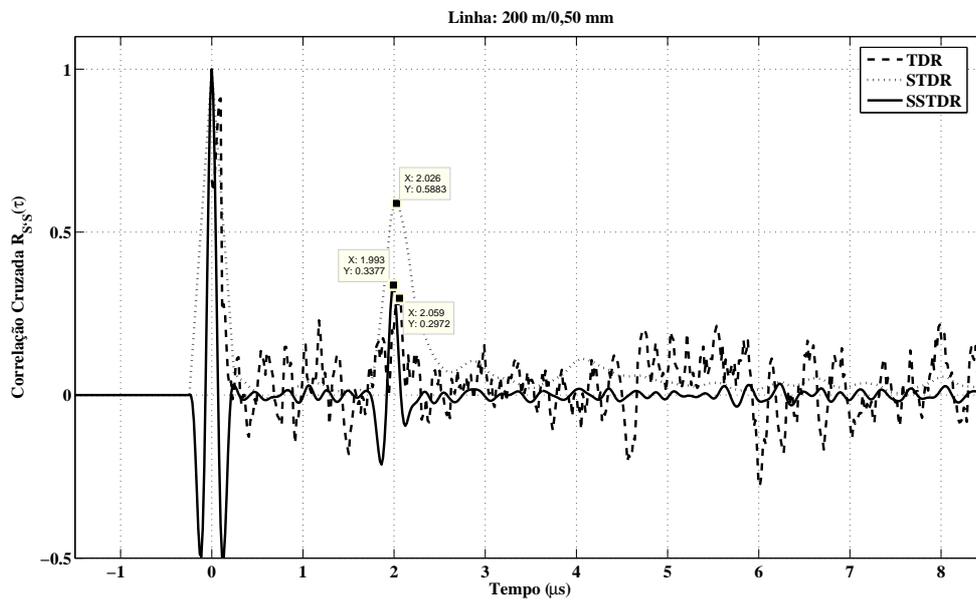


Figura 5.7: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 200m/0,50mm na presença de ruído. Comprimento da linha: 205,9m (TDR), 202,6m (STDR) e 199,3m (SSTDR).

5.6 Linha 200m/0,40mm+200m/0,50mm

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefónica com o primeiro segmento de 200m e bitola de 0,40mm e o segundo de 200m e bitola de 0,50mm. As Figuras 5.8 e 5.9 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.8 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro por volta de $\pm 1\%$ com vantagem para o TDR que obteve um erro de 0,65% ($STDR = 1,05\%$ e $SSTDR = -1,38\%$). Para este mesmo resultado, a mudança de bitola (0,40mm para 0,50mm) foi detectado em 201,3m pelo SSTDR (erro de 0,70%). Para o caso com ruído, a Figura 5.9 mostra que o erro obtido para o STDR aumentou para 1,85% e para o SSTDR se manteve constante em $-1,38\%$. Para o caso com ruído, o TDR não detectou a reflexão da terminação em circuito aberto e nenhuma das técnicas conseguiu detectar a mudança de bitola. Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

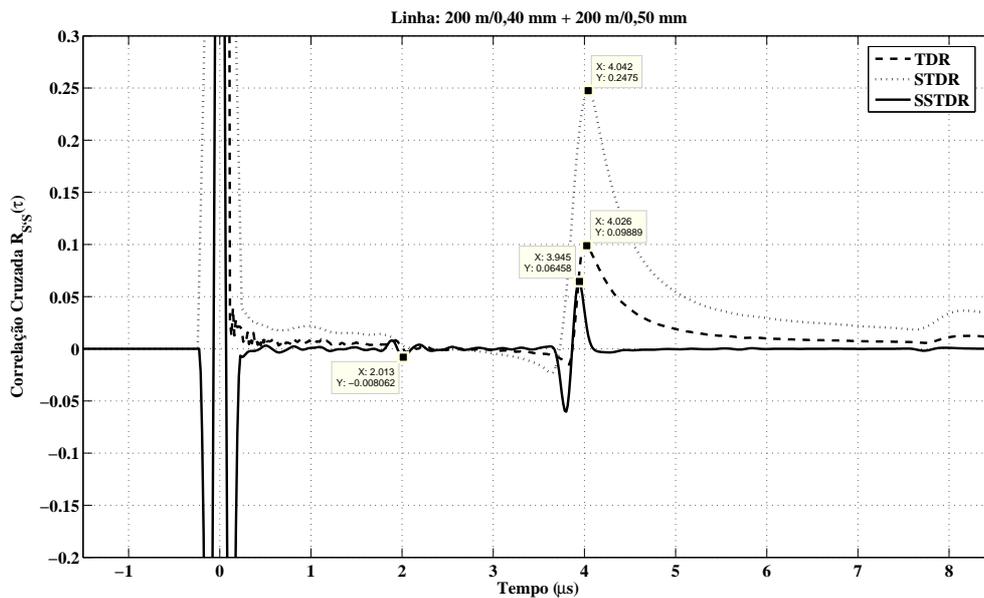


Figura 5.8: S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,40mm + 200m/0,50mm sem ruído. Comprimento da linha: 402,6m (TDR), 404,2m (STDR) e 394,5m (SSTDR).

