

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCIANO SCHUASTZ AUPT

**ANÁLISE DE FALHAS DOS CABOS
UTILIZADOS NAS REDES METÁLICAS
EM TELECOMUNICAÇÕES COM AS
TÉCNICAS DE TIME DOMAIN
REFLECTOMETRY (TDR)**

Porto Alegre
2019

LUCIANO SCHUASTZ AUPT

**ANÁLISE DE FALHAS DOS CABOS
UTILIZADOS NAS REDES METÁLICAS
EM TELECOMUNICAÇÕES COM AS
TÉCNICAS DE TIME DOMAIN
REFLECTOMETRY (TDR)**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia de Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles

Porto Alegre
2019

LUCIANO SCHUASTZ AUPT

**ANÁLISE DE FALHAS DOS CABOS
UTILIZADOS NAS REDES METÁLICAS
EM TELECOMUNICAÇÕES COM AS
TÉCNICAS DE TIME DOMAIN
REFLECTOMETRY (TDR)**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles, UFRGS
Doutor pela University of London – London, Inglaterra

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Natanael Rodrigues Gomes, UFSM
Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Prof. Dr. Gilson Inacio Wirth, UFRGS
Doutor pela University of Dortmund – Dortmund, Germany

Prof. Dr. Daniel da Silva Gazzana, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, dezembro de 2019.

DEDICATÓRIA

A Deus por me conceder a vida.

A minha esposa Vanessa, pela sua compreensão e apoio.

Ao meu filho Theodoro que a cada dia transforma nossas vidas.

A minha sogra Zaira, por seu imenso apoio durante o desenvolvimento das disciplinas.

Aos meus familiares, meu amado pai Antonio, minhas mães Eunice e Izaurinha, aos meus irmãos e irmãs, aos meus sobrinhos e sobrinhas.

Ao meu cunhado Candido, minha cunhada Veridiana e meu sobrinho Otávio.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles, pela confiança depositada em mim nesta jornada. Aos Prof. Me. Artur Severo e ao Prof. Me. Leandro Cassol, pelo apoio e dicas de luz nos momentos difíceis.

Aos amigos Dr. Gerson Leiria, Daniel Mello, Leonardo Mackimilam e Felipe Malta, pelo apoio e parceria durante a realização das disciplinas do Mestrado.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Ao meu grande amigo Carlon, por viabilizar as equipes de campo para os testes e manutenções, bem como os equipamentos e materiais de suporte utilizados na execução dos testes e identificações dos defeitos. Aos cabistas e auxiliares que participaram desta empreitada.

RESUMO

Por muitos anos, os cabos de telecomunicações, bem como as suas junções de emendas foram tratadas como um sistema que poderia ser instalado o qual tinham a capacidade de funcionar por uma vida útil acima de 40 anos no setor de telecomunicações. À medida que os cabos e/ou suas junções de emendas envelhecem, os sistemas de transmissões em funcionamento nestes cabos começam a apresentar defeitos, reduzindo o nível de confiabilidade dos sistemas operando nesses cabos. Logo, as reclamações de clientes por insuficiência de serviços são característicos.

A presente dissertação apresenta e discute as metodologias para a análise de linhas de transmissão através de novos métodos de teste envolvendo sinais da reflectometria no domínio do tempo do espectro de dispersão (SSTD) e a reflectometria no domínio do tempo de sequência (STD). São analisados os sinais comumente presentes nos cabos telefônicos, com o objetivo de localizar falhas intermitentes. Essa análise se faz necessária porque a linha telefônica, inicialmente usada somente para serviços de voz, apresenta fatores limitantes reduzido o desempenho dos serviços de acesso à Internet em banda larga que trafegam na linha.

Os códigos de pseudo-ruído são usados para a geração de sinais dos sistemas STD e SSTD para aplicação no sistema de teste na presença de ruído. Os efeitos do ruído branco nos sinais de testes, bem como os parâmetros elétricos dos sinais, são discutidos analiticamente. Um sistema de hardware de teste usando o método de domínio do tempo de sequência e espectro de dispersão é implementado, sendo usado ainda, um conversor ADC para aquisição dos dados do sistema via programa LabView e após, os referidos sinais do sistema de teste serão interpretados via software MatLab.

Os dados coletados com o *hardware* de teste STD / SSTD são analisados e comparados com os resultados de um equipamento de uso comercial de reflectometria no domínio do tempo (TDR), marca JDSU VIAVI *Solutions*, modelo *One Expert ONX-580*. Os dados dos resultados dos testes executados em cabos ativos que apresentam defeito, podendo ser circuitos abertos e/ou curtos circuitos, usando o sistema SSTD e um algoritmo de ajuste de curva, mostram um erro absoluto máximo na ordem de 0,43 m, para os cabos de pares trançados de até 1.425,00 m do ponto de falha. O sistema de teste SSTD foi capaz de localizar um circuito aberto em um cabo com ruído presente de -47 dBm. Os sistemas STD e o SSTD, demonstraram ser eficazes na detecção e localização de falhas e umidade nos fios dos cabos com um alto índice de ruído existente.

Palavras-chave: Reflectometria no Domínio do Tempo do Espectro de Dispersão (SSTD) , Reflectometria no Domínio do Tempo de Sequência (STD), Testes de Falhas em Cabos, Testes de Falhas com Código Pseudo-Noise (PN).

ABSTRACT

For many years, telecommunication cables as well as their splice junctions were treated as a system which could be installed which had the ability to function for over 40 years in the telecommunications industry. As the cables and / or their splice joints age, the transmission systems operating in these cables begin to malfunction, reducing the reliability of the systems operating in these cables. Therefore, customer complaints about insufficient services are characteristic.

The present dissertation presents and discusses the methodologies for the analysis of transmission lines through new test methods involving scatter spectrum time domain reflectometry (SSTDR) signals and sequence time domain reflectometry (STDR) signals. Signals commonly found in telephone cables are analyzed for intermittent faults. This analysis is necessary because the telephone line, initially used only for voice services, has limited performance limiting factors for the broadband Internet access services that travel on the line.

Pseudo noise codes are used for signal generation from STDR and SSTDR systems for application to a noise testing system. The effects of white noise on test signals, as well as the parameters of the test signals, are discussed analytically. A test hardware system using the sequence time domain and spread spectrum is implemented, an ADC converter will be used to acquire system data via LabView program and after, those test system signals will be interpreted via MatLab software.

The data collected with the STDR / SSTDR test hardware is analyzed and compared with the results of a commercial time domain reflectometry (TDR) model One Expert ONX-580. Data from test results performed on defective active cables for open circuits and short circuits using SSTDR and a curve fitting algorithm shows an absolute maximum error of the order of 0,43 *m* for twisted pair cables up to 1.425 *m* from the point of failure. The SSTDR test system was able to locate an open circuit on a cable with present noise of -47 *dBm*. STDR and SSTDR have been shown to be effective in detecting and locating wet wire bows in cables with a high noise level.

Keywords: Spread Spectrum Time Domain Reflectometry (SSTDR), Sequence Time Domain Reflectometry (STDR), Cable Fouls Tests, Fouls Tests Using the Pseudo-Noise PN Code.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | | |
|-------------|--|----|
| Figura 1 – | Capacidade de transmissão de dados definido pela distância de atendimento em Km, nos pares dos cabos para os calibres 22 AWG, 24 AWG e 26 AWG. | 18 |
| Figura 2 – | Segmento infinitesimal de uma linha de transmissão. | 25 |
| Figura 3 – | Circuito elétrico de uma linha de transmissão. | 28 |
| Figura 4 – | Campos atuantes das forças num condutor de par trançado. | 30 |
| Figura 5 – | Rede genérica de duas portas 2PN ou rede com matriz quadripolo. . . | 31 |
| Figura 6 – | Técnicas utilizadas para a localização de falhas em linhas de transmissão. | 33 |
| Figura 7 – | Modelo de um sistema por espalhamento espectral DSSS. | 40 |
| Figura 8 – | Modelo de exemplo de sistema DSSS com relação aos sinais transmitidos e recebidos. | 41 |
| Figura 9 – | Hierarquia de seqüências recursivas lineares. | 42 |
| Figura 10 – | Auto correlação do Código ML $C_{cr}(0)$ | 42 |
| Figura 11 – | Diagrama em blocos de um sistema correlator utilizado nas técnicas STDTR e SSTDR. | 43 |
| Figura 12 – | Diagrama detalhado do sistema STDTR e SSTDR. | 49 |
| Figura 13 – | Sinais STDTR e SSTDR modulado com $1.0 F_{STDTR}$ | 55 |
| Figura 14 – | Auto Correlação dos sinais STDTR e SSTDR da Figura 13. | 55 |
| Figura 15 – | Sinais STDTR e SSTDR modulado com $0.5 F_{STDTR}$ | 56 |
| Figura 16 – | Auto Correlação dos sinais STDTR e SSTDR da Figura 15. | 56 |
| Figura 17 – | Sinais STDTR e SSTDR modulado com $1.5 F_{STDTR}$ | 57 |
| Figura 18 – | Auto Correlação dos sinais STDTR e SSTDR da Figura 17. | 57 |
| Figura 19 – | Saída do correlacionador para atraso de sub-bit de 29,5 bits. | 65 |
| Figura 20 – | Arquitetura do sistema TDR. | 67 |
| Figura 21 – | Diagrama de blocos da técnica de reflectometria por espalhamento espectral e por seqüência pseudo-ruído PN dos Sistema SSTDR e STDTR. | 69 |
| Figura 22 – | Taxa de erro absoluto das medidas em ambiente controlado de circuito aberto com os Sistemas TDR, STDTR e SSTDR. | 73 |
| Figura 23 – | Taxa de erro relativo das medidas em ambiente controlado de circuito aberto com os Sistemas TDR, STDTR e SSTDR. | 73 |
| Figura 24 – | Curva do Teste 1 POA BVA Cb 02 do Equipamento TDR. | 76 |
| Figura 25 – | Curvas do Teste 1 POA BVA Cb 02 Das Técnicas STDTR/SSTDR analisados via MatLab. | 77 |
| Figura 26 – | Curva do Teste 2 POA IPN Cb 06 do Equipamento TDR. | 78 |

| | | |
|-------------|---|----|
| Figura 27 – | Curvas do Teste 2 POA IPN Cb 06 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 79 |
| Figura 28 – | Curva do Teste 3 POA ITU Cb 03 do Equipamento TDR. | 79 |
| Figura 29 – | Curvas do Teste 3 POA ITU Cb 03 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 80 |
| Figura 30 – | Curva do Teste 4 POA PDA Cb 04 do Equipamento TDR. | 81 |
| Figura 31 – | Curvas do Teste 4 POA PDA Cb 04 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 81 |
| Figura 32 – | Curva do Teste 5 POA SAJ Cb 05 do Equipamento TDR. | 82 |
| Figura 33 – | Curvas do Teste 5 POA SAJ Cb 05 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 83 |
| Figura 34 – | Curva do Teste 6 POA RES Cb 04 do Equipamento TDR. | 84 |
| Figura 35 – | Curvas do Teste 6 POA RES Cb 04 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 85 |
| Figura 36 – | Curva do Teste 7 SMA CEN Cb 20 do Equipamento TDR. | 85 |
| Figura 37 – | Curvas do Teste 7 SMA CEN Cb 20 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 86 |
| Figura 38 – | Curva do Teste 8 SMA DIS Cb 02 do Equipamento TDR. | 87 |
| Figura 39 – | Curvas do Teste 8 SMA DIS Cb 02 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 87 |
| Figura 40 – | Curva do Teste 9 SMA CMB Cb 15 do Equipamento TDR. | 88 |
| Figura 41 – | Curvas do Teste 9 SMA CMB Cb 15 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 89 |
| Figura 42 – | Curva do Teste 10 SMA CMB Cb 16 do Equipamento TDR. | 89 |
| Figura 43 – | Curvas do Teste 10 SMA CMB Cb 16 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 90 |
| Figura 44 – | Curva do Teste 11 UGN CEN Cb 07 do Equipamento TDR, Defeito a 39,00 m. | 91 |
| Figura 45 – | Curva do Teste 11 UGN CEN Cb 07 do Equipamento TDR, Defeito a 198,00 m. | 92 |
| Figura 46 – | Curvas do Teste 11 UGN CEN Cb 07 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab. | 92 |
| Figura 47 – | Taxa de Erro Absoluto das Medidas em Ambiente Não Controlado dos 11 Cabos Testados. | 93 |
| Figura 48 – | Taxa de Erro Relativo das Medidas em Ambiente Não Controlado dos 11 Cabos Testados. | 94 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-------------|---|----|
| Tabela 1 – | Confiabilidade da linha de transmissão pela resistência de isolamento. | 23 |
| Tabela 2 – | Parâmetros distribuídos de uma linha de transmissão de par trançado. | 31 |
| Tabela 3 – | Erro absoluto dos testes para circuitos abertos. | 71 |
| Tabela 4 – | Erro absoluto dos testes para circuitos em curto circuitos. | 72 |
| Tabela 5 – | Parâmetros do sistema de testes STDR e SSTDR utilizados nos testes em cabos em funcionamento. | 74 |
| Tabela 6 – | Descrição dos Cabos Testados. | 75 |
| Tabela 7 – | Resultado dos Testes 1 – POA BVA Cb 02. | 76 |
| Tabela 8 – | Resultado dos Testes 2 – POA IPN Cb 06. | 77 |
| Tabela 9 – | Resultado dos Testes 3 – POA ITU Cb 03. | 78 |
| Tabela 10 – | Resultado dos Testes 4 – POA PDA Cb 04. | 80 |
| Tabela 11 – | Resultado dos Testes 5 – POA SAJ Cb 05. | 82 |
| Tabela 12 – | Resultado dos Testes 6 – POA RES Cb 04. | 83 |
| Tabela 13 – | Resultado dos Testes 7 – SMA CEN Cb 20. | 84 |
| Tabela 14 – | Resultado dos Testes 8 – SMA DIS Cb 02 | 86 |
| Tabela 15 – | Resultado dos Testes 9 e 10 – SMA CMB Cb 15 e 16 | 88 |
| Tabela 16 – | Resultado dos Testes 11 – UGN CEN Cb 07 | 91 |
| Tabela 17 – | Resumo do Resultado dos Testes em Ambiente Não Controlado. . . . | 93 |

LISTA DE ABREVIATURAS

| | |
|--------|---|
| ADSL | <i>Assymetrical Digital Subscriber Line</i> |
| ADC | <i>Analog to Digital Converter</i> |
| ANSI | <i>American National Standards Institute</i> |
| ANATEL | Agência Nacional de Telecomunicações |
| AMP-OP | Amplificador Operacional |
| AWG | <i>American Wire Gauge</i> |
| BPSK | <i>Binary Phase Shift Keying</i> |
| CO | Centro de Operações |
| DDS | <i>Digital Data System</i> |
| DSL | <i>Digital Subscriber Line</i> |
| FDR | <i>Frequency Domain Reflectometry</i> |
| FSK | <i>Frequency Shift Keying</i> |
| HDSL | <i>High-Bit-Rate digital Subscriber Line</i> |
| IFFT | <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> |
| ISDN | <i>Integrated Services Digital Network</i> |
| LT | Linha de Transmissão |
| MTE | Mistério do Trabalho e Emprego |
| ML | <i>Maximum Length Shift-Register</i> |
| NA | <i>Network Analyzer</i> |
| NI | <i>National Instruments</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| OPA | <i>Operational Amplifiers</i> |
| OTA | <i>Operational Transconductance Amplifier</i> |
| PN | <i>Pseudo-Noise</i> |
| POTS | <i>Plain Old Telephone Service</i> |
| POA | Município de Porto Alegre |

| | |
|-------|---|
| PPGEE | Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica |
| PSD | <i>Power Spectral Density</i> |
| PSK | <i>Phase Shift Keying</i> |
| PSOC | <i>Programmable System-On-Chip</i> |
| SDS | <i>Slow Decay Sign</i> |
| SELT | <i>Single Ended Line Testing</i> |
| SMA | Município de Santa Maria |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |
| SR | <i>Slew-Rate</i> |
| SSTDR | <i>Spread Spectrum Time Domain Reflectometry</i> |
| STDR | <i>Sequence Time Domain Reflectometry</i> |
| STP | <i>Shielded Twisted Pair</i> |
| SWR | <i>Standing Wave Reflectometry</i> |
| TDR | <i>Time Domain Refletometry</i> |
| TEM | <i>Transverse Electro-Magnetic</i> |
| UGN | Município de Uruguaiana |
| UTP | <i>Unshielded Twisted Pair</i> |
| VHDSL | <i>Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line</i> |
| 2PN | Rede de Duas Portas |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 | Motivação | 14 |
| 1.2 | Objetivos | 15 |
| 1.3 | Contribuições | 15 |
| 1.4 | Estrutura do Trabalho | 16 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 17 |
| 2.1 | Limitações das linhas de transmissão | 17 |
| 2.1.1 | A Qualificação da Linha de Transmissão | 18 |
| 2.1.2 | Métodos de Qualificação e Testes da Linha de Transmissão | 19 |
| 2.1.3 | O Problema da Linha de Transmissão | 21 |
| 2.1.4 | A Confiabilidade dos Serviços de Telecomunicações Devido aos Degastes das Emendas e Cabos | 21 |
| 2.1.5 | Insuficiência dos Serviço de Telecomunicações Devido as Emendas com Defeitos | 22 |
| 2.2 | Modelo Matemático da Linha de Transmissão | 23 |
| 2.2.1 | Constante de Propagação | 24 |
| 2.2.2 | Impedância Característica | 26 |
| 2.2.3 | Coefficiente de Reflexão | 28 |
| 2.2.4 | Parâmetros Primários de Linha | 30 |
| 2.2.5 | Parâmetros de Duas Portas | 31 |
| 2.3 | Reflectometria | 33 |
| 2.3.1 | Técnica TDR | 35 |
| 2.3.2 | Técnica FDR | 35 |
| 2.3.3 | Técnica SWR | 35 |
| 2.3.4 | Técnica STDR e SSTDR | 36 |
| 3 | DESCRIÇÃO PARA O PROJETO BÁSICO DO SISTEMA STDR E SSTDR | 49 |
| 3.1 | Especificações do Projeto Básico | 52 |
| 3.1.1 | Frequência de Operação do Sistema | 52 |
| 3.1.2 | Frequência de Modulação BPSK para o SSTDR | 53 |
| 3.1.3 | Relação Sinal Ruído para o STDR e SSTDR | 58 |
| 3.1.4 | Alterando o Comprimento do Sinal de Teste STDR e SSTDR | 59 |
| 3.1.5 | Alterando a Taxa de Chip do Sinal de Teste do STDR e SSTDR | 60 |
| 3.1.6 | Alterando a Amplitude do Sinal de Teste do STDR e SSTDR | 63 |
| 3.1.7 | Análise de Resultados para Aumentar a Precisão da localização de Falhas | 64 |

| | | |
|----------|--|-----|
| 4 | TESTE E RESULTADOS | 66 |
| 4.1 | Implementação da Técnica do TDR | 67 |
| 4.2 | Implantação da Técnica STDR e SSTDR | 68 |
| 4.3 | Testes em Ambiente Controlado | 70 |
| 4.3.1 | Resultados dos Testes em Ambiente Controlado | 71 |
| 4.4 | Testes em Ambiente Não Controlado | 74 |
| 4.4.1 | Descrição dos Cabos Testados | 75 |
| 4.4.2 | Resultados dos Testes 1 – POA BVA Cb 02 | 76 |
| 4.4.3 | Resultados dos Testes 2 – POA IPN Cb 06 | 76 |
| 4.4.4 | Resultados dos Testes 3 – POA ITU Cb 03 | 78 |
| 4.4.5 | Resultados dos Testes 4 – POA PDA Cb 04 | 80 |
| 4.4.6 | Resultados dos Testes 5 – POA SAJ Cb 05 | 82 |
| 4.4.7 | Resultados dos Testes 6 – POA RES Cb 04 | 82 |
| 4.4.8 | Resultados dos Testes 7 – SMA CEN Cb 20 | 84 |
| 4.4.9 | Resultados dos Testes 8 – SMA DIS Cb 02 | 86 |
| 4.4.10 | Resultados dos Testes 9 e 10 – SMA CMB Cb 15 e 16 | 88 |
| 4.4.11 | Resultados dos Testes 11 – UGN CEN Cb 07 | 90 |
| 4.4.12 | Resultado dos Testes em Ambiente Não Controlado | 91 |
| 5 | CONCLUSÃO | 95 |
| | REFERÊNCIAS | 97 |
| | APÊNDICE A CÓDIGOS FONTE DO ALGORÍTMO DE PROGRAMAÇÃO PSOC-1 | 102 |
| A.1 | Extensões | 102 |
| A.2 | Definições do comprimento da sequência PN | 102 |
| A.3 | Controle de relógio | 103 |
| A.4 | Dados de pacote | 103 |

1 INTRODUÇÃO

Todas as informações e interações na sociedade atual se realizam pelo uso das comunicações e sua velocidade de abrangência, esta realidade nunca foi vista em tempo algum de nossa existência (PAMPANELLI, 2004). Mesmo nas comunicações celulares o uso da tecnologia de cabos não é descartado, pois em algum momento estas comunicações aparecem se utilizando desta tecnologia.

Falhas na rede por curto circuito, circuito aberto, oscilações de sinal, ruídos e falhas intermitentes, podem ser o resultado de fadiga nos cabos que compõem a rede externa, ou por atividades que possam afetar a mesma. Essas falhas podem afetar vários enlaces de clientes dentro do cabo e são considerados um problema de reparação urgente, uma vez que existe uma perda total ou intermitente do serviço. A localização precisa desta falha é importante para uma reparação rápida e eficaz (DODDS; SHAFIQUE; CELAYA, 2006).

O método de reflexometria do domínio do tempo (TDR), como teste de linha de transmissão em extremidade única está em uso há muitos anos e existem muitos instrumentos comerciais disponíveis. Os instrumentos exibem uma aproximação à resposta ao impulso da reflexão. Para o cabo telefônico, o método TDR usa um pulso de excitação na ordem de $3 \mu s$ e, seguindo o pulso, a tensão refletida é medida e plotada em função do tempo na ocorrência de um descasamento de impedância. Um técnico perito pode interpretar esse reflexograma e determinar a localização e a gravidade da falha da linha de transmissão (KAFAL *et al.*, 2018).

1.1 Motivação

Nos cabos telefônicos modernos, cada par é cercado por outros pares e por vazios cheios de ar. Quando a água entra no cabo, ele enche os vazios, aumenta a capacitância da linha de transmissão do fio emparelhado e diminui a impedância característica da seção úmida. Isso causa reflexos de sinal no início e no final da seção úmida. Uma vez que as juntas corroídas pioram com o tempo, é vantajoso detectar pequenas discontinuidades antes de afetar o atendimento integral de todos os sistemas operando dos clientes (BOETS;

VAN BIESEN, 2006).

Existem formas de onda presentes nos reflextogramas que são únicas para certos tipos de falhas, no entanto, para um especialista, a interpretação da localização e do tipo de falha é extremamente desafiadora. A interpretação de falhas múltiplas e múltiplos ecos, ditos espúrios, é ainda mais desafiador, uma vez que cada resposta de pulso refletida é um sinal de decadência lenta, *Slow Decay Sign* (SDS) e há sobreposição (GALLI; WARING, 2002) não sendo possível sua precisão em muitos casos pelo método TDR.

Nos grandes centros urbano, as redes são compostas por cabos de alta capacidade, por possuírem um volume alto de linhas de transmissão em sua construção, logo, a precisão na localização de falhas é imprescindível, pois uma intervenção ao longo do seu comprimento implica em transtornos a terceiros e alto volume de sistemas de clientes afetados.

1.2 Objetivos

O objetivo desta dissertação é comparar os resultados dos testes executados em pares das linhas de transmissão de cabos com defeito e em operação na rede externa. Utilizando-se de um equipamento comercial desenvolvido com a técnica da reflectometria TDR, disponível para as equipes de campo, que realiza a localização de falhas nos cabos com defeito. A comparação será com os resultados dos testes, nos mesmos pares, através da utilização da técnica da reflectometria no domínio do tempo de sequência *Sequence Time Domain Reflectometry* (STDR) e da reflectometria no domínio tempo do espectro de dispersão *Spread Spectrum Time Domain Reflectometry* (SSTDR), sendo ambas, técnicas utilizadas para localização de falhas em aeronaves.

1.3 Contribuições

Além dos resultados das medidas de testes comparativas de localização de defeitos em cabos, com as técnicas TDR, STDR e SSTDR, As contribuições deste trabalho são:

- a) Desenvolver um *hardware* para execução da técnica TDR para testes em ambiente controlado;
- b) Desenvolver um *software* para execução das técnicas STDR e SSTDR, através de Kits PSoC[®];
- c) Desenvolver via *hardware* de aquisição de dados por conversor ADC das técnicas STDR e SSTDR com a ferramenta computacional LabVIEW;
- d) Desenvolver a análise dos dados de aquisição através do *software* MatLab com aumento de precisão da localização da falha por meio de algoritmo computacional;

- e) Identificar o ponto real do defeito, através de equipes de campo profissionais em manutenções.
- f) Verificar a precisão da localização da falha real que existia no cabo com os resultados dos testes executados nas técnicas TDR, STDR e SSTDR.
- g) Demonstrar graficamente a comparação da precisão dos resultados dos testes obtidos das três técnicas que efetuaram os testes e;
- h) Submeter artigo referente a esta dissertação, para publicação em congresso internacional referente a sistemas de medidas de redes para localização de falhas, e a evolução desta pesquisa.

1.4 Estrutura do Trabalho

Visando um melhor entendimento desta pesquisa, a descrição desta dissertação foi estruturada pelos seguintes capítulos:

- a) Capítulo 2: Descreve-se o estado da arte, especificando as limitações das linhas de transmissão, seu modelo matemático e a abordagem das técnicas de reflectometria no domínio do tempo utilizando espalhamento espectral SSTDR e sequencia de pseudo ruído STDR.
- b) Capítulo 3: Demonstra as especificações e as variáveis de interesse, com suas condições de funcionamento para o projeto dos sistemas STDR e SSTDR e o aumento da precisão nas localizações de falhas em linhas de transmissão.
- c) Capítulo 4: Apresenta o método utilizado para execução dos testes das técnicas TDR, STDR e SSTDR nos ambientes controlados, que foram executados em laboratório e os testes em ambiente não controlado, executados em cabos em operação na rede de telecomunicações, porém com defeitos. Apresenta o resultados dos testes das três técnicas na localização de falhas dos cabos, bem como o erro absoluto e o erro relativo das localizações das falhas.
- d) Capítulo 5: Realiza as considerações finais e conclusões. Adicionalmente, as contribuições realizadas, inovações e as propostas para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Limitações das linhas de transmissão

Na década de 80, em quase todos os países, iniciou-se um avanço para atendimento dos serviços de telecomunicações. Para suprir esta demanda de um mercado em crescimento, houve um aumento na quantidade de cabos de cobre, chamado de cabos multipares, nas redes externas dos grandes e pequenos centros urbanos. Neste mesmo período várias Universidades, pesquisadores e empresas, deram a largada para uma corrida de provisionamento dos pares trançados de cobre que são as linhas de transmissão (LT), sendo estes elementos que compõe internamente os cabos multipares, para utilização em transmissão de sinais digitais, no qual foram determinadas as suas limitações gerais de transmissão.

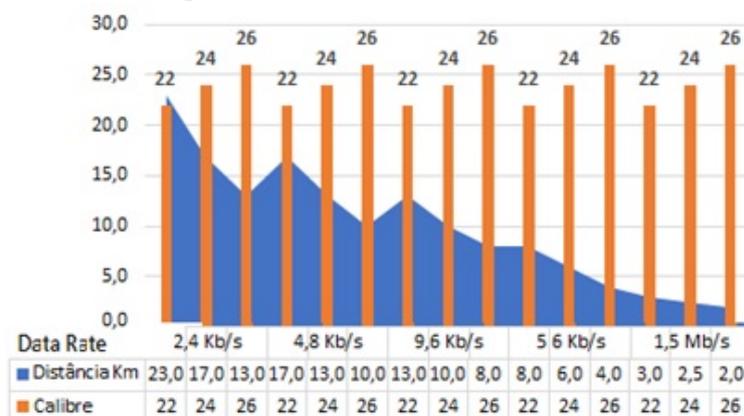
A primeira limitação é referente a distância de transmissão, o *Data Rate* ou taxa de dados transmitidos, deve atender as capacidades contratadas, porém a distância ao cliente e, os calibres dos pares trançados devem ser considerados. Na Figura 1 temos a distância de atendimento definida para os calibres 22 AWG, 24 AWG e 26 AWG¹ para serviços *Digital Data System* (DDS).

A segunda limitação está relacionada com utilização de bobinas de carga, que devem ser removidas dos pares que transportam sinais digitais. Estas bobinas foram implantadas nas redes externas, compostas por cabos, para reduzirem o efeito capacitivo da LT ao longo do seu comprimento.

E por fim, temos as limitações ocasionadas pelo uso de pontes, sendo estes últimos, também, necessários as suas retiradas para que sejam possíveis as transmissões digitais (BYRNE *et al.*, 1982). As pontes, conhecidas como conexão paralela, inicialmente já concebidas no projeto das redes externas, com o objetivo de aumentar a capilaridade de atendimento de clientes com a menor implantação de cabos. Contudo em transmissões de dados, estas pontes causam uma onda estacionária, que afeta a distância de atendimento dos clientes.