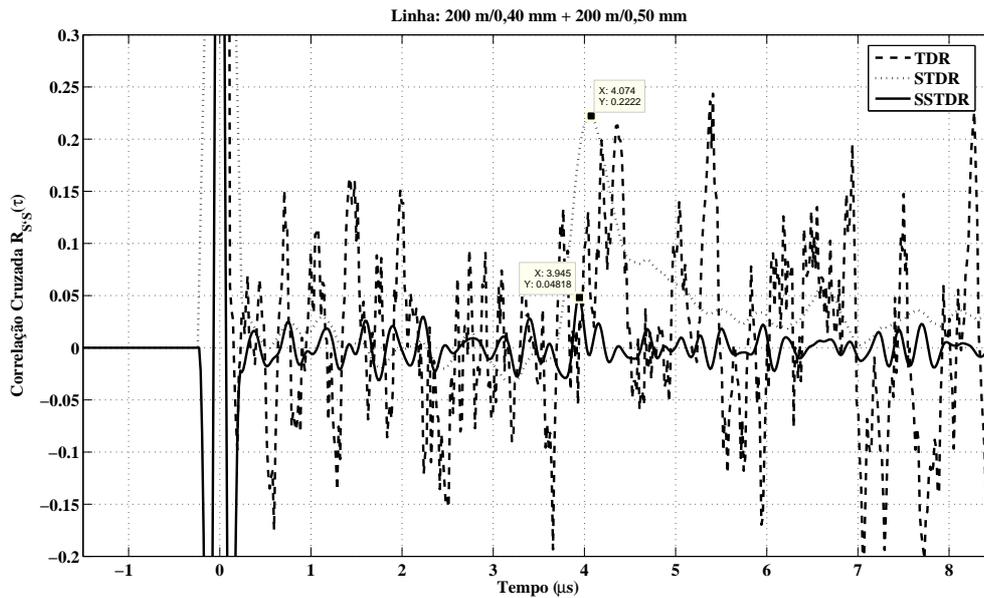


Figura 5.9: S/SSTDR versus TDR para linha real de $200m/0,40mm + 200m/0,50mm$ com ruído. Comprimento da linha: – (TDR), $407,4m$ (STDR) e $394,5m$ (SSTDR).

5.7 Linha $200m/0,50mm+200m/0,40mm$

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica com o primeiro segmento de $200m$ e bitola de $0,50mm$ e o segundo de $200m$ e bitola de $0,40mm$. As Figuras 5.10 e 5.11 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.10 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios para o cálculo do comprimento da linha, com erro por volta de $\pm 1\%$ e vantagem para o TDR que obteve um erro de $0,63\%$ ($STDR = 1,03\%$ e $SSTDR = -1,38\%$). Para este mesmo resultado, a mudança de bitola (de $0,50mm$ para $0,40mm$) foi detectado em $199,6m$ pelo STDR (erro de $-0,20\%$) e em $191,6m$ (erro de $4,20\%$) pelo SSTDR. Para o caso com ruído, a Figura 5.11 mostra que o erro obtido para o STDR diminui para $0,63\%$ e para o SSTDR se manteve constante em $-1,38\%$. Adicionalmente, o STDR detectou a mudança de bitola em $201,3m$ com erro de $0,65\%$. Para este caso o TDR não detectou a reflexão da terminação em circuito aberto. Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

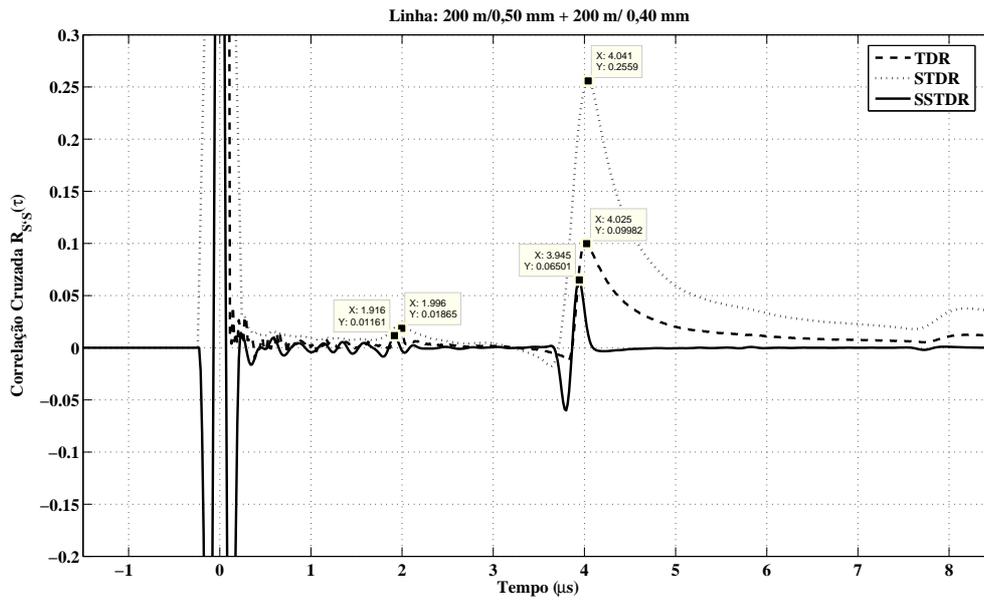


Figura 5.10: S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,50mm + 200m/0,40mm sem ruído. Comprimento da linha: 402,5m (TDR), 404,1m (STDR) e 394,5m (SSTDR).

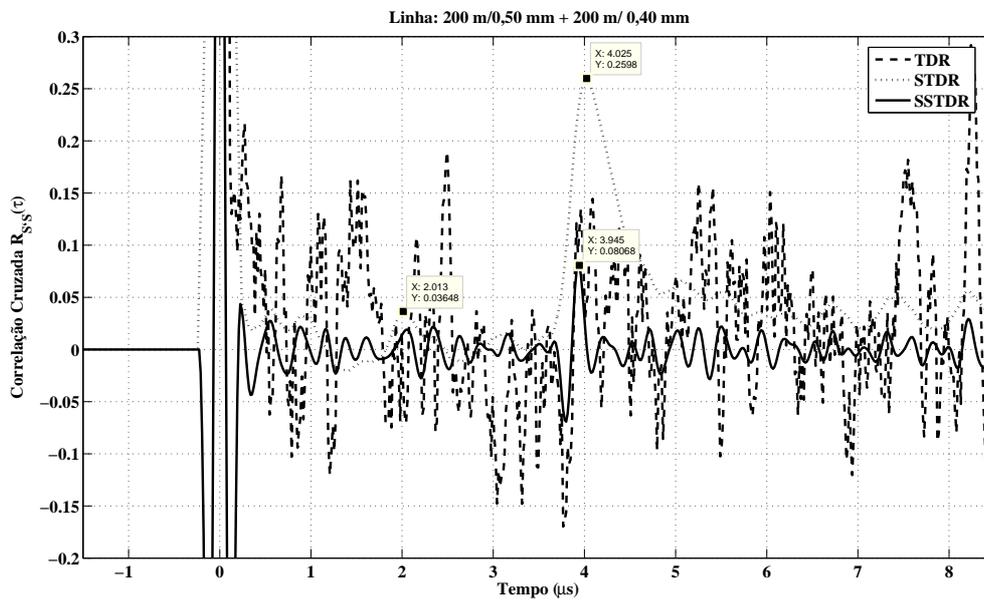


Figura 5.11: S/SSTDR versus TDR para linha real de 200m/0,50mm + 200m/0,40mm com ruído. Comprimento da linha: – (TDR), 402,5m (STDR) e 394,5m (SSTDR).