¹American Wire Gauge (AWG) segue com: $AWG = a \cdot 2^{-n/6 \cdot b}$, sendo: $a \cong 0,32486mm$; $b \cong 1.00363$. Assim, temos \Rightarrow 22 AWG $\cong 0,6468mm$, 24 AWG $\cong 0,5106mm$, 26 AWG $\cong 0,4049mm$.

Figura 1 – Capacidade de transmissão de dados definido pela distância de atendimento em Km, nos pares dos cabos para os calibres 22 AWG, 24 AWG e 26 AWG.



Fonte: Adaptado de (BYRNE *et al.*, 1982).

Na verdade, existem muitas deficiências que podem desqualificar um *loop* para suportar transmissão de dados, como bobinas em carga, torneiras em ponte, comprimento do *loop* e ruído em banda larga (GALLI; WARING, 2002).

Logo, para a construção da planta² os cabos multipares blindados *Shielded Twisted Pair* (STP), sendo estes os mais utilizados na rede externa, e não blindados *Unshielded Twisted Pair* (UTP), constituem a conexão de acesso principal entre os usuários e a operadora local, sendo que suas limitações devem ser observadas para atendimento dos clientes.

Devido o avanço das tecnologias, a demanda por novos serviços, como dados, imagem e vídeo, também aumentou. As operadoras de telefonia planejaram oferecer serviços de banda larga através de terminações³ da rede de fibra óptica, conforme (BOSTOEN *et al.*, 2002; GALLI; WARING, 2002). No entanto, a implantação desta tecnologia de cabos na planta de acesso, evoluirá ao longo de muitos anos, devido aos altos custos dos componentes envolvidos (GALLI; KERPEZ, 2006). Com o crescimento de dispositivos conectados a internet via fibra óptica, devido a exigência de larguras de banda maior, os custos reduziram consideravelmente, tornando-se economicamente viável, porém as operadoras ainda não demonstram interesse de extinção dos cabos de pares metálicos ou uma extimativa de data para esta troca total de meio de transmissão (CARNEIRO; BARBERO, 2014).

2.1.1 A Qualificação da Linha de Transmissão

A capacidade de se qualificar facilmente e com precisão o *loop* do cliente, permitirá que os operadores ofereçam uma série de novos serviços. Por outro lado, os problemas e as altas despesas associadas aos *loops* não qualificáveis poderão inibir as novas im-

²Termo que define a malha de cabos externos no setor de telecomunicações.

³Circuito físico que liga desde o ponto terminal da rede, caixa de terminação óptica, até a central local de telecomunicações.

plantações de redes, reduzindo ou eliminando desta maneira as novas receitas associadas. Várias abordagens e ferramentas estão sendo desenvolvidas para facilitar a qualificação do loop. O mais comum é extrair informações de bancos de dados de loop, para obter precisão e, em seguida, laços de provisionamento em massa, que são candidatos para serviço baseado em tecnologia de linha de assinante digital, *Digital Subscriber Line* (DSL) (GALLI; KERPEZ, 2006).

Estes serviços são configurados via *software*, onde se estabelece automaticamente a qualificação desejada. Muitas vezes, uma combinação de registros de enlace e informações de engenharia sobre topologia de rota de alimentação é usada para obter uma estimativa do comprimento deste. Outra técnica usa medidas de perda destes circuitos, através de sistemas de teste da rede do próprio serviço telefônico básico *Plain Old Telephone Service* (POTS) tradicionais para estimar a distância do loop.

Entretanto, é extremamente importante explorar completamente a planta existente de cabos de cobre. A tecnologia (DSL), foi desenvolvida para explorar a planta de cobre existente (GALLI, 2000; VERMEIREN *et al.*, 2003). Hoje em dia, existem muitos tipos de tecnologias da família DSL, chamadas de xDSL, com diferentes taxas de transmissão, desenvolvidos pelo grupo de trabalho da *American National Standards Institute* (ANSI) a partir de 1998, sendo as seguintes:

- a) Acesso básico *Integrated Services Digital Network* (ISDN);
- b) Linhas de assinantes digitais de alta taxa de bits, *High-Bit-Rate digital Subscriber Line* (HDSL);
- c) Linhas de assinantes digitais assimétricas, *Assymetrical Digital Subscriber Line* (ADSL);
- d) Linhas de assinantes digitais de alta taxa, *Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line* (VHDSL).

2.1.2 Métodos de Qualificação e Testes da Linha de Transmissão

As tecnologias DSL têm potencial para se tornar estrategicamente importantes para os planos de negócios de um operador em redes de telecomunicações. Embora tenham demonstrado ser confiável em testes, qualquer nova tecnologia, independentemente de sua segurança e confiabilidade, deverá ser aplicada corretamente (WARING *et al.*, 2000; ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009; SHI; KANOUN, 2012a). Isso envolve várias tarefas de engenharia, destaca-se, porém, as duas mais importantes:

- I) Qualificação de loop: Consiste em determinar quais tipos de sistema DSL, para qual taxa de bits pode ser realizada com sucesso e garantir seu devido provisionamento de forma confiável no loop de um determinado cliente;

II) Gerenciamento do espectro: É um processo de engenharia que permite ao operador colocar novos sistemas DSL na planta em conformidade com a compatibilidade espectral, bem como, diretrizes e padrões. Também deve solucionar problemas que possam interferir ou até mesmo serem agentes causadores de erros de transmissão, seja por *crosstalk*⁴ de outros sistemas.

Quando os cabos multipares são implantados, é importante que os projetos sejam mantidos, para obtenção de um loop através dos bancos de dados de forma precisa. A manutenção precisa dos registros da planta é importante para muitos aspectos do negócio de um operador. Além de suportar serviços de voz tradicionais, são necessários detalhes técnicos que suportam a oferta dos serviços DSL para um futuro cliente (DODDS, 2007).

Outros métodos de qualificação utiliza as configurações de adaptação de um modem, que opera sobre o loop de interesse do assinante. Por exemplo, se um sistema DSL estiver operacional, as configurações de filtro adaptativo contêm informações úteis sobre a rede. Esta abordagem tem a desvantagem de que o sistema DSL deve estar primeiro em operação. Entretanto, muitos fatores influenciam para que essas taxas de dados sejam alcançadas, como a relação sinal ruído, devido a interferências pelos pares adjacentes. Outro fator, são os parâmetros elétricos da LT, que relaciona a distância entre o usuário e a central local. E por fim, a densidade espectral de potência *Power Spectral Density* (PSD) do modem do assinante, que determina a quantidade de potência que o modem injeta na LT em cada tom de frequência (BOSTOEN *et al.*, 2002).

Outra técnica usa modems *dial-up* como padrão, que operam em qualquer enlace de assinante para obter informações de banda de voz, assim é possível prever o desempenho, do referido enlace, em frequências mais altas de interesse para utilizar em sistemas DSL.

Ainda, a medição da resistência DC pode fornecer uma estimativa do comprimento da linha, mas na verdade não é realmente única, pois o final do ciclo de enlace do assinante deve estar com um curto circuito, isto requer que um técnico seja deslocado até o cliente e, preferencialmente outro fique na estação base. Este processo torna a qualificação de loop com alto custo operacional (BOSTOEN *et al.*, 2002).

A medida da capacitância AC e a reflectometria de domínio do tempo, *Time Domain Reflectometry* (TDR) podem ser usados para estimar o comprimento da linha também. Além disso, o TDR permite detectar e localizar torneiras em ponte, bobinas de carga, mudanças de calibres dos fios, pares divididos, abertos e em curtos. O TDR consiste em injetar em um certo ponto da rede, como o centro de operações CO, um pulso e medir no mesmo ponto as reflexões causadas por mudanças de impedância na rede. Essa medição é chamada de reflexograma e como consequência, o TDR é usado para detectar e localizar apenas o comprometimento mais próximo da rede. Caso o teste comprove um loop com defeito, o mesmo é descartado, mede-se um novo reflexograma em um novo loop. Esta

⁴Termo utilizado para definir o sinal interferente causador de diafonia.

forma de trabalhar é, no entanto, intensiva em mão-de-obra e, conseqüentemente, muito dispendiosa para a qualificação da rede xDSL (GALLI; WARING, 2002).

Porém os registros de dados de rede perdem sua confiabilidade por não considerarem as manutenções ocorridas e os pedidos de serviços que desencadearam algum tipo de intervenção ou alteração no projeto originalmente implantado. As intervenções, podem ainda, ocasionar um alto volume de abertura e fechamento de emendas existentes na planta externa, tornando a mesma mais susceptível a corrosão por desgastes das proteções de estanqueidade das emendas e, logo a ocorrência de infiltração de umidade de água. Temos ainda outro fator relevante que é o envelhecimento do cabo, que não é estimado sua confiabilidade pelos fabricantes do mesmo ao longo do tempo (BOSTOEN *et al.*, 2002; GALLI; WARING, 2002).

2.1.3 O Problema da Linha de Transmissão

Mesmo que a tecnologia xDSL tenha sido testada através de simuladores por todo o mundo, onde muitos apresentaram diferentes resultados, contudo, não se levou em conta o envelhecimento e possíveis corrosões em cabos e emendas. Estas juntas oxidadas atenuam o sinal xDSL em uma linha de transmissão com impedância característica de 100Ω , isto significa introduzir uma resistência em série no mesmo valor de 100Ω , que resulta em uma redução da relação sinal ruído na ordem de 3,5 dB, com 0,5 dB por reflexão do sinal e o 3,0 dB restante devido à divisão do sinal. Logo, esta perda reduz o alcance ou a distância máxima para a qualificação de loop dos serviços xDSL, bem como reduz o *Data Rate* dos sistemas dos clientes com banda larga que já estão em operação na planta. É extremamente importante que as juntas corroídas sejam detectadas, identificadas e tratadas, pois com o tempo as mesmas serão agravadas pelo efeito corrosivo e afetarão mais gravemente os serviços ofertados os clientes (DODDS; SHAFIQUE; CELAYA, 2006).

Logo, os defeitos verificados na rede de telecomunicações, deverão ser corrigidos em algum momento, contudo a localização exata do ponto com defeito deverá ser precisa, indicando a qual distância está ocorrendo uma falha no loop.

2.1.4 A Confiabilidade dos Serviços de Telecomunicações Devido aos Degastes das Emendas e Cabos

Os cabos telefônicos contêm uma infinidade de condutores individuais que devem ser empilhados individualmente e após encapsulados em uma capa protetora. Para grandes contagens de pares, o comprimento fabricado de uma seção de cabo pode ser bastante curto. Por exemplo, um cabo de 1200 pares no calibre 26 AWG, tem um comprimento nominal de 400 m, o que significa um grande número de emendas na distância de 5 km, entre o assinante mais distante e a central de comutação da operadora. As redes de cabos de alta capacidade atualmente possuem a configuração de serem subterrâneos

e/ou enterrados.

Já as emendas, que tem a função de junção dos cabos que compõem a referida rede, encontram-se encapsuladas e dispostas em galerias e/ou enterradas com mecanismos de estanqueidade, a fim de evitar corrosão e deterioração da conexão (DODDS, 2007).

Contudo, a vida útil dos cabos existentes na planta no setor de telecomunicações é cerca de 40 anos, mesmo na rede externa, onde os equipamentos e componentes estão expostos, porém uma emenda que apresente falhas de estanqueidade e conseqüentemente a corrosão, principalmente aquelas em ambiente subterrâneo, faz que sua vida útil seja consideravelmente reduzida, mesmo na ausência de umidade, pois com o fluxo de corrente presente nos condutores favorece e, desta maneira tendem a se oxidar produzindo um aumento significativo na resistência da conexão. E, segundo (ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009), este tipo de degradação afeta diretamente a confiabilidade dos serviços que trabalham em alta frequência, ou seja, a família xDSL, pois atenuam consideravelmente o sinal transmitido na linha de transmissão, em casos que somente um condutor está afetado, este sinal também é afetado pelo fato de que a linha de transmissão ficará desequilibrada.

2.1.5 Insuficiência dos Serviço de Telecomunicações Devido as Emendas com Defeitos

A resistência excessiva na emenda causa três problemas: a) aumento da resistência de enlace, logo limita a corrente disponível para operar os conjuntos de frequências de voz, b) a perda introduzida pelo empalme oxidado reduz a taxa de dados para terminais DSL distantes e c) a assimetria no par de transmissão degrada o equilíbrio longitudinal e imunidade ao ruído para a transmissão de voz e DSL. A falha equivale a alteração dos parâmetros primários. Estas falhas podem ser resistivas, condutivas, indutivas e capacitivas (ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009). Dentre os parâmetros mais medidos para confiabilidade de rede está na medida da condutância, chamada de resistência de enlace do par trançado e a outra é a resistência de isolamento. Na Tabela 1 temos uma representação destes dados.

A Tabela 1 foi feita a partir da experiência heurística na avaliação da confiabilidade dos pares de cobre. Podemos perceber que as condições para a função correta da linha para transmissão de sinais de ADSL são muito mais exigentes que para linhas de transmissão de voz. Se sabemos que os pares com classificação excelente, têm sua resistência de isolamento superior a $5 \text{ G}\Omega/\text{km}$ é fácil concluir que é um valor inteiramente suficiente para pares de comprimentos comuns.

Com relação aos pares considerados ruins, não conseguiram encontrar limites da indústria na resistência das junções de conexões, então temos dois exemplos para ilustrar um limite superior e inferior. Se a resistência da junta de conexão é de 100Ω , há uma menor redução na corrente de circuito fechado e a resistência máxima do loop é reduzida

Tabela 1 – Confiabilidade da linha de transmissão pela resistência de isolamento.

| Resistência de Isolamento Parâmetro | Classificação de Confiabilidade do par | |
|---|---|------------|
| | Voz | Adsl |
| Até 100 K Ω | Muito Ruim | Muito Ruim |
| >100 k Ω a 1 M Ω | Ruim | Muito Ruim |
| >1 M Ω a 10 M Ω | Muito Pobre | Muito Ruim |
| >10 M Ω a 100 M Ω | Pobre | Muito Ruim |
| >100 M Ω a 400 M Ω | Suficiente | Pobre |
| >400 M Ω a 700 M Ω | Bom | Suficiente |
| >700 M Ω a 1 G Ω | Muito Bom | Bom |
| >1 G Ω a 3 G Ω | Excelente | Muito Bom |
| >3 G Ω | Excelente | Excelente |

Fonte: (ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009).

de 1300 Ω para 1200 Ω . A variação na resistência à junção resulta em variação na corrente contínua e ruído irritante no circuito de voz. A resistência da junta de conexão de 100 Ω é comparável à impedância de linha de 100 Ω nas frequências DSL, e isso introduz uma perda de transmissão relativamente menor de 3,5 dB. O equilíbrio longitudinal, normalmente com 60 dB, é muito reduzido e, em um ambiente ruidoso, isso pode levar a uma redução significativa na taxa de dados. Assim, a perda de 3,5 dB irá afetar a distância máxima para os serviços xDSL, já as reflexões, que representam 0,5 dB do valor, introduzem interferências que podem reduzir a taxa de transferência de dados (DODDS; SHAFIQUE; CELAYA, 2006).