5.8 Linha 500m/0,40mm

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica de 500m com bitola de 0,40mm. As Figuras 5.12 e 5.13 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.12 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro por volta de $\pm 2.5\%$ com vantagem para o STDR e para o TDR que obtiveram o mesmo erro de 2,20% ($SSTDR = -2,56\%$). Para o caso com ruído, a Figura 5.13 mostra que nenhuma das técnicas apresentadas conseguiu calcular o comprimento total da linha. Para resolver este problema, uma solução seria aumentar a relação sinal-ruído dos testes. O valor atual de 9,9dB parece ser insuficiente para essa intensidade de ruído e para os parâmetros utilizados nestes testes de reflectometria.

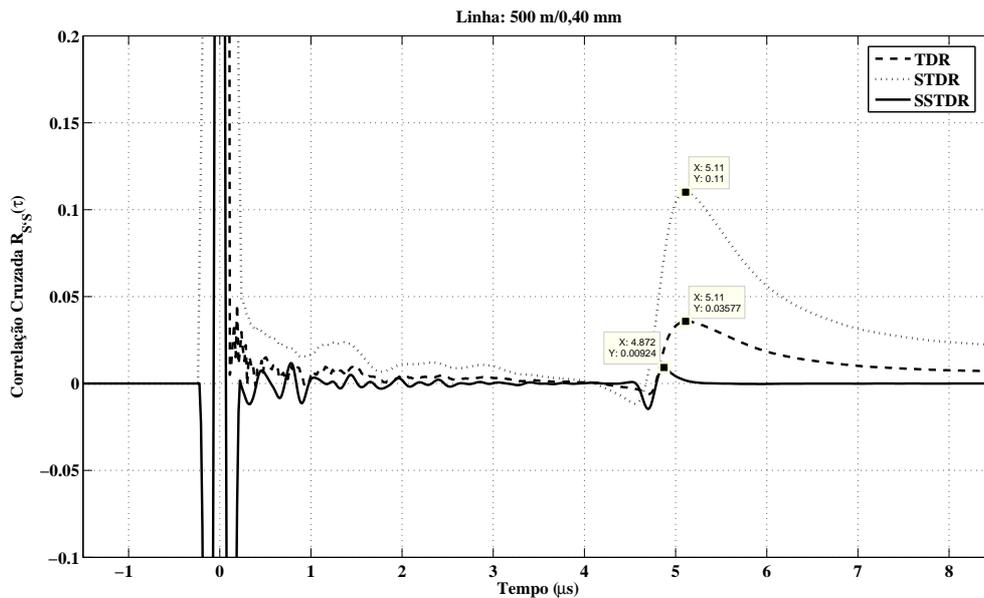


Figura 5.12: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 500m/0,40mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 511,0m (TDR), 511,0m (STDR) e 487,2m (SSTDR).

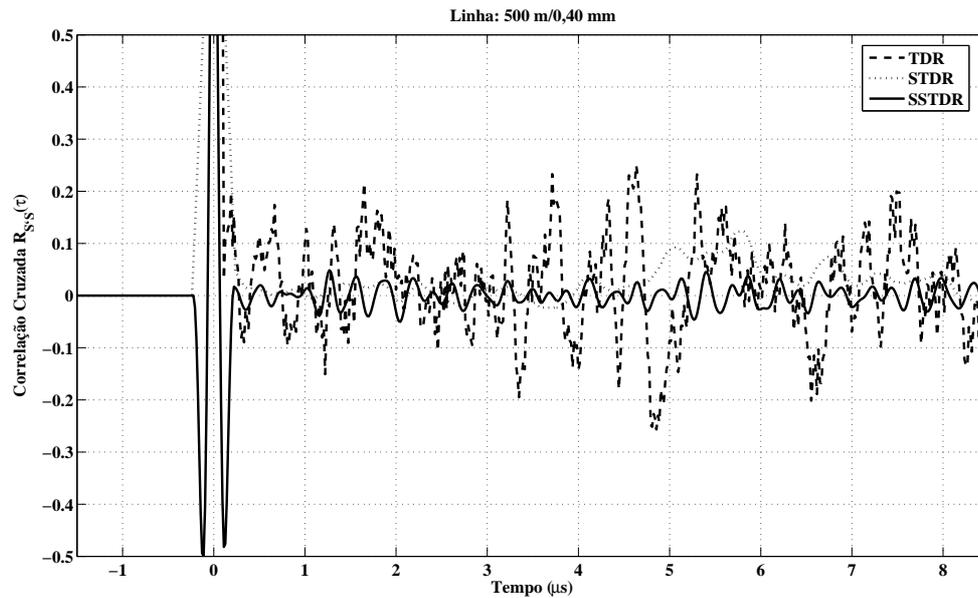


Figura 5.13: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 500m/0,40mm na presença de ruído.

5.9 Linha 500m/0,50mm

Nesta secção está apresentado os testes de reflectometria no domínio do tempo para a linha telefônica de 500m com bitola de 0,50mm. As Figuras 5.14 e 5.15 mostram as curvas de reflectometria para os testes de TDR, STDR e SSTDR para o caso sem ruído e na presença de ruído respectivamente.

A Figura 5.14 mostra o caso ideal sem a presença de ruído na linha. Ambos os testes obtiveram resultados satisfatórios, com erro por volta de $\pm 1.5\%$ com vantagem para o TDR que obteve um erro de apenas 0,28% ($STDR = -1,32\%$ e $SSTDR = 0,94\%$). Para o caso com ruído, a Figura 5.15 mostra que o S/SSTDR conseguiu obter um resultado semelhante em termos de erro ($STDR = -1,32\%$ e $SSTDR = 0,94\%$) para a detecção da terminação em circuito aberto da linha, apesar da perda do formato ideal da curva de reflectometria. Para esse valor de SNR (9,9dB), o TDR não conseguiu localizar a terminação em aberto da linha. Nas legendas das figuras é possível observar o resultado para os comprimentos das linhas.

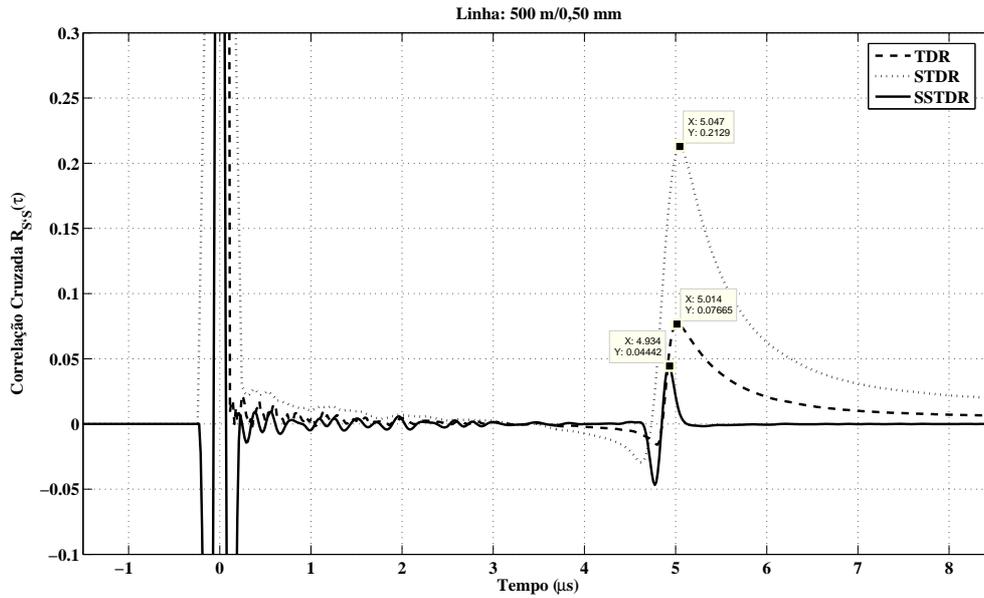


Figura 5.14: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 500m/0,50mm sem a presença de ruído. Comprimento da linha: 501,4m (TDR), 504,7m (STDR) e 493,4m (SSTDR).

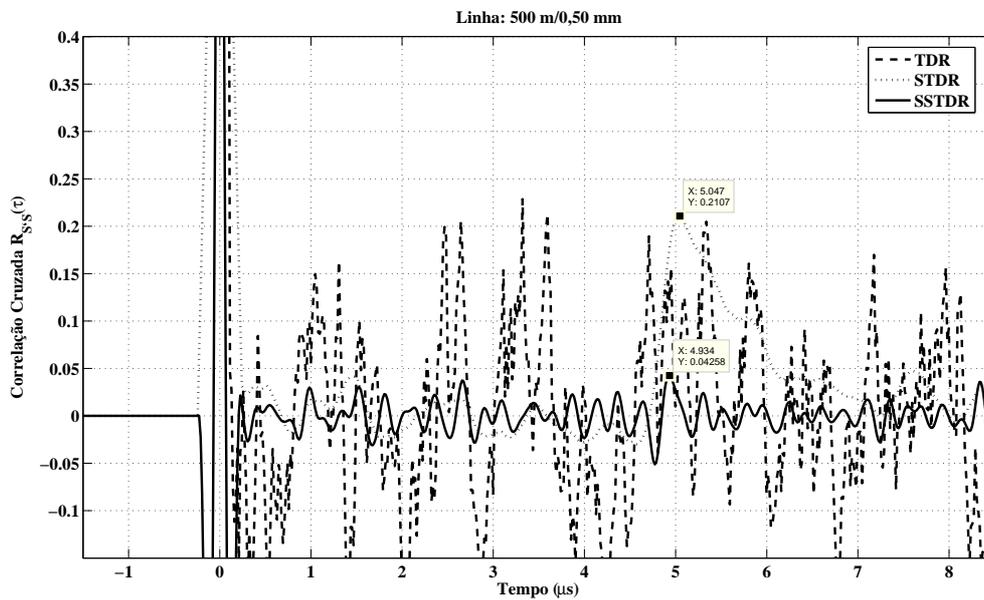


Figura 5.15: S/SSTDR versus TDR para linha telefônica real de 500m/0,50mm na presença de ruído. Comprimento da linha: - (TDR), 504,7m (STDR) e 493,4m (SSTDR).

5.10 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma metodologia para testes de reflectometria no domínio do tempo a partir de medições de impedância de entrada de uma linha telefônica real. Essa linha telefônica esteve imersa em ruído o que impossibilitou a caracterização da mesma utilizando-se técnicas tradicionais de reflectometria no tempo. Entretanto, o uso do STDR e do SSTDR possibilitou a caracterização dessa linha mesmo na presença de ruído. Ambos os testes, STDR e SSTDR, apresentaram erros muito baixo (maior erro de 1,3% e menor erro de 0,33%) associado ao cálculo do comprimento total das linhas telefônicas testadas para os casos em que as linhas telefônicas apresentavam comprimento máximo de 200m. Dessa forma, evidenciou-se a eficiência das técnicas de reflectometria no tempo que utilizam conceitos de modulação por espalhamento espectral (STDR e SSTDR) para a caracterização de linhas telefônicas mesmo na presença de ruído.