Outro extremo, consideramos resistência da junta de conexão em uma emenda com a presença de umidade na ordem de 1000 Ω . O equilíbrio longitudinal é severamente degradado e o ruído induzido será excessivo. Com apenas 300 Ω para a resistência do fio, a maioria dos assinantes não receberá a corrente de loop mínimo de 23 mA. Com isso, a perda de sinal para transmissão DSL é excessiva e boa parte das instalações existentes falharia.

2.2 Modelo Matemático da Linha de Transmissão

Uma linha de transmissão é constituída por dois condutores isolados e entrelaçados, sendo um par simétrico. O material utilizado para formar os condutores é preferencialmente o cobre, já no isolamento utiliza-se uma camada de polietileno. No sentido de melhorar as propriedades de diafonia, os quatro fios correspondentes a dois pares são entrelaçados formando uma quadra, designada por quadra-estrela (PIRES, 2006; GALLI

et al., 2002).

Quando uma tensão é aplicada através de dois fios, um campo elétrico é estabelecido entre eles. À medida que a corrente flui pelos fios, um campo magnético envolve os mesmos. Estes campos interagem com os materiais vizinhos, incluindo o isolamento que os cercam, sendo elas estruturas metálicas próximas, outros fios, etc. A natureza destes campos pode ser descrita pelas equações de Maxwell (BALANIS, 1999).

Para simplificar a discussão, abordar-se-á a suposição de que os fios que compõem a linha de transmissão estão muito próximos, em comparação com o menor comprimento de onda de interesse. Nesta configuração, os campos ao redor dos fios são transversais à direção da propagação do sinal. Da mesma forma, o campo magnético que envolve os fios é insignificante na direção ao longo do comprimento do fio. Quando os campos estão nessa configuração, são chamados de modo Eletromagnético Transversal *Transverse Electro-Magnetic* (TEM) e campos podem ser descritos em termos de tensão (ou campo elétrico) e corrente (ou campo magnético) nos fios, juntamente com vários parâmetros elétricos dos elementos dos circuitos.

Os parâmetros dos elementos do circuito usados, relacionam-se entre os materiais, e a geometria da configuração do fio, alterando-se os mesmos, seus efeitos causam mudança nos valores na corrente e na tensão.

2.2.1 Constante de Propagação

Os cabos de par trançados são considerados como uma rede de parâmetros distribuídos, onde as tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo de seu comprimento. Por isso, pode ser descrito por parâmetros de circuito que são distribuídos ao longo de seu comprimento, onde a união de cada célula infinitesimal com seus parâmetros representa uma linha ideal (ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009; SMAIL *et al.*, 2010).

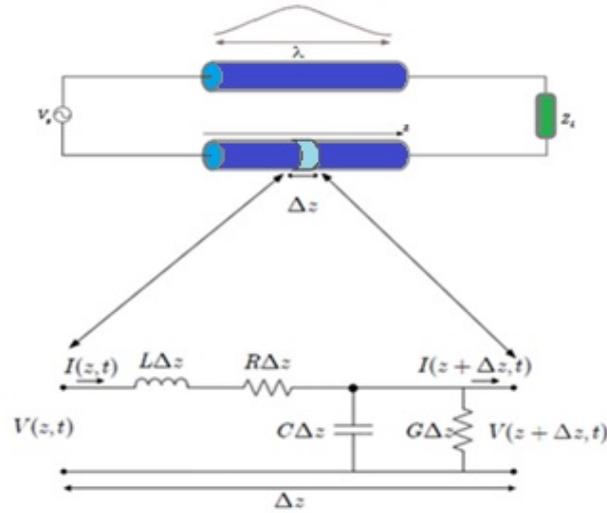
Na Figura 2, tem-se os seguintes componentes definidos como parâmetros primários de uma linha de transmissão, sendo R que define a resistência em série por unidade de comprimento para ambos os condutores (Ω/m), L que define a indutância em série por unidade de comprimento para ambos os condutores (H/m), G que define a condutância em paralelo por unidade de comprimento (S/m) e C em paralelo que define a capacitância por unidade de comprimento (F/m).

As grandezas $V(z, t)$ e $V(z + \Delta z, t)$ denotam as tensões instantâneas nos locais z e $z + \Delta z$, respectivamente. Pode-se agora aplicar a lei de tensão de Kirchhoff para obtermos a Equação 1.

$$-V(z, t) + L\Delta z \frac{\partial I}{\partial t}(z, t) + R\Delta z I(z, t) + V(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1)$$

Reorganizando os termos, efetuando uma divisão por Δz , e fazendo o mesmo tender a zero ($\Delta z \rightarrow 0$), através de uma derivação na Equação 1, tem-se:

Figura 2 – Segmento infinitesimal de uma linha de transmissão.



Fonte: Adaptado de (SMAIL *et al.*, 2010).

$$\frac{\partial V}{\partial t}(z, t) = -L \frac{\partial I}{\partial t}(z, t) - RI(z, t) \quad (2)$$

Da mesma forma, $I(z, t)$ e $I(z + \Delta z, t)$ denotam as correntes instantâneas em z e $z + \Delta z$, respectivamente. Agora aplica-se as leis dos nós das correntes de Kirchhoff para obter a Equação 3:

$$I(z, t) = G\Delta z V(z + \Delta z, t) + C\Delta z \frac{\partial V}{\partial t}(z + \Delta z, t) + I(z + \Delta z, t) \quad (3)$$

A partir da Equação 3, reorganizando-se os termos, efetua-se uma divisão por Δz , e fazendo o mesmo tender a zero ($\Delta z \rightarrow 0$), através de uma derivação, tem-se:

$$-\frac{\partial I}{\partial t}(z, t) = GV(z, t) + C \frac{\partial V}{\partial t}(z, t) \quad (4)$$

Na figura 2, o gerador de entrada V_g injetará no circuito distribuído um sinal senoidal $V \cos(\omega t)$, onde tem-se desta maneira uma representação fasorial da tensão e da corrente.

$$V(z, t) = \Re\{V(z)e^{j\omega t}\} \quad (5)$$

$$I(z, t) = \Re\{I(z)e^{j\omega t}\} \quad (6)$$

Pode-se notar que $V(z)$ e $I(z)$ são fasores de tensão e corrente, assim pode-se calcular:

$$\frac{\partial V}{\partial z}(z)e^{j\omega t} = j\omega V(z)e^{j\omega t} \Rightarrow \frac{\partial V}{\partial z}(V_z) = j\omega \quad (7)$$

Utilizando a descrição realizada na Equação 7, reescreve-se as equações 2 e 4 conforme as equações 8 e 9.

$$-\frac{\partial V}{\partial z}(z) = (R + j\omega L)I(z) \quad (8)$$

$$-\frac{\partial I}{\partial z}(z) = (G + j\omega C)V(z) \quad (9)$$

Agora derivando os dois lados das equações 8 e 9 e combinando as mesmas, tem-se as seguintes equações diferenciais:

$$-\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}(z) = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(z) = \gamma^2 V(z) \quad (10)$$

$$-\frac{\partial^2 I}{\partial z^2}(z) = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(z) = \gamma^2 I(z) \quad (11)$$

Resolvendo as equações diferenciais em 10 e 11, encontra-se a equação da tensão descrita na Equação 12, sendo aprofundadas as manipulações matemáticas em (BALANIS, 1999).

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{+\gamma z} \quad (12)$$

Tendo V_i como a tensão incidente e V_r a tensão refletida. Segundo (BOSTOEN *et al.*, 2002; CORTESAO, 2004; VERMEIREN *et al.*, 2003; ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009; SHI; KANOUN, 2014) define-se que γ é a constante de propagação que é dada através da reorganização da equação (12):

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) + (G + j\omega C)} \quad (13)$$

E acrescenta-se que na Equação 13 a constante de propagação γ é complexa, assim representada por $\alpha + j\beta$, onde α é a constante de atenuação em $[\text{Np/m}]^5$ e β é a constante de fase. É importante observar que a constante de propagação γ é considerada o primeiro parâmetro secundário de linha.

2.2.2 Impedância Característica

Considerando as equações apresentadas anteriormente em 5 e 6, pode-se reescrever as equações também apresentadas anteriormente 10 e 11, ficando apresentadas nas equações 14 e 15.

$$V(z, t) = \Re\{V(z)e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{(V_i e^{-\alpha z} e^{-\beta z} + V_r e^{+\alpha z} e^{+\beta z})e^{j\omega t}\} \quad (14)$$

$$I(z, t) = \Re\{I(z)e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{(I_i e^{-\alpha z} e^{-\beta z} + I_r e^{+\alpha z} e^{+\beta z})e^{j\omega t}\} \quad (15)$$

⁵Para obter o coeficiente de atenuação em dB/km é necessário um fator multiplicativo de conversão que equivale a expressão $20 \log e \cong 8,68 [\text{dB/Np}]$ e β constante de fase em $[\text{rad/m}]$.

Nas equações 14 e 15 representadas pelo sinal V_g que é um sinal senoidal $V \cos(\omega t)$, tem-se assim o tempo harmônico de $V(z)$ e $I(z)$, que pode ser expresso de outra maneira representado nas equações 16 e 17.

$$V(z, t) = V_i e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + V_r e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (16)$$

$$I(z, t) = I_i e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + I_r e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (17)$$

Nota-se na Equação 16, que a componente V_r , faz referência a uma onda contrária à da fonte, que é chamada de onda refletida. Tem-se tanto na onda incidente V_i como na onda refletida V_r a existência de três parcelas, sendo uma constante representada por V_i e V_r ou I_i e I_r e, duas exponenciais, uma com valor real e outra imaginária. A parcela constante é o sinal que irá se propagar pela linha de transmissão originada pela fonte geradora V_g . A exponencial negativa real é a responsável pela atenuação do sinal, que cresce à medida que a onda é percorrida na linha de transmissão, isto por termos componentes resistivos e condutivos, para que não ocorra atenuação seria necessário que R e G fossem zero. A última exponencial representa a fase, tendo um módulo unitário, logo a medida que o sinal se propaga pela linha de transmissão, o mesmo irá tendo variações e, desta maneira não produz variação na amplitude de tensão (BOETS; VAN BIESEN, 2006; GALLI; KERPEZ, 2005).

Manipulando as equações 8 e 9 para se ter uma resposta para corrente $I(z)$, derivando a Equação 16 em relação a (z) e, após substituindo na Equação 8, efetuando algumas manipulações matemáticas, obtém-se:

$$I(z, t) = \sqrt{\frac{(G + j\omega C)}{(R + j\omega L)}} (V_i e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} - V_r e^{+\alpha z} e^{+j\beta z}) \quad (18)$$

Considerando que a linha de transmissão não possui onda refletida e, ao dividir-se a tensão pela corrente através da lei de Ohm para obter a impedância na Equação 17, tem-se o segundo parâmetro secundário de linha, a impedância característica, que está definida na Equação 19 segundo (BOSTOEN *et al.*, 2002; CORTESAO, 2004; VERMEIREN *et al.*, 2003; ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009; SHI; KANOUN, 2012a).

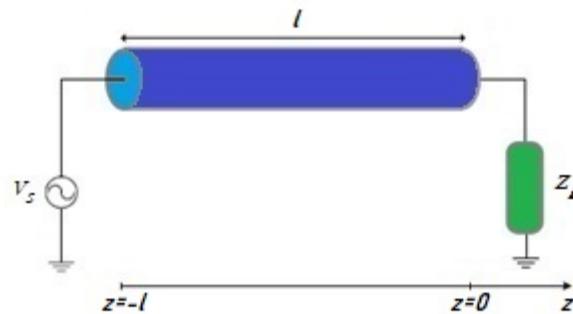
$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (19)$$

Observa-se, que a constante de propagação γ e a impedância característica Z_o são propriedades características de uma linha de transmissão, independentemente de a linha ser infinitamente longa. Assim, a linha de transmissão depende unicamente, da geometria do condutor e do tipo de materiais utilizados durante o processo de fabricação. Eles dependem dos fatores R , L , G , C e ω , mas não do comprimento da linha (SCHEUERMANN; HUEBNER, 2008; BOUDJEFDJOUF *et al.*, 2015).

2.2.3 Coeficiente de Reflexão

Analisando a Figura 3, pode-se definir as equações existentes para determinar o coeficiente de reflexão existente, para toda e qualquer linha de transmissão (VERMEIREN *et al.*, 2003; BOSTOEN *et al.*, 2002).

Figura 3 – Circuito elétrico de uma linha de transmissão.



Fonte: Adaptado de (BOSTOEN *et al.*, 2002).

Onde:

- a) $l \rightarrow$ Comprimento total da linha de transmissão;
- b) $Z_L \rightarrow$ A impedância da carga e;
- c) $V_s \rightarrow$ Tensão do gerador.

O modelo de enlace é definido pelo tipo de cabo existente na planta da rede de telecomunicações e sua forma construtiva, ambos dependentes dos parâmetros de projeto de engenharia utilizados para sua construção, que normalmente considera a demanda de mercado local, a fim de um provisionamento adequado de tecnologia de engenharia, considerando as limitações técnicas do tipo de cabo utilizado, bem como seu custo de implantação e operação.

Desta maneira, na planta pode-se encontrar diversas formas de construção, definidas por topologias de uma rede. Pode conter várias emendas entre os cabos existentes, sendo do mesmo calibre ou não, com ou sem torneiras em ponte, conhecidas como rede em paralelo e bobinas em carga.