No próximo capítulo são apresentadas as considerações finais, vantagens e desvantagens do STDR e SSTDR, e as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 6

Conclusão

Serviços DSL (*Digital Subscriber Line*) são um dos serviços que utilizam a infra-estrutura existente da rede telefônica, e que em sua maioria foi projetada apenas para suprir as necessidades dos serviços telefônicos básicos. Essa infra-estrutura encontra-se, na maioria dos casos, em condições não adequadas ao transporte de serviços de acesso à Internet ou encontra-se desatualizada com relação à informação da sua topologia (comprimento, tipo de cabo, segmentos etc). Como foi discutida ao longo do trabalho, a topologia da linha tem influência fundamental no desempenho do serviço, especialmente o DSL, por ser transmitido em uma frequência superior à frequência utilizada pelos serviços básicos de telefonia. Os principais objetivos dos provedores de serviços DSL e entidades de regulamentação de serviços de telecomunicações são estabelecer metodologias, baseadas em medições e simulações computacionais, para a qualificação das linhas telefônicas e o desenvolvimento de técnicas para o gerenciamento dinâmico do espectro disponível para a transmissão desses serviços de acesso à Internet em banda larga. Dentre essas metodologias destaca-se a reflectometria no tempo como uma técnica capaz de caracterizar linhas telefônicas de maneira simples e que apresenta boa exatidão para a localização de falhas ao longo da linha.

Dentro desse contexto, o presente trabalho abordou uma aplicação, em linhas telefônicas, das técnicas de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (SSTDR) e por seqüência pseudo-aleatória (STDR). As duas técnicas de reflectometria que utilizam conceitos de modulação por espalhamento espectral foram primeiramente desenvolvidas e vastamente aplicadas na manutenção e localização de falhas no cabeamento interno de aeronaves e linhas de transmissão. Em virtude de essas técnicas apresentarem excelente exatidão na localização de falhas em cabos e a possibilidade de serem aplicada em linhas ativas, o presente trabalho apresentou a implementação em software dessas técnicas para aplicação em linhas telefônicas, reais e simuladas por modelos matemáticos, mesmo na

presença de ruído AWGN.

O objetivo principal do presente trabalho foi apresentar a aplicação e a especificação das técnicas de STDR e SSTDR em linhas telefônicas e comparar os seus resultados aos resultados obtidos com a técnica tradicional de reflectometria no tempo. A partir dessa comparação, foi possível observar a eficiência das técnicas STDR e SSTDR em caracterizar as linhas telefônicas, com excelente exatidão, que são utilizadas para o transporte de serviços DSL.

Como resultado do presente trabalho, destaca-se as principais contribuições relacionadas ao estado da arte de caracterização de linhas telefônicas com comprimento até 200m:

- Revisão bibliográfica das principais metodologias de reflectometria no domínio do tempo aplicada a linhas de transmissão;
- Implementação, em Matlab, das técnicas STDR e SSTDR para aplicação em linhas telefônicas. Essa implementação envolveu a especificação e a caracterização do sinal de teste (seqüências complementares de Golay com comprimento, amplitude e frequência especificados), do tipo de função de correlação (correlação cruzada e auto correlação) utilizada para obtenção da curva de reflectometria, da obtenção do sinal deslocado no tempo utilizada na função de correlação e a especificação da técnica de supressão de ruído para melhoria da resolução da curva de reflectometria;
- Melhoria dos resultados, com menor erro associado à localização de descasamentos de impedância presentes na linha e ao cálculo do comprimento total da linha, comparados aos resultados obtidos com a técnica tradicional de TDR;
- As técnicas de STDR e SSTDR possibilitaram a caracterização da linha telefônica mesmo na presença de ruído mantendo o erro semelhante ao caso sem ruído;
- Especificação de um aparato de medição de impedância de entrada para a execução de reflectometria no tempo (TDR, STDR e SSTDR) em linhas telefônicas reais.

Vale ressaltar que ambas as técnicas de reflectometria, TDR tradicional, STDR e SSTDR, não foram capazes de detectar com boa exatidão as reflexões fracas provenientes principalmente das mudanças de bitola presentes nos cabos telefônicos para o caso com ruído. Em virtude de essas reflexões apresentarem baixa amplitude, o ruído presente na linha acabou degradando completamente essas reflexões, na maioria dos casos testados.

Por fim, o presente trabalho sugere os seguintes temas para a elaboração de trabalhos futuros:

- Expansão dos testes de STDR e SSTDR em linhas telefônicas com comprimento maior e mais descasamentos de impedância;
- Adaptação e ajuste das técnicas STDR e SSTDR que possibilite a realização dos testes em linhas telefônicas com serviços DSL ativos;
- Implementação em *hardware* das técnicas STDR e SSTDR (geração das seqüências PN, transmissão/recepção e correlação).

Publicações do Autor no Período

- Conferências:

1. Reis, J., Castro, A. L. S., Costa, J. C. W. A., Riu, J. R. I., and Ericson, K., “Sequence and Spread Spectrum Time Domain Reflectometry for Transmission Line Analysis”, SPIE Optics East 2007, Boston - MA, EUA, Setembro 2007.
2. Reis, J., Castro, A. L. S., Costa, J. C. W. A., Riu, J. R. I., and Ericson, K., “Sequence Time Domain Reflectometry for Transmission Line Analysis”, XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2007, Recife - PE, Brasil, Setembro 2007.
3. Costa, J. C. W. A, Reis, J., Negrão, I., Castro, A. L. S., Souza, L. V., Ericson, K., Lindqvist, F., and Riu, J. R. I., “Characterization of Subscriber Local Loop by Measures and Analysis of Frequency and Impulse Responses”, SPIE Optics East 2006, Boston - MA, EUA, Outubro 2006.
4. Reis, J., Castro, A. L. S., Costa, J. C. W. A., Riu, J. R. I., and Lindqvist, F., “Characterization of Subscriber Local Loop by Measures of Frequency Response and Time Domain Reflectometry”, XVIII IMEKO World Congress, Rio de Janeiro - RJ, Brasil, Setembro 2006.
5. Reis, J., Negrão, I., Castro, A. L. S., Costa, J. C. W. A., Cavalcante, G. P. S., Riu, J. R. I., Ericson, K., and Lindqvist, F., “Improving the Performance Evaluation of ADSL Systems by Using a Modem Diagnosis Methodology”, MOMAG (XII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO e VII Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo-CBMag) 2006, Belo Horizonte - MG, Brasil, Agosto 2006.