A dimensão z da Figura 3 é a medida do gerador V_s para a carga. Lembrando que:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (20)$$

Assim, temos que, visto da carga para o gerador:

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{\gamma z} = V_i e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + V_r e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (21)$$

Para que se possa distinguir os valores de tensão, considera-se o índice c para se referir à carga. Tendo na carga $z = 0$, então:

$$V_{ic}(z = 0) = V_{ic}e^{-\alpha z} = V_{ic} \quad (22)$$

$$V_{rc}(z = 0) = V_{rc}e^{\alpha z} = V_{rc} \quad (23)$$

Substituindo as equações 22 e 23 em 21, reescreve-se da seguinte maneira:

$$V(z = 0) = V_{ic} + V_{rc} \quad (24)$$

Analogamente, resulta que a equação da corrente dada pelo circuito visto pela carga, é:

$$I(z) = I_{ic}e^{-\gamma z} - I_{rc}e^{\gamma z} \quad (25)$$

Sendo $z = 0$ reescrevendo a Equação 25, tem-se:

$$I_{z=0} = I_{ic} - I_{rc} \quad (26)$$

A impedância característica da linha é definida quando dividimos a tensão incidente pela corrente incidente $Z_0 = \frac{V_i}{I_i}$, ou a tensão refletida pela corrente refletida $Z_0 = \frac{V_r}{I_r}$. Manipulando a Equação 26 tem-se:

$$I_{z=0} = \frac{V_{ic}}{Z_0} - \frac{V_{rc}}{Z_0} = \frac{V_{ic} - V_{rc}}{Z_0} \quad (27)$$

Então a partir da lei de ohm, na carga, tem-se:

$$V_{(z=0)} = I_{(z=0)} \cdot Z_L \quad (28)$$

Substituído as equações 24 e 27 em 28, resulta:

$$V_{ic} + V_{rc} = \frac{Z_L}{Z_0}(V_{ic} - V_{rc}) \quad (29)$$

Assim, define-se que o coeficiente de reflexão na carga em $z = 0$ é dado pela equação (30). Note que Γ significa coeficiente de reflexão de tensão (KAFAL *et al.*, 2017).

$$\Gamma = \frac{V_{rc}}{V_{ic}} \quad (30)$$

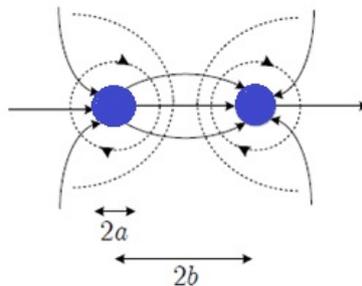
Substituindo a Equação 29 na Equação 30 e, readequando a equação, obtem-se mais uma definição para o coeficiente de reflexão de tensão que é dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{V_{rc}}{V_{ic}} \quad (31)$$

2.2.4 Parâmetros Primários de Linha

Uma linha de transmissão de par trançado, conforme a Figura 4, é um exemplo de estruturas que permitem guiar energia eletromagnética entre dois pontos. A distribuição dos campos neste meio está representada por setas contínuas e pontilhadas. A estrutura suporta modos de propagação (TEM), isto é, o campo elétrico e o campo magnético são ortogonais entre si e ambos transversais à direção de propagação. Quando assim se apresentam, torna-se possível o estudo da propagação recorrendo à análise convencional de circuitos, não sendo necessário recorrer à teoria eletromagnética geral (LATHI; DING, 2012).

Figura 4 – Campos atuantes das forças num condutor de par trançado.



Fonte: Adaptado de (LATHI; DING, 2012).

Ainda, conforme efetuado a análise da linha de transmissão, sabe-se que os dois parâmetros de linha intrínsecos, constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 , irão dominar o comportamento das ondas ao longo da linha de transmissão. Para determiná-los, a partir das equações 13 e 19, os quatro parâmetros de linha primária de R , L , G e C devem ser determinados primeiro (YOUNG, 2006).

Cabe ressaltar o efeito pelicular ou *skin effect* que ocorre em um condutor na presença de corrente alternada, quando a densidade do fluxo de cargas aumenta do interior para a superfície externa com o aumento da frequência, isto ocorre pelo aumento da impedância interna de um condutor com o incremento da frequência (MONTEIRO *et al.*, 2014).

Na Tabela 2 as expressões de cálculo destes parâmetros são obtidas através da análise eletromagnética, para uma linha de par trançado. Destaca-se que as variáveis $[\epsilon, \mu, \sigma]$ são os parâmetros que constituem o dielétrico entre condutores, e as variáveis $[\sigma_c, \delta]$ são, respectivamente, a condutividade dos condutores e a profundidade de penetração nos mesmos.

Sendo:

- a) $2a \rightarrow$ Diâmetro do condutor;
- b) $d \rightarrow$ Distância entre cabos;
- c) $f \rightarrow$ Frequência das ondas;

Tabela 2 – Parâmetros distribuídos de uma linha de transmissão de par trançado.

| Parâmetro | C [F/m] | L [H/m] | R [Ω/m] | G [S/m] |
|--------------|--|---|---|--|
| Par trançado | $\frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1}\frac{d}{2a}}$ | $\frac{\mu}{\pi}\cosh^{-1}\frac{d}{2a}$ | $\frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\pi f\mu_c}{\sigma_c}}$ | $\frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1}\frac{d}{2a}}$ |

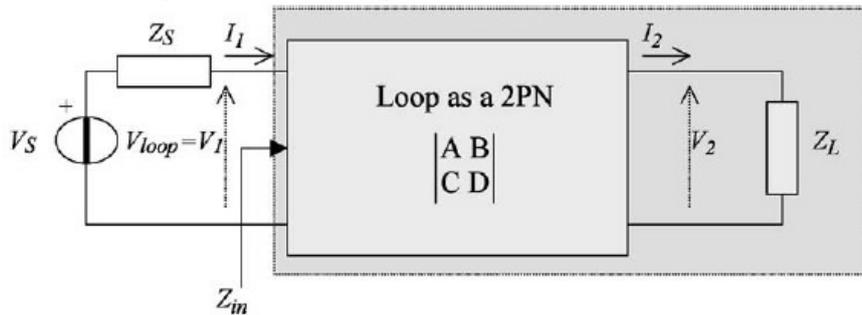
Fonte: (YOUNG, 2006).

- d) μ → Permeabilidade do material condutor;
- e) σ_c → condutividade de material condutor;
- f) μ_c → Condutividade equivalente do material dielétrico e;
- g) ϵ → Permissividade do material dielétrico entre condutores.

2.2.5 Parâmetros de Duas Portas

Uma maneira prática e comum de modelar matematicamente uma linha de transmissão é utilizar a representação de uma rede de duas portas (2PN) conhecida por quadripolo. Assim, o circuito elétrico da Figura 5, onde se tem a rede de duas portas, pode ser representado através de uma matriz com parâmetros denominados ABCD (GALLI; KERPEZ, 2006; BOETS *et al.*, 2003; BOSTOEN *et al.*, 2002).

Figura 5 – Rede genérica de duas portas 2PN ou rede com matriz quadripolo.



Fonte: (GALLI; KERPEZ, 2006).

Na Figura 5 define-se que V_1 e I_1 , são a tensão e corrente na porta 1, enquanto que, V_2 e I_2 são a tensão e corrente na porta 2. A matriz ABCD possui parâmetros dependentes somente dos parâmetros secundários de linha de transmissão, definidos em (13) e (19), que respectivamente correspondem a constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 . Pode-se expressar a relação de corrente e tensão, visto que as matrizes definem a transmissão para frente e para trás dada por:

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix} = T_f \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix} \quad (32)$$

Sendo T_f é denominada matriz de transmissão direta ABCD.

Através da Equação 32 e como análise para trás da linha de transmissão, calcula-se a função de transferência a seguir:

$$H(f) = \frac{V_2}{V_S} + \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_S Z_L + DZ_S} \quad (33)$$

Já a impedância de entrada de uma determinada linha de transmissão Z_{in} com uma carga Z_L é definida na Equação 34, contudo, tem uma função de frequência complexa, ou seja, a variável de Laplace $s = jw$ (SHI; KANOUN, 2012b).

$$Z_{in}(jw) = \frac{A(s) + \frac{B(s)}{Z_L}}{C(s) + \frac{D(s)}{Z_L}} \quad (34)$$

Segundo (GALLI; KERPEZ, 2006; YOUNG, 2006) os coeficientes ABCD são assim definidos na Equação 35:

$$A = \left. \begin{array}{c} V_1 \\ - \\ V_2 \end{array} \right|_{I_2=0} \quad B = \left. \begin{array}{c} V_1 \\ - \\ I_2 \end{array} \right|_{V_2=0} \quad C = \left. \begin{array}{c} I_1 \\ - \\ V_2 \end{array} \right|_{I_2=0} \quad D = \left. \begin{array}{c} I_1 \\ - \\ I_2 \end{array} \right|_{V_2=0} \quad (35)$$

Um par de parâmetros de cabo secundário, constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 , permite um cálculo inequívoco de parâmetros de matrizes de duas portas simétricas, logo, apresenta-se os mesmos definidos na Equação 36:

$$A = \cosh \gamma l \quad B = Z_0 \sinh \gamma l \quad C = \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l \quad D = \cosh \gamma l \quad (36)$$

Através da Equação 32, obtem-se a matriz de transmissão pelos parâmetros ABCD apresentados na Equação 37.

$$T_f = \left| \begin{array}{cc} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{array} \right| \quad (37)$$

Em geral, um loop de assinante consiste em diferentes tipos de cabos, com seus diferentes comprimentos. Logo, uma propriedade importante da matriz de transmissão é a sua facilidade em ser calculada através de várias conexões. Esse cálculo é obtido através da regra da cadeia dos vários cabos, com seus respectivos comprimentos. Assim, cada segmento individual terá sua matriz de transmissão, que será multiplicada pelo próximo e-nésimo segmento, definido na Equação 38 (GALLI; KERPEZ, 2006):

$$T_f = T_f^1 + T_f^2 + T_f^3 + \dots + T_f^n \quad (38)$$

Como é possível o cálculo da constante de propagação γ na Equação 13 e, a impedância característica Z_0 na Equação 19, de qualquer cabo com medidas precisas, logo, o

sistema de transmissão de um par trançado é conhecido. Assim, pode-se calcular a impedância de entrada Z_{in} de um enlace de rede definido na Equação 34 e, prever sua forma de onda, quando da aplicação de um sinal na Equação 39 (GALLI *et al.*, 2002; SHI; KANOUN, 2013, 2014):

$$V_{in}(jw) = \frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s) + Z_s} V_s(jw) \quad (39)$$

Onde, a tensão da porta 1 da Figura 5, identificada com V_{in} é obtida através da tensão da fonte que será dividida entre a impedância da fonte Z_s e a impedância de entrada da linha $Z_{in}(s)$.

2.3 Reflectometria

A qualificação de enlace para a transmissão nas diversas tecnologias xDSL, pode ser feita de várias maneiras, contudo os métodos que não dependem de deslocamento de um técnico de campo até o cliente são os mais preferidos, tendo em vista ao custo desta atividade. Dentro deste contexto, uma medida da rede de loop partindo de um ponto central da operadora, onde seja possível descrever a situação de loop do cliente existente ou futuro é o melhor método (FURSE *et al.*, 2005; VERMEIREN *et al.*, 2003).

As técnicas de alta frequência utilizam o método conhecido como reflectometria. Neste método o deslocamento de um técnico até o cliente é otimizado, podendo-se realizar um teste de rede de um único ponto. Ressalta-se que além de qualificar o loop de assinante, a reflectometria é amplamente usada nas localizações de falhas em fios e LT em cabos. Através de processamento dos sinais incidentes e refletidos, bem como a análise gráfica, torna-se possível a verificação de pontos que possam estar interferindo de maneira negativa para a perfeita qualificação e/ou funcionamento do loop (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006; DODDS, 2007).

Na Figura 6 apresenta as técnicas e a natureza dos testes para verificação das linhas de transmissão.



Fonte: do autor

O principal conceito aplicado em todas as técnicas de reflectometria consiste em injetar um sinal em uma extremidade de um cabo, esse será refletido de volta em todas as

descontinuidades de impedância do cabo. O sinal pode ser monitorado da mesma extremidade em que o sinal foi injetado, ou pode ser monitorado de outras partes ao longo do cabo. O sinal viaja da extremidade da fonte ao longo do cabo e atinge uma descontinuidade de impedância, circuito aberto ou curto circuito do cabo, nesse ponto, parte do sinal é refletido. A porcentagem do sinal refletido, fornece as informações sobre a impedância naquele ponto do cabo em relação à impedância da seção do cabo imediatamente antes da descontinuidade da impedância, como circuitos abertos, curtos-circuitos, junções com troca de calibre ou torneiras em ponte e, juntas corroídas ou oxidadas. Os sinais elétricos injetados viajam por um fio entre 0,5 e 1,0 vezes a velocidade da luz, normalmente 0,6 vezes a velocidade da luz, dependendo da geometria do cabo e das propriedades de isolamento do dielétrico. As reflexões das descontinuidades de impedância distantes ocorrerão mais tarde que os reflexos devido a descontinuidades de impedância próximas à fonte, conforme definido pela Equação 40. Saber a rapidez com que o sinal viaja pelo cabo permite calcular a distância percorrida pelo sinal antes de ser refletido.

$$D = \frac{1}{2}T_t v \quad (40)$$

Sendo D a distância obtida do descasamento de impedância em [m], T_t é o tempo total em [s] de ida e volta do sinal injetado ao encontrar um descasamento de impedância e v é a velocidade de propagação do sinal em teste no meio de transmissão em [m/s].

A detecção do tempo de viagem do sinal é feita usando várias técnicas com os conceitos apresentados na seção do modelo matemático das linhas de transmissão, e os dados são coletados no domínio do tempo, que pode ser atraso, ou no domínio da frequência, que será o desvio de fase, ambos entre o sinal incidente e refletido é usada para localizar a distância da falha no fio.

A natureza do sinal de entrada é usada para classificar cada tipo de reflectometria, então:

- a) TDR → É uma técnica que utiliza um pulso de tempo de aumento rápido (BOETS *et al.*, 2003; GALLI; KERPEZ, 2006);
- b) FDR → Utiliza ondas senoidais para localização da falha de linha de transmissão (DODDS, 2007);
- c) SWR → Utiliza ondas senoidais para localização da falha de linha de transmissão (GIAQUINTO *et al.*, 2019);
- d) STDR ou SSTDR → Utiliza um código de pseudo aleatório *pseudo-noise* (PN) (FURSE *et al.*, 2005; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

2.3.1 Técnica TDR

O TDR possui a vantagem de poder fornecer resultados com boa precisão para a localização de falhas em um loop de assinante. Entretanto, não é possível realizar a mesma localização quando o referido loop estiver na presença de um ruído ou com algum sinal interferente como, diafonia (*crosstalk*) ou o próprio sinal de DSL, sendo transmitido na linha sob teste, caso algum dos dois sinais, ou ambos estejam presentes com o sinal TDR, o sinal de teste será degradado, impossibilitando-se ou tornando impreciso o ponto de localização da falha (GALLI; KERPEZ, 2006; ŠKALJO; BEGOVIĆ; BEHLILOVIĆ, 2009). Testes em ambiente controlado de laboratório, utilizando-se de métodos de otimização descrevem a obtenção de identificar pequenos arcos de falhas (KAFAL *et al.*, 2018).