- Submetido:

1. Reis, J., Castro, A. L. S., Costa, J. C. W. A., “Spread Spectrum Time Domain Reflectometry for Telephone Line Characterization”, Proposta de Patente - Ericsson, Estocolmo, Suécia, 2008.

Referências Bibliográficas

- [1] International Telecommunications Union - ITU Std. G.992.1, “Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL),” 1999.
- [2] International Telecommunications Union - ITU Std. G.992.2, “Asymmetrical Digital Subscriber Line Transceivers 2 (ADSL2),” 2002.
- [3] S. Galli e D. L. Waring, “Loop Make-up Identification via Single Ended Testing: Beyond Mere Loop Qualification,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 923–935, Junho 2002.
- [4] INMETRO Portaria INMETRO 029, “Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia,” 1995.
- [5] S.G. Rabinovich, *Measurement Errors and Uncertainties: Theory and Practice*, 1 Edição ed. Springer, 2000.
- [6] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, 1 Edição ed. John Wiley, 1989.
- [7] T. Starr, J. M. Cioffi e P. J. Silverman, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*, 1 Edição ed. Prentice-Hall, 1999.
- [8] W.Y. Chen, *DSL - Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems*, 1 Edição ed. Macmillan Technical Publishing, 2001.
- [9] J. D. Reis, *Caracterização de Enlaces Telefônicos para o Transporte de Serviços DSL*. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Pará, 2006.
- [10] E.C. Jordan e K.G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, 1 Edição ed. Prentice-Hall, 1971.
- [11] International Telecommunications Union - ITU Std. G.996.1, “Test Procedures for Digital Subscriber Line Transceivers,” 1999.

-
- [12] S. Galli, "Exact Conditions for the Symmetry of a Loop," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 10, pp. 307–309, 2000.
- [13] L. Heylen e J. Musson, *Cable Models Predict Physically Impossible Behaviour in Time Domain*, 1 Edição ed. ETSI STC. TM6, 1999.
- [14] P. Boets e L. V. Biesen, "Metallic 2-Wire Parametric Line Models - A Survey," *XVIII IMEKO World Congress*, vol. Rio de Janeiro - RJ, Brasil, Setembro 2006.
- [15] T. Bostoen, P. Boets, M. Zekri, L. Van Biesen, T. Pollet e D. Rabjins, "Estimation of the Transfer Function of a Subscriber by Means of an One-Port Scattering Parameter Measurements at the Central Office," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pp. 936–948, Junho 2002.
- [16] Edson Brito Júnior, "Metodologia para a Medição de Parâmetros Relacionados com a Qualificação do Enlace Digital do Assinante," 2007.
- [17] S. Haykin, *Communication Systems*, 4 Edição ed. Wiley, 1999.
- [18] R.L. Pickholtz and D.L. Schilling and L.B. Misltein, "Theory of Spread-Spectrum Communications-A Tutorial," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, pp. 855–884, 1982.
- [19] J.G. Proakis and M. Salehi, *Communication System Engineering*, 2 Edição ed. Prentice-Hall, 2002.
- [20] P. Smith, C. Furse e J. Gunther, "Fault Location on Aircraft Wiring Using Spread Spectrum Time Domain Reflectometry," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, pp. 306–315, Maio 2005.
- [21] P. Smith, C. Furse e Jacob Gunther, "Analysis of Spread Spectrum Time Domain Reflectometry for Wire Fault Location," *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, pp. 1469–1478, Dezembro 2005.
- [22] C. Furse, P. Smith, M. Safavi e C. Lo, "Feasibility of Spread Spectrum Sensors for Location of Arcs on Live Wires," *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, pp. 1445–1450, Dezembro 2005.
- [23] K. Jones, G.I.S. Trevio, W.W. Jones e R.H. Jonsson, "Adaptive Method and Apparatus for Transmission Line Analysis," 2002.
- [24] V. Taylor e M. Faulkner, "Line Monitoring and Fault Location Using Spread Spectrum on Power Line Carrier," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 143, pp. 427–434, Setembro 1996.

-
- [25] R. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, 2 Edição ed. Wiley, 1984.
- [26] A. J. Viterbi, “Spread-Spectrum Communications-Myths and Realities,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 17, pp. 11–18, Maio 1979.
- [27] C.E. Cook e H.S. Marsh, “An Introduction to Spread Spectrum,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 21, pp. 8–16, 1983.
- [28] S. Galli e K. J. Kerpez, “Single-Ended Loop Make-up Identification Part I: A method of Analyzing TDR Measurements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 55, pp. 538–549, Abril 2006.
- [29] K. J. Kerpez e S. Galli, “Single-Ended Loop Make-up Identification Part II: Improved Algorithms and Performance Results,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 55, pp. 538–549, Abril 2006.
- [30] P. Smith, “Spread Spectrum Time Domain Reflectometry,” Ph.D. dissertation, Utah State University, 2003.
- [31] C. R. Sharma, C. Furse e R. R. Harrison, “Low-Power STDR CMOS Sensor for Locating Faults in Aging Aircraft Wiring,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, pp. 43–50, Janeiro 2007.
- [32] H. Shi e P.J. Melsa, “Single-Ended Loop Test Circuitry in a Central Office DSL Modem,” 2006.
- [33] D.V. Sawarte e M.B. Pursley, “Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences,” *Proceedings of The IEEE*, vol. 68, pp. 593–619, Maio 1980.
- [34] Agilent Technologies, “Impedance Measurement Handbook,” 2003.
- [35] Agilent Tech., “ADSL Copper Loop Measurements,” 2000.
- [36] Spirent Technology, “Spirent DLS 5204 xDSL 4 Output Custom Noise Generator,” 2003.

Apêndice A

Códigos Fonte em Matlab

Este Apêndice fornece os códigos em *Matlab* para a implementação das técnicas de reflectometria no domínio do tempo por espalhamento espectral (SSTDR) e por seqüência pseudo-ruído (STDR). Primeiramente, o código principal inicializa com a especificação da topologia (tipo de segmentos, bitola e comprimento) da linha e obtenção do eco da resposta impulsiva $h_{eco}(t)$ como descrito na secção A.1. Em seguida, a secção A.2 mostra como são geradas as seqüências complementares de Golay $s(t)$. A secção A.3 mostra a transmissão do sinal $s(t)$ e a recepção do sinal $s'(t)$ respectivamente, bem como a execução da correlação cruzada entre os sinais $s'(t)$ e uma cópia deslocada no tempo do sinal $s(t)$. Por fim, a secção A.4 executa o TDR tradicional para análise comparativa com o STDR e o SSTDR e a secção A.5 apresenta os comandos para obtenção das curvas de reflectometria no tempo. Adicionalmente, as funções auxiliares *golay_code*, *pn_chip*, *ds_bpsk*, *chan_noise*, *pn_corr*, e *corr_after* estão implementadas na secção A.6.

A.1 Linha Telefônica

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% === LinhaTelefonicasobTeste === %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
top1.type = 'serial'; %'serial' ou 'bridge-tap'.  
top1.gauge = [0.4, 0]; % Unidade: mm.  
top1.length = [0.075]; % Unidade: km.
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% === ImpedanciadaFonte === %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

$Zg = 115$; % Unidade: Ohms.

==== ImpedanciadaCarga ====

$Zl = 10e15$; % Impedancia da carga: 0.1 (curto), 100 e 10e15 (aberto).

% Unidade: Ohms.

==== Referencia ====

Reference = 'source'; % Referencia a ser usada para calcular a funcao de transferecia:

% 'input' - (V2/V1).

% 'source' - (V2/Vs).

==== BandadeFrequencia ====

$n = 2001$; %Numero de amostras.

$fmin = 10e - 3$; %Frequencia minima.

$fmax = 30e6$; %Frequencia maxima.

$f = fmin : fmax/n : fmax$;

==== ABCDmatrix ====

%Funcao K_CUSTOM

$[KdownH, KupH] = k_custom(f, top1, 'VUB0')$; % Kdown/up = Matriz ABCD.

% Modelo de linha VUB0.

==== QuantidadesdeInteresse ====

$ZinH = zimp(KdownH, Zl)$; % Impedancia de entrada

% Parametros de Amostragem

$fs = 2.09 * f(n)$; % Frequencia de Amostragem

$Ts = 1/fs$; % Periodo de Amostragem

% Eco da Resposta Impulsiva

```

H = (ZinH)./(ZinH + Zg);
%Funcao IFFT1
heco = ifft1(H); % Eco da Resposta Impulsiva no tempo
M1 = length(heco);
t1 = 0 : Ts : ((M1 - 1) * Ts); % Vetor do Tempo

```

A.2 Seqüência PN

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% == STDR/SSTDR == %%%%%%%%%%

```

```

% Parametros das Sequencias PN
A = 0.1; % amplitude do sinal em volts
L = 15; % numero de amostrar em cada bit: T_C = L * Ts
N = 1; % numero de periodos
M = 256; % comprimento/periodo da sequencia em bits
K = 20; % fator de averanging
t = -(L * M * N - 1) * Ts : Ts : (L * M * N + n) * Ts; % vetor do tempo 2
% bits iniciais das sequencias de Golay
start1 = 1;
start2 = 1;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% == GeracaodasSequenciasPN(Golay) == %%%%%%%%%%

```

```

%Funcao GOLAY_CODE
[gol1, gol2] = golay_code(M, start1, start2); % sequencia digital
%Funcao PN_CHIP
% Gera as formas de onda dos sinais de teste s(t)
[pn_seqA] = pn_chip(gol1, L, N, A); % Sequencia A em banda base
[pn_seqB] = pn_chip(gol2, L, N, A); % Sequencia B em banda base
%Funcao DS_BPSK
[uA, uB] = ds_bpsk(pn_seqA, pn_seqB, M, L, N, Ts); % Sequencias A e B em banda passante

```

A.3 Transmissão, Recepção e Correlação

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% == MediasKtran/recep == %%%%%%%%%%

variance=1e-12; % variancia do ruido
% Funcao CHAN_NOISE
for i = 1 : K, % executa a transmissao e recepcao K vezes
for j = 1 : n,
[v(i, j), noise(i, j)] = chan_noise(h(j), variance); % Insere ruido branco na linha
end
%Executa o S/SSTDR usando o metodo por correlacao cruzada (MCC)
% STDR
% Funcao CORR_AFTER
[y1pnA(i, :), corrAA(i, :), y1pnB(i, :), corrBB(i, :), y1pnAB(i, :), corrAB(i, :)]
= corr_after(pnseqA, pnseqB, v(i, :)); % SSTDR
% Funcao CORR_AFTER
[y1uA(i, :), corruAA(i, :), y1uB(i, :), corruBB(i, :), y1uAB(i, :), corruAB(i, :)]
= corr_after(uA, uB, v(i, :));
end

% Executa a media das K transmissoes e recepcoes

y1pnABAVG = sum(y1pnAB, 1)/K; % Sinal recebido em banda base
y1uABAVG = sum(y1uAB, 1)/K; % Sinal recebido em banda passante
corrABAVG = sum(corrAB, 1)/K; % STDR usando MCC
corruABAVG = sum(corruAB, 1)/K; % SSTDR usando MCC

```

A.4 TDR Tradicional

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% == TDRTradicional == %%%%%%%%%%

widthpulse = 100; % largura do pulso em nanosegundos
pulse = rectpuls(t1, 2.1e - 9 * widthpulse); % gera o pulso retangular de amplitude 1V

```