Outro problema inerente a esse tipo de teste, refere-se a 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 incidente com duração e amplitude distintos. Isto equivale a necessidade do equipamento de teste ter que transmitir e receber sinais em faixa dinâmica muito larga. Portanto, este tipo de necessidade torna questionável e difícil a possibilidade de integrar esse tipo de transceptor em um modem DSL (KERPEZ; GALLI, 2006).

2.3.2 Técnica FDR

A técnica *Frequency Domain Reflectometry* (FDR), injeta sinais de onda senoidal para excitação da linha de transmissão, onde a porção de onda refletida e a onda incidente são processadas por meio de um *Network Analyzer* (NA), que por meio de modelos paramétricos são determinada as mudanças de impedância (BOETS; VAN BIESEN, 2006; BOETS *et al.*, 2003). A técnica FDR, também, consiste em energizar a linha telefônica com um sinal senoidal, sendo que este sinal abrange uma frequência entre 50 kHz a 1,3 MHz em passos discretos de 500 Hz. Estes sinais, injeta-se na linha de transmissão através de um acoplador híbrido dupla mente equilibrado, onde sua função é separar o sinal refletido do sinal transmitido enquanto mantém o equilíbrio longitudinal (DODDS, 2007).

A primeira desvantagem da técnica FDR é necessidade do uso de um analisador de rede para localizar uma falha. A segunda é referente ao seu uso, sendo necessário a implantação de filtros e não podendo ser aplicado em cabos que possuem várias reflexões, embora reflexões diferentes apareçam como vários picos nos dados transformados pela transformada de Fourier.

2.3.3 Técnica SWR

A reflectometria de onda estacionária *Standing Wave Reflectometry* (SWR) talvez seja o método mais simples de teste de fio de alta frequência. O SWR pode ser usado para localizar um circuito aberto ou curto-circuito se uma extremidade do cabo estiver conectada ao testador de cabos de aço e a outra extremidade tiver um circuito aberto ou

curto-circuito. Uma onda senoidal é injetada no cabo em uma extremidade (usando uma fonte de impedância para eliminar reflexões na extremidade próxima). Se a falha do cabo for um curto-circuito, a tensão no final do cabo é zero e uma versão invertida do sinal injetado é refletida pela falha. Se a falha do cabo for um circuito aberto, a tensão no final do cabo será duas vezes a amplitude do sinal de acionamento e uma versão não invertida do sinal injetado será refletida na falha. O sinal refletido viaja de volta ao longo do fio até a fonte. Os sinais transmitidos e refletidos são adicionados um ao outro ao longo do comprimento do fio, causando uma onda estacionária (GIAQUINTO *et al.*, 2019).

A desvantagem em usar o SWR ocorre se houver várias reflexões, ou seja, se o cabo tiver emendas ou o sinal do SWR for injetado no cabo em um ponto que não seja um ponto final, pois os sinais refletidos se combinam e podem mover os pontos nulos da onda estacionária, sendo estes que identificam a falha. Devido às frequências usadas no SWR, entre a faixa de KHz e a baixo MHz, seria difícil separar o sinal injetado das frequências presentes nos sinais de algumas comunicações digitais e, assim, determinar a localização dos nulos no sinal injetado.

2.3.4 Técnica STDR e SSTDR

As técnicas de espectro espalhado STDR e SSTDR são uma extensão da técnica TDR. Esta técnica permite a detecção de circuitos abertos e curto circuitos com facilidade. Quando a linha de transmissão apresenta pequenos problemas de descasamento de impedância, devido a interferência de sinais adjacentes ou infiltração de umidade na LT, principalmente nas juntas de emendas, que acabam ocasionando pequenas corrosões, nestas situações, a técnica fica inviável na detecção destes eventos.

Duas soluções para isso é a utilização de sinais de espectro espalhado SSTDR ou sequência direta STDR, logo, serão superados os efeitos do ruído e outros sinais existentes no cabo, pois para os mesmos, as técnicas utilizam sinais de baixa tensão, não afetando a comunicação em andamento na linha de transmissão que está sendo efetuado o teste.

Para este propósito, ambas as técnicas utilizam um processo de correlação cruzada para relacionar o sinal transmitido injetado no cabo ao sinal recebido no detector. Devido à capacidade inerente de detectar o sinal na presença de ruído, as técnicas também permitem a detecção e localização de pequenos arcos enquanto eles estiverem ocorrendo (FURSE *et al.*, 2005; BOETS; VAN BIESEN, 2006; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

Efetuuou-se alguns testes utilizando da técnica STDR em cabos telefônicos, porém, sem a presença de ruído e em um ambiente controlado (BOSTOEN *et al.*, 2002).

2.3.4.1 Descrição Analítica do Sinal de Teste da Técnica STDR

Na técnica de sequência direta STDR, os códigos PN são usados para espalhar um sinal no tempo e na frequência. Os códigos PN são séries de estados binários que podem

ser expressos como uma série de $\pm 1s$. Esses códigos são chamados de códigos pseudo-aleatórios devido à aleatoriedade das sequências digitais. A aleatoriedade é semelhante ao que se esperaria de um gerador de ruído branco, exceto que os valores são digitais. Os códigos são chamados de códigos pseudo-aleatórios ou PN, porque as sequências aparentemente aleatórias são determinísticas (SCHWARZ; SIGTECK, 1994; FAKATSELIS; BELKERDID, 1996; POOCH, 2018). Como muitas das sequências se repetem, elas também são conhecidas na literatura como sequências recursivas lineares ou *Recursive Linear Signal* (RLS) (GALLI; KERPEZ, 2005).

Os sinais de sequência PN são definidos na Equação 41. Logo, seja b_n uma sequência RLS de período K composto por $+1s$ ou $0s$. E, seja a_n também uma sequência RLS, composto por $\pm 1s$ temos:

$$a_n = 2 \cdot b_n - 1 \quad (41)$$

A sequência binária determinística, como sinal de teste incidente de teste da linha de transmissão para o STDR, está definida na Equação 42 como $\hat{s}_{st}(t)$, sendo um sinal linear recursivo (RLS), de período $T_s = KT_c$.

$$\hat{s}_{st}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} a_n \cdot p(t - nT_c) \quad (42)$$

Sendo:

- a) $a_n \rightarrow$ É a amplitude do sinal que terá valores como ± 1 [V];
- b) $p(t) \rightarrow$ É um pulso retangular de duração T_c mínima de $\pm 1s$, conhecida como "chip";
- c) $n \rightarrow$ É o comprimento da sequência PN.

Nota-se que $\hat{s}_{st}(t)$ é definido na Equação 43, para qualquer t quando o sinal RLS de período T .

$$\hat{s}_{st}(t) = \hat{s}_{st}(t + T) \quad (43)$$

2.3.4.2 Descrição Analítica do Sinal de Teste da Técnica SSTDR

Um dos desafios de usar sinais de espalhamento espectral SSTDR é detectar o sinal em ambiente com altas taxas de ruído. Este problema foi solucionado nas comunicações de espectro espalhado, utilizados nos receptores do *Global Positioning System* (GPS).

A diferença entre o sinal de teste STDR para o sinal de teste SSTDR consiste que este último é modulado antes da transmissão. Tem-se dois tipos de modulação digital que são utilizados em conjunto com o espalhamento espectral, chaveamento em fase *Phase Shift Keying* (PSK) e em frequência *Frequency Shift Keying* (FSK). Quando se utiliza a modulação PSK, tem-se o sistema por espalhamento espectral, esse sistema é dito por

sequência direta *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS) ao passo que o uso da modulação FSK define o sistema por espalhamento espectral por salto em frequência *Frequency Hop Spread Spectrum* (FHSS) (WANG; LAI, 2006). Nos telefones celulares modernos, tem-se os dois tipos principais de sinais de espectro de espalhamento DSSS e FHSS (PROAKIS *et al.*, 1994; LIU *et al.*, 2007).

A maioria das aplicações em reflectometria por espalhamento espectral utiliza apenas os sistemas DSSS. Desenvolveu-se uma ferramenta de medição *Single Ended Line Testing* (SELT) integrada ao modem DSL que usa sinais por espalhamento espectral como sinais de testes (GALLI; KERPEZ, 2006).

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 que compartilham o mesmo canal para transmissão, como intencional, como é o caso quando um usuário prejudica a comunicação de um outro usuário (DINIZ; DA SILVA; NETTO, 2014; HAYKIN; MOHER, 2011; YOUNG, 2006).

Outra vantagem importante nesse tipo de sistema está relacionada com o nível de segurança que é imposto durante a transmissão devido ao uso de sequências pseudoaleatórias, no transmissor e no receptor, que mascaram o sinal digital.

Em (DINIZ; DA SILVA; NETTO, 2014) o espalhamento espectral é uma técnica para a transmissão de sinais em que a sequência de dados ocupa uma largura de banda em excesso comparada a mínima largura de banda necessária para transmissão dessa sequência.

Contudo, o espectro espalhado é obtido antes da transmissão através do uso de um código que é independente da sequência de dados. O mesmo código é usado no receptor, operando em sincronismo com o transmissor, para desfazer o espalhamento do sinal recebido, então, o sinal de dados original transmitido pode ser reconstituído (HAYKIN; MOHER, 2011).

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 tem uma resistência elevada 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 (GALLI, 2000; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

Nas localizações de falhas em cabos dentro de aeronaves, a análise de linha de transmissão, também é uma aplicação importante da modulação por espalhamento espectral (FURSE *et al.*, 2005; SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

Para detectar o sinal do espectro espalhado, também envolve a aplicação de correlação

de uma estimativa do sinal de teste inserido com o sinal de teste recebido (FELHAUER, 1994).

O sinal de teste SSTDR se obtém pela multiplicação de uma frequência de portadora por uma sequência digital PN, consistindo em $\pm 1s$. A sequência PN foi definida anteriormente na Equação 42, porém, para o SSTDR será descrita como $p(t)$ definido na Equação 44.

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot p(t - nT_c) \quad (44)$$

A sequência PN é multiplicada pelos dados $d(t)$ e por um sinal portador de frequência $\omega = 2\pi f$ para produzir o sinal transmitido $\check{s}_{ss}(t)$, com uma amplitude de pico de $\pm 1s$. Sua definição está descrita como:

$$\hat{s}_{ss}(t) = p(t)d(t)A\cos(\omega t) \quad (45)$$

Sendo

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} d_m b(t - mT_b) \quad (46)$$

Para

$$b(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq t_b \\ 0, & \text{outros casos} \end{cases} \quad (47)$$

E

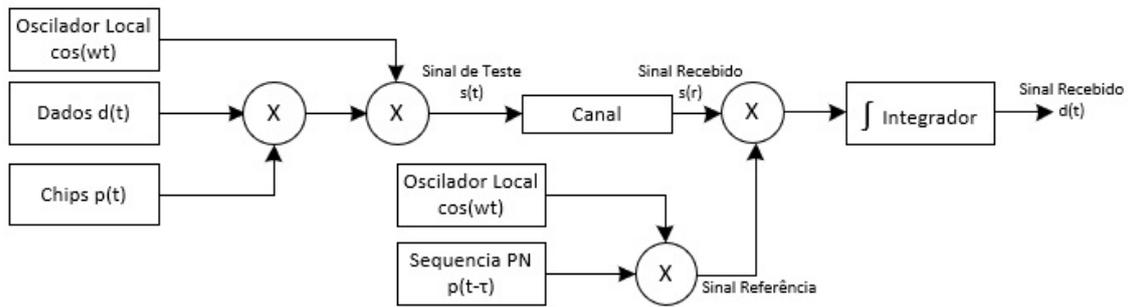
$$d_m = \pm 1 \quad (48)$$

A duração do tempo para cada bit é dada por T_b , e geralmente é muito maior que o tempo do chip T . Quando a portadora é multiplicada por -1 , fica 180 graus fora de fase em comparação com o que seria se fosse multiplicada por $+1$. Esse deslocamento de fase de 180 graus para representar a -1 é conhecido como chaveamento de deslocamento binário de fase, ou modulação em BPSK. A sequência pseudo-aleatória PN é geralmente escolhida para ter uma média de $0V$, multiplicando o sinal transmitido pela frequência da portadora e realizando a integração ao longo do tempo temos um resultado de $0V$.

Os elementos básicos de um sistema com tecnologia utilizado por espalhamento espectral estão ilustrados na Figura 7 (PROAKIS; SALEHI; BAUCH, 2012).

Pode-se observar que uma sequência de dados $d(t)$ é multiplicada por uma sequência PN de chips $p(t)$ e após modulado por uma portadora $\cos(\omega t)$. Assim, o sinal resultante $s(t)$ será o sinal a ser transmitido pelo sistema e, para este exemplo, também é o sinal de referência para o receptor. Existem várias maneiras de extrair os dados desta transmissão. Uma maneira é multiplicar o sinal recebido $s(r)$ pelo sinal de referência da transmissão, sendo este último, uma cópia sincronizada do sinal modulado pela portadora multiplicado

Figura 7 – Modelo de um sistema por espalhamento espectral DSSS.



Fonte: Adaptado (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006).

pela sequência PN, contudo, tendo um atraso. O sinal resultante é correlacionado com um circuito de integração e detectado o sinal de entrada.

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

Uma das maneiras ideais de detectar o sinal original transmitido é multiplicar o sinal recebido por uma cópia sincronizada da frequência da portadora, convertendo assim o sinal recebido em banda base. O sinal da banda base resultante é multiplicado por uma cópia sincronizada da sequência pseudo-aleatória, e o sinal resultante é integrado (PRO-AKIS; SALEHI; BAUCH, 2012).

Após, veja na Figura 8 para a saída do correlator, o sinal recebido é assim detectado correlacionando-o com uma estimativa gerada do sinal original. Nesse caso, a energia transmitida por bit é proporcional ao sinal detectado. Isso significa que quanto mais tempo leva para transmitir um único bit de dados, maior a energia total usada para transmitir esse bit de dados e maior o sinal detectado.