```

y1v = conv(pulse, v(1,:)); % Transmissao e rececao
M2 = length(y1v);
t2 = 0 : Ts : ((M2 - 1) * Ts); % Cria vetor do tempo

```

A.5 Gráfico no Domínio do Tempo

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% == TDRvsSTDRvsSSTDR == %%%%%%%%%%%

figure(1)
hold on
plot(t2/1e - 6, y1v, ' - - k', 'LineWidth', 2)
plot(t/1e - 6, corrABAVG(1 : length(t))/max(corrABAVG), ': k', 'LineWidth', 2)
plot(t/1e - 6, corruABAVG(1 : length(t))/max(corruABAVG), ' k', 'LineWidth', 2)
hold off
axis([-58.5 - .21.001])
set(gca, 'fontsize', 14)
set(gca, 'fontname', 'times')
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
legend('TDR', 1, 'Location', 'NorthEast', ...
'STDR', 1, 'Location', 'NorthEast', ...
'SSTDR', 1, 'Location', 'NorthEast')
xlabel('Tempo( $\mu$ s)')
ylabel('CorrelacaoCruzadaRS'S( $\tau$ )')
title('Linha : 75m/0, 40mm')
grid on

```

A.6 Funções Auxiliares

1. golay_code

```

function [seq1, seq2] = golay_code(M, start1, start2)
% Function to create complementary golay codes with length M (M is
% multiple of 2. The users should inform the length of the sequence. The

```

```

% output is a matrix 2x(M to 2) contained two complementary sequences,
% seq1 and seq2. The maximum value for M is 16 and the minimum is 2.
% start should be 1 or 0.
if mod(M,2)==0
a=start1;
b=start2;
switch M
case 1
seq1=[a];
seq2=[b];
case 2
seq1=[a b];
seq2=[a ~b];
case 4
seq1=[[a b] [a ~b]];
seq2=[[a b] [~a ~b]];
case 8
seq1=[[[a b] [a ~b]] [[a b] [~a ~b]]];
seq2=[[[a b] [a ~b]] [~[a b] [~a ~b]]];
case 16
seq1=[[[[a b] [a ~b]] [[a b] [~a ~b]]] [[[a b] [a ~b]] [~[a b] [~a ~b]]]];
seq2=[[[[a b] [a ~b]] [[a b] [~a ~b]]] [~[[[a b] [a ~b]] [~[a b] [~a ~b]]]]];
otherwise
disp('Not implemented yet!');
end
else disp('M should be an integer multiple of 2!');
return
end

```

2. pn_chip

```

function [pn_seqA] = pn_chip(gol1, L, N, A)
% gol1 is the sequence that should be edited.
% L is the number of bits per chip. It also defines the the chip duration
% Tc=Ts.L.
% N is the number which the sequence is repeated.
% The output (pn_seqA is antipodal signal) is a bigger sequence with time duration
equals to T=N.Tc.K

```

```

% where K is the pn sequence (gol1) length.
seq_leng=length(gol1);
pn_seq1=[];
pn_seqA=[];
temp=[];
% Creating Chips of Duration Ts*L for Golay Codes
for i=1:seq_leng,
for j=1:L,
temp(i,j)=gol1(i);
pn_seq1=[pn_seq1 temp(i)];
end
end
% Mapping Antipodal Signals (0->-1, 1->1)
pn_seq1=A*(2*pn_seq1-1);
% Repeat The Sequences N times
for i=1:N,
pn_seqA=[pn_seqA pn_seq1];
end

```

3. ds_bpsk

```

function [ua, ub] = ds_bpsk(pn_seqA, pn_seqB, M, L, N, Ts)
% Input Parameters: (pn_seqA, pn_seqB, M, L, N, t)
% pn_seqA: PN sequency A
% pn_seqB: PN sequency B
% M: Length of PN sequencies A and B
% L: Number of samplers per bit
% N: Number of reptions per period (default 1)
% T: Sampler Period
% Output Parameters: (ua, ub)
% ua: SSTDR waveform for PN sequency A
% ub: SSTDR waveform for PN sequency B
Length=M*L*N;% Length of pn_seqA and pn_seqB
t = 0:Ts:Length*Ts;% Time vector
frequency=1/(L*Ts);% Frequency of sine waves. Frequency SSTDR=Frequency STDR
ua=pn_seqA*sqrt(2).*sin(2*pi*frequency*t(1:Length)); % Waveforms
ub=pn_seqB*sqrt(2).*sin(2*pi*frequency*t(1:Length));

```

4. `chan_noise`

```

function [v, n] = chan_noise(h, var)
% This function generates additive white gaussian noise and immertes it
% into the channel defined by h. var is the noise variance. The output is
% the the channel in presence of noise.
x_h=size(h);
n = sqrt(var)*randn(x_h); % Gaussian Noise
v = h + n;% Channel in presence of noise

```

5. `pn_corr`

```

function [corr f] = pn_corr(u, v, N)
% Funtion to compute the autocorreation/ cross-correlation
% function of two PN sequences used in Experiment 6, CS: Haykin
max_cross_corr=0;
for m=0:N
shifted_u=[u(m+1:N) u(1:m)];
corr(m+1)=(sum(v.*shifted_u));
if (abs(corr) > max_cross_corr)
max_cross_corr=abs(corr);
end
end
corr1=flipud(corr);
corr f=[corr1(2:N) corr];

```

6. `corr_after`

```

function [y1_pnA, corrAA, y1_pnB, corrBB, y1_pnC, corrCC]
= corr_after(pn_seqA, pn_seqB, h)
% This function performs the cross correlation between the transmitted
% sequence pn_seq and the received signal from the channel y1_pn.The input
% is a pn sequence and the channel pulse response. The output is the
% received signal and the cross-correlation. It is important to note that
% the cross-correlation must be performed with a delayed copy of the
% transmitted signal.

```

```
y1_pnA=conv(pn_seqA,h); % Received Signal A
x_y1A=length(y1_pnA);
x_pnA=length(pn_seqA);
pn_shiftA=[zeros(1,x_y1A-x_pnA) pn_seqA];
corrAA=pn_corr((y1_pnA),pn_shiftA,x_y1A);
```

```
y1_pnB=conv(pn_seqB,h); % Received Signal B
x_y1B=length(y1_pnB);
x_pnB=length(pn_seqB);
pn_shiftB=[zeros(1,x_y1B-x_pnB) pn_seqB];
corrBB=pn_corr((y1_pnB),pn_shiftB,x_y1B);
```

```
y1_pnC=y1_pnA+y1_pnB;
corrCC=[corrAA]+[corrBB];
```