Este aumento no nível do sinal devido à correlação dos dados recebidos com uma cópia da sequência pseudo-aleatória é chamado de ganho de processamento. Na Equação 49 o ganho de processamento é expresso como:

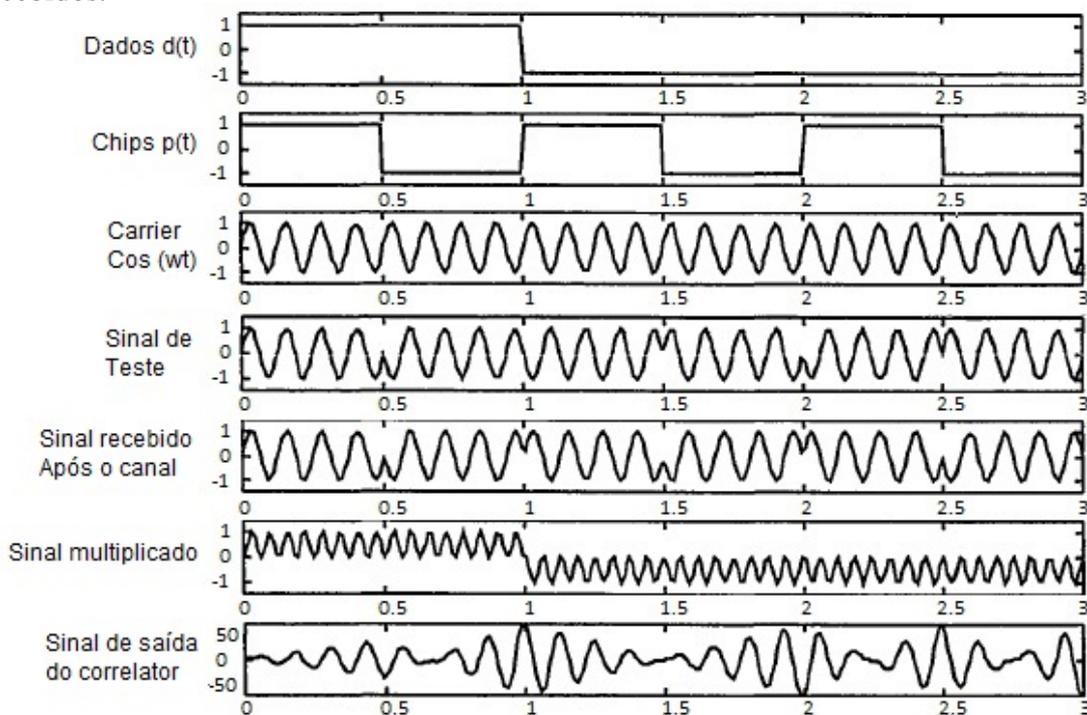
$$PG = \frac{T_s}{T_c} = \frac{R_c}{R_s} = \frac{W_{ss}}{2R_s} \quad (49)$$

onde: W_{ss} é a largura de banda do sinal de espectro espelhado modulado, T_s é a duração de um símbolo de dados, um bit neste exemplo da Figura 8, T_c é a duração de um chip de sequência PN, R_c é a taxa de chips em chips por segundo e R_s é a taxa de símbolos, que neste caso é a taxa de dados. Ao variar as taxas de chip e dados, a relação sinal / ruído também será afetada (SKLAR; HARRIS, 1988).

2.3.4.3 Descrição do Código de Sequência Digital Adequado para o STDR e SSTDR

A natureza dos picos de correlação para os códigos PN é um fator significativo na maneira como as reflexões são detectadas. Um único pico agudo de auto correlação com

Figura 8 – Modelo de exemplo de sistema DSSS com relação aos sinais transmitidos e recebidos.



Fonte: Adaptado (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006).

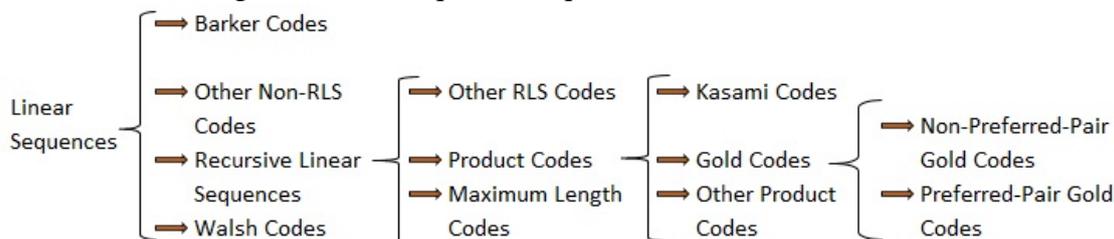
baixa auto correlação fora do pico são características dos códigos PN adequados para STDR e SSTDR (SCHWARZ; SIGTECK, 1994). Usa-se os códigos PN para espalhar um sinal no tempo e na frequência.

É importante ressaltar que este trabalho traz a comparação de um equipamento TDR comercial, que executa somente um teste de fio por vez, e das técnicas de teste STDR e SSTDR. Logo, é necessário um código de espalhamento mais apropriado para geração do sinal digital PN que será utilizado nas técnicas STDR e SSTDR, que efetue a melhor correlação em cabos com defeitos e ruídos existentes.

Os códigos de sequências recursivas lineares vêm em muitas variedades, conforme descrito sua hierarquia na Figura 9, onde certos códigos RLS são melhores que outros para uso em aplicações diversas, em (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006) são comparados os códigos em seu desempenho para a aplicação em sistemas com as técnicas STDR e SSTDR.

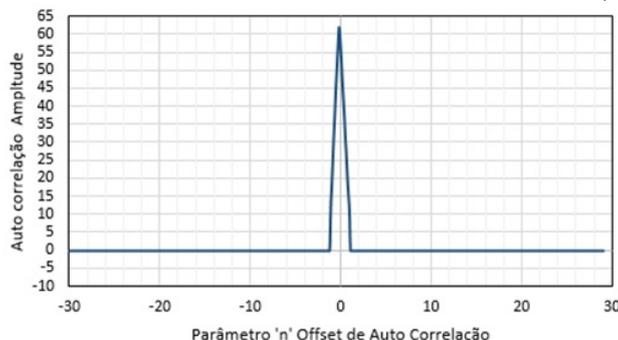
Uma família de códigos PN utilizadas nas técnicas STDR e SSTDR são os códigos de comprimento máximo ou *Maximum Length Shift-Register* (ML)). Os códigos ML têm propriedades muito especiais e, foram analisadas em profundidade por muitos pesquisadores (PROAKIS *et al.*, 1994; SCHWARZ; SIGTECK, 1994; FAKATSELIS; BELKERDID, 1996). Esses códigos são particularmente adequados para uso em STDR e SSTDR, desde que os fios adjacentes não sejam testados simultaneamente.

Figura 9 – Hierarquia de sequências recursivas lineares.



Fonte: Adaptado (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006).

Verificando a Figura 10, tem-se que para qualquer sequência ML, a autocorrelação da sequência é composta de dois valores, esta auto correlação facilita a detecção do caso de deslocamento zero ($C_{cr}[0]$). Essa propriedade é usada nas comunicações de espectro espalhado para sincronizar um receptor com um código ML recebido. Para STDR e SSTDR, a auto correlação de dois valores fornecerá uma indicação clara das descontinuidades de impedância, tornando desta maneira, o código ML ideal para testar um único fio de cada vez devido à sua auto correlação de dois níveis (FURSE *et al.*, 2005; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006; SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005).

Figura 10 – Auto correlação do Código ML $C_{cr}(0)$.

Fonte: Adaptado (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006).

2.3.4.4 Localização de Falhas Utilizando as Técnicas STDR e SSTDR

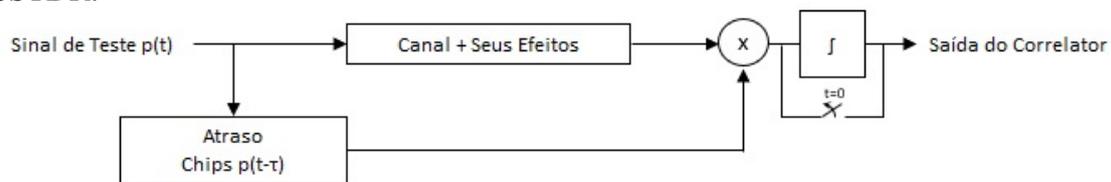
O sistema projetado procura extrair dados do código ML gerado e verificar o atraso entre o sinal injetado e recebido do canal, caracterizando a procura por aberturas, curtos-circuitos e arcos na fiação que possam representar fadiga e oxidação. Cabe ressaltar, que os métodos STDR e SSTDR funcionam de maneira semelhante ao TDR, por ser uma técnica no domínio do tempo. Um sinal é enviado por um fio e sua reflexão é examinada para determinar a impedância do cabo ao longo de seu comprimento.

No TDR, o sinal de teste consiste em um pulso em degrau, ou seja, um pulso acentuado ou transição de tensão acentuado. Precisa ser grande o suficiente para ser detectada pelos outros sinais no cabo. Este sinal pode interferir com outros sinais no cabo. Com STDR e

o SSTDR, o sinal injetado não afeta os outros sinais que já podem estar no fio, porque a tensão do sinal STDR ou SSTDR pode ser projetada para ficar dentro da margem de ruído dos outros sinais já existentes nos fios.

Para visualizar as reflexões usando o TDR, um osciloscópio embutido está conectado ao transmissor. O traço do osciloscópio é a soma dos sinais transmitidos e refletidos visualizados ao longo do tempo. Já na técnica STDR e SSTDR, o sinal recebido é multiplicado por uma versão com atraso no tempo, normalmente na ordem de nano segundos do sinal injetado e integrado, como mostra a Figura 11. O tempo de atraso d é então alterado e o sinal recebido é novamente multiplicado pela versão com atraso de tempo do sinal injetado e integrado. O processo é repetido enquanto varia o tempo de atraso d . O resultado de cada iteração é registrado e pode ser plotado versus o atraso de tempo d . Esse processo gera um gráfico semelhante ao que será obtido com um sistema TDR que usava um pulso de onda quadrada.

Figura 11 – Diagrama em blocos de um sistema correlator utilizado nas técnicas STDR e SSTDR.



Fonte: Adaptado (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2006).

Anteriormente, definiu-se os sinais de teste dos sistemas STDR e SSTDR como sendo uma Sequência Linear Recursiva (RLS), consistindo em $\pm 1s$. A Equação 50 demonstra a extensão dessa definição para facilitar o trabalho no domínio do tempo para o sinal de teste:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} s[n] \cdot p(t - nT) \quad (50)$$

Sendo

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{outros casos} \end{cases} \quad (51)$$

De modo que $s(t)$ é uma sequência linear recursiva (RLS) do período $T_s = KT_c$ consistindo em ± 1 . Aqui, T_c é a duração mínima de 1 ou -1 , também conhecido como "chip", onde observamos que:

$$s(t) = s(t + T_s) \quad (52)$$

Para qualquer t por um RLS de duração T_s .

O sistema de teste enviará um sinal $s(t)$ para o cabo, o qual será refletido por um número arbitrário de descontinuidades de impedância no cabo. Retornam-se os sinais refletidos do sistema de teste após algum atraso na transmissão. Juntamente com os sinais refletidos, haverá algum ruído que dependerá da natureza do cabo que está sendo executado o teste, podendo conter anomalias na geração do sinal e ruídos estranhos. O ruído pode ser branco ou conter sinais como o próprio sinal de transmissão xDSL.

Assim, define-se na Equação 53 $x(t)$ que é o sinal recebido como:

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - \tau_k) + n(t) \quad (53)$$

Sendo:

- a) $a_k \rightarrow$ É a amplitude do sinal refletido $a_k s(t - \tau)$ relativo a $s(t)$;
- b) $\tau_k \rightarrow$ É o atraso de tempo antes de receber a reflexão k ;
- c) $n(t) \rightarrow$ É um sinal de ruído de duração $T_{n,s}$, que é estatisticamente não correlacionado para $s(t)$, ou seja, assíncrono para $s(t)$.

Em (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005) é definido que para ser possível obter a curva de resposta das técnicas de STDR e o SSTDR de um sinal injetado no cabo, será efetuada uma correlação $R_{sx}(\tau)$ entre o sinal $s(t)$ que será escalonado e atrasado no tempo $s(t - \tau_k)$ e o sinal recebido refletido $x(t)$ definido. A saída do correlator é dada pela Equação 54.

$$\begin{aligned} R_{sx}(\tau) &= \int_0^{T_s} s(t)x(t - \tau)dt \\ &= \int_0^{T_s} s(t)\left(\sum_k a_k s(t - \tau - \tau_k) + n(t - \tau)\right)dt \\ &= \int_0^{T_s} s(t)\sum_k a_k s(t - \tau - \tau_k) + \int_0^{T_s} s(t)n(t - \tau)dt \end{aligned} \quad (54)$$

Observa-se na Equação 54, que os valores da correlação $R_{sx}(\tau)$ são máximos no instante em que ambos $s(t)$ e a cópia deslocada no tempo $s(t + \tau_k)$ estão perfeitamente alinhados um com o outro, isto é, (τ) é igual ao atraso do sinal refletido $x(t)$. Para (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006) este atraso (τ) do sinal refletido pode ser traduzido para a distância à falha (d) definido como:

$$2d = VOP\tau \quad (55)$$

Onde VOP é a velocidade de propagação no cabo e τ É o atraso da sequência PN refletida.

Ainda pode ser visto na Equação 54, que a saída do correlator dependerá dos sinais refletidos e do ruído e, portanto, é determinada por sinais determinísticos e não determinísticos. O valor esperado $E\{\bullet\}$ da correlação $R_{sx}(\tau)$ deve, portanto, ser considerado. Logo temos sua definição na Equação 56 dada por:

$$\begin{aligned}
 E\{R_{sx}(\tau)\} &= E\left\{\int_0^{T_s} s(t) \sum_k a_k s(t - \tau - \tau_k) + \int_0^{T_s} s(t)n(t - \tau)dt\right\} \\
 &= \int_0^{T_s} s(t) \sum_k a_k s(t - \tau - \tau_k) + \int_0^{T_s} s(t)E\{n(t - \tau)\}dt \\
 &= \int_0^{T_s} \left(\sum_k a_k s(t - \tau - \tau_k)\right)
 \end{aligned} \tag{56}$$

Na última etapa da Equação 56, foi usado o fato de que o valor do sinal $s(t)$ é zero quando existe um ruído $n(t)$, pois este ruído é assíncrono para um sinal $s(t)$ usado para o teste.

A saída do correlator na ausência de ruído é a soma das correlações cruzadas de cópias em escala e com desvio de tempo de $s(t)$ e do original $s(t)$. A saída esperada na presença de ruído é igual à saída na ausência de ruído, com algum termo adicional de ruído aleatório com média zero.

2.3.4.5 Localização de Falhas no Ruído

Em (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005) a correlação cruzada de termos de ruído com $s(t)$ pode ser discutida em termos da natureza dos termos de ruído. Se $n(t)$ for ruído gaussiano branco, a análise de correlação cruzada pode ser descrita explicitamente (PROAKIS *et al.*, 1994). Na Equação 55, a correlação cruzada de $s(t)$ com $n(t)$ tem média definida na Equação 57.

$$\begin{aligned}
 E\{R_{sx}(\tau)\} &= E\left\{\int_0^{T_s} s(t)n(t - \tau)dt\right\} \\
 &= \int_0^{T_s} s(t)E\{n(t - \tau)\}dt \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{57}$$

E variância

$$\begin{aligned}
 E\{R_{sx}(\tau)^2\} &= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} s(t_1)s(t_2)E\{n(t_1 - \tau)n(t_2 - \tau)\}dt_1dt_2 \\
 &= \frac{N_o}{2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \delta(t_1 - t_2)s(t_1)s(t_2)dt_1dt_2 \\
 &= \frac{N_o}{2} \int_0^{T_s} s^2(t)dt \\
 &= \frac{N_o}{2}\varepsilon_s
 \end{aligned} \tag{58}$$

Tem-se na Equação 58, que $\frac{N_o}{2}$ é a potência do ruído recebido na entrada e ε_s é a energia no sinal de referência $s(t)$ durante um período.

Assim, o efeito do ruído branco no sistema será adicionar a variação às medições proporcionais à energia do sinal $s(t)$, mas não causará um deslocamento DC consistente.

Para encontrar a potência do ruído para os sinais de teste com os códigos ML, simulações devem ser realizadas ou análises devem ser realizadas no domínio da frequência. Logo, o sinal usado para correlação, $s(t)$, será integrado em um único período. Portanto, pode ser considerado um sinal de energia, e sua densidade espectral de energia é dada pela Equação 59 (PROAKIS; SALEHI; BAUCH, 2012).

$$G_s(f) = |\mathcal{F}\{s(t)\}|^2 = |S(f)|^2 \quad (59)$$

onde $S(f)$ é a transformada de Fourier de $s(t)$. Como $s(t)$ tem duração finita, sua PSD é diferente de zero, neste caso se considerada apenas ao longo do tempo de integração T_s , definida na Equação 60.

$$PSD_s(f) = \frac{|S(f)|^2}{T_s} \quad (60)$$

Para (PROAKIS; SALEHI; BAUCH, 2012) a energia total no sinal $s(t)$ pode ser encontrada de várias maneiras, conforme fornecido pelo Teorema de Rayleigh apresentada na Equação 61.

$$\varepsilon_s = \int_0^{T_s} s^2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = T_s \int_{-\infty}^{\infty} PSD_s(f)df \quad (61)$$

Seja $n(t)$ o sinal de ruído devido a um circuito xDSL operando nos fios. Se o tempo de duração de $n(t)$ for limitado, a transformada de Fourier de $n(t)$ poderá ser discutida. Restringir $n(t)$ a ser diferente de zero apenas por algum tempo arbitrário $T_n \gg T_s$, em que T_n é um período de tempo em que o circuito xDSL está em operação, define-se na Equação 62.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |n(t)|dt < \infty \quad (62)$$

E, portanto, desde que $n(t) < \infty$ o tempo todo, a transformada de Fourier $\mathcal{F}x(t)$ existe. Assim, a transformada de Fourier de $n(t)$ é calculada na Equação 63.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t)e^{-j2\pi ft} dt < \infty \quad (63)$$

O teorema de Rayleigh fornece a energia do sinal $n(t)$ como:

$$\varepsilon_n = \int_k^{k+T_n} n^2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} |N(f)|^2 df = T_n \int_{-\infty}^{\infty} PSD_n(f)df \quad (64)$$

E a densidade espectral como:

$$PSD_n(f) = \frac{|N(f)|^2}{T_n} \quad (65)$$

Como o sinal de ruído $n(t)$ não é uma função periódica, as funções de correlação cruzada listadas a seguir, que tratam de $n(t)$, serão correlações lineares. Se $s(t)$ e $n(t)$ ou seus derivados forem usados em uma correlação cruzada, ele estará operando em um ciclo de do sinal de teste $s(t)$ e será definido como $0 < t < T_n$, a menos que seja especificado de outra forma. Se apenas $s(t)$ for mostrado em uma correlação cruzada ou autocorrelação, será uma correlação cruzada circular ou autocorrelação e será diferente de zero apenas para $0 < t < T_s$. Desde que $T_n \gg T_s$, $T_n + T_s \approx T_n$, e será tratado como se $T_n + T_s = T_n$ (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005).

A transformada de Fourier da correlação cruzada de $s(t)$ e $n(t)$ é definida na Equação 66.

$$\mathcal{F}\{R_s(t)\} = \mathcal{F}\{s(t) * n(-t)\} = S(f)N^*(f) \quad (66)$$

onde $N^*(f)$ é o conjugado complexo de $N(f)$.

A energia nessa correlação cruzada é definida como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{R_{sn}} &= \int_{-\infty}^{\infty} |R_{sn}(t)|^2 dt \\ &= \int_0^{T_n} |R_{sn}(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)N^*(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N(f)|^2 df \end{aligned} \quad (67)$$

A energia esperada na correlação cruzada ao longo do tempo $0 < t < T_s$ é dada por:

$$\begin{aligned} E\{\varepsilon_{R_{sn}, T_s}\} &= E\left\{\varepsilon_{R_{sn}} \cdot \frac{T_s}{T_n}\right\} \\ &= \frac{T_s}{T_n} E\left\{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N_{T_s}(f)|^2 df\right\} \\ &= \frac{T_s}{T_n} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N(f)|^2 df \\ &\approx \varepsilon_{R_{sn}, T_s} \end{aligned} \quad (68)$$

Sendo $N_{T_s}(f)$ é a transformada de Fourier da subseção de $n(t)$ usada para a correlação cruzada para $0 < t < T_s$. Observe que, em geral, $N_{T_s}(f) \neq N(f)$, pois a correlação cruzada pode exceder apenas alguns bits de $n(t)$. No entanto, o valor esperado para $N_{T_s}(f)$ é $N(f)$.

A potência do ruído esperada na correlação cruzada é definida na Equação 69.

$$\begin{aligned}
P_{R_{sn}} &= \frac{\varepsilon_{R_{sn}, T_s}}{T_s} \\
&= \frac{\varepsilon_{R_{sn}}}{T_n} \\
&= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N(f)|^2 df}{T_n}
\end{aligned} \tag{69}$$

O que é verdade para qualquer fonte de ruído $n(t)$, incluindo o sinal de dados xDSL.

Pela definição da Equação 69, indica-se que a sobreposição espectral entre o ruído e o sinal STDR / SSTDR resulta em ruído inevitável na saída do correlator.

Em (SHI; KANOUN, 2012a) o sinal recebido refletido $x(t)$ pode também ser calculado na Equação 70, nesta última foi aplicada a *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT), do sinal $V_{in}(j\omega)$, definida na Equação 39 quando, $V_s(j\omega) = s(t)$. Onde $\{*\}$ representa a convolução temporal.

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{V_{in}(j\omega)\} = \mathcal{F}^{-1}\left\{\frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s) + Z_s} V_s(j\omega)\right\} * s(t) \tag{70}$$

Agora definimos na Equação 71 que a IFFT de $h_{rei}(t)$ representa o eco da resposta impulsiva, incluindo os ruídos recebidos pelos sistemas de testes.

$$h_{rei}(t) = \mathcal{F}^{-1}\left\{\frac{Z_{in}(s)}{Z_{in}(s) + Z_s} V_s(j\omega)\right\} \tag{71}$$

rando com um frequência de 60 MHz, o que fornece uma duração de chip de 33,3 ns. A saída dos pontos A e B são os sinais senoidais gerados por uma etapa do circuito que é o oscilador, estes irão ser transmitidos para os modeladores. Nesta etapa de oscilador, utiliza-se Amplificadores Operacionais (AMP-OP) ou *Operational Amplifiers* (OPA) que efetuam um ajuste grosso e fino na frequência de oscilação, bem como reguladores de tensão, que através do seu ajuste no ponto U do diagrama de blocos, fazem um deslocamento de fase no valor aproximado de $\sim 74^\circ$ entre os pontos A e B.

Os sinais de saída de relógio em C e D, que compõe o sinal de relógio digital, receberam o atraso entre fases entre eles dos sinais de saída A e B, em seguida os mesmos irão acionar os dois geradores de códigos PN, formados por quatro geradores de códigos ML de célula de memória. O código PN de saída tem um tamanho de 15 chips.

Embora um código PN de tamanho de 15 chips não supere muito ruído do sistema, é mais fácil interpretar visualmente a saída do sistema com um código PN pequeno do que para um código PN longo. O nível de tensão de saída existente nos pontos de saída em E e F é de $\pm 1V$, portanto conforme já definido no Capítulo ?? pode ser usada diretamente no sistema STDR, com as chaves do sistema de controle STDR/SSTDR definidas para este processo.

O sinal de saída em E será usado como sinal transmitido para STDR, e o sinal de referência usados no correlator cruzado será o sinal de saída em F.

Os sinais de saída em W e Y são usados para controlar os geradores PN, que garantirão que o número apropriado de ciclos completos de deslocamento de *clock* seja aplicado além do atraso de fase variável, de modo que uma diferença de tempo arbitrária entre os dois canais possa ser estabelecidos.

Os códigos PN dos pontos de saída em E e F, juntamente com as ondas senoidais de saída de A e B, são multiplicados para formar os sinais BPSK nas saídas G e H. Logo, o sinal de saída G será usado como sinal transmitido para SSTDR, e o sinal de saída H será usado como sinal de referência usados no correlacionador cruzado.

Os sinais presentes em I e J dependerão da configuração das as chaves do sistema de controle STDR/SSTDR. O controle STDR / SSTDR colocará o sistema no modo STDR ou SSTDR, sob controle do computador.

Os sinais de saída e de entrada para os modos STDR e SSTDR podem ser vistos no ponto de saída K. O sinal STDR / SSTDR do ponto de saída I é acoplado através dos pontos K e L ao cabo em teste e, após um atraso no ponto N, que representa o final do cabo e vice-versa, é adicionado ao novo sinal transmitido do ponto I.

As diferenças entre ter e não ter o capacitor entre os pontos L e M é para isolar os sistemas de testes de um surto de tensão elevado. Nesta descrição pressupõe que os pontos de conexão do interruptor K e L estão fechados. A simulação também pressupõe que nenhum sinal de fundo esteja presente no cabo e o resistor entre os pontos I e K corresponde à impedância do cabo, para que nenhuma reflexão secundária seja lançada.

Devido à correspondência de impedância, o sinal lançado é 50 % do nível de sinal da fonte. O sinal refletido desse cabo sem perdas é da mesma amplitude que o sinal lançado. A combinação dos sinais transmitidos e recebidos do STDR pode chegar a $\pm 1V$ às vezes. Os sinais de 0,5 V RMS SSTDR sobrepostos também podem exceder $\pm 1V$ às vezes. A tensão RMS observada no ponto K na ausência de um sinal externo será $0 \leq V_L \leq V_J$ RMS, dependendo da distância da descontinuidade da impedância, do coeficiente de reflexão na descontinuidade da impedância e das perdas no cabo.

Os sinais dos pontos de saída em K e J são multiplicados para formar um sinal intermediário no correlacionador na saída N. Como um deslocamento de tempo igual ao tempo de ida e volta para o sinal refletido foi selecionado, os sinais multiplicados de referência e recebidos causam um deslocamento de DC no sinal no ponto N. A quantidade de deslocamento de DC depende do deslocamento de tempo no circuito comparado ao deslocamento de tempo de quaisquer reflexões recebidas. O ruído externo e o sinal transmitido, ambos correlacionados com o sinal de referência, também afetarão o deslocamento DC.

O sinal com um deslocamento DC é passado através de um integrador. A saída do integrador está no ponto P. É aparente que a saída do integrador é um pouco diferente para o modo STDR do que para o modo SSTDR. Isso ocorre porque a autocorrelação do sinal SSTDR possui um pequeno sinal positivo local em seu lóbulo lateral e o sinal STDR possui um pequeno lóbulo lateral negativo em um deslocamento de tempo de $40ns$. Assim, é evidente que os lóbulos laterais do sinal transmitido podem afetar o pico de correlação cruzada de um sinal recebido para uma reflexão. Os códigos PN longos terão lóbulos laterais menores em proporção ao pico da autocorrelação central do que os códigos PN curtos.

O sinal de saída do integrador no ponto P é mantido constante até que seja amostrado com um conversor analógico-digital de alta resolução relativamente lento, *Analog to Digital Converter* (ADC). O circuito de controle está incluído para controlar os comutadores, atrasos, o ADC e o *handshake* através de um computador (PC).

Nesse projeto, o correlacionador de hardware só pode correlacionar o sinal por um único deslocamento de tempo entre o sinal no cabo e o sinal de referência mostrado na ramificação inferior do circuito. Para executar uma correlação completa, muitos pontos de amostra precisarão ser coletados, o que será realizado ajustando o deslocamento de fase entre os dois ramos do sinal e executando novamente o correlacionador. Todas as amostras de correlação serão armazenadas em um PC, onde poderão ser organizadas e representadas graficamente para mostrar a correlação dos sinais recebidos e de referência. Uma vantagem desse sistema é que ele forma um correlacionador de sequência completa barato, usando um conversor analógico-digital lento.

3.1 Especificações do Projeto Básico

Ao especificar o projeto básico de um sistema, deve-se considerar vários fatores. O sistema deve ser capaz de localizar falhas nos fios de cabos multipares com defeitos existentes e em funcionamento na planta da rede externa de uma operadora de telecomunicações (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006; SHI; KANOUN, 2012a).

Para que o sistema de testes possua confiabilidade, ele deve ser capaz de identificar a localização de um circuito aberto ou curto-circuito, com uma precisão dentro de 0,30 m de erro absoluto, pois este é o tamanho da parcela da junção de cada cabo para compor uma emenda de cabo, sendo este valor de medida de uma junção de emenda praticado pelos operadores de telecomunicações, definidos em norma pela agência reguladora ANATEL.

Deve-se poder operar corretamente na execução de testes nos fios que compõem os cabos com ruído, normalmente estes ruídos com valores ≥ 50 dBm, com -48 VDC e ter uma frequência de operação de dados digitais mais alta, operando entre 26 kHz até 1,1 MHz.

Os dados digitais nos fios serão assumidos como dados de comunicação padrão, especificados em uma taxa de dados de no máximo 25 Mbit/s, com uma atenuação de 29,5 dB/Km para o calibre de 0,40 mm, ou uma atenuação de 23,5 dB/Km para o calibre de 0,50 mm e, uma atenuação de 19,8 dB/Km para o calibre de 0,65 mm (PRYSMIAN-GROUP, 2018).

O cabo será de par trançado blindado STP, com uma impedância característica de 300 Ω e permite uma relação sinal/ruído, *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) de 17,5 dB.

O sistema de teste deve ser capaz de coletar e processar dados rapidamente na ordem de 1ms para detectar falhas intermitentes. O sistema de teste não deve ser danificado ou interferido por nenhuma das tensões aplicadas discutidas aqui. Também não deve interferir com os sinais nos fios.

3.1.1 Frequência de Operação do Sistema

Um elemento básico desse projeto é a faixa de frequência selecionada na qual ele deve operar. O sistema de teste estará basicamente enviando uma série de ± 1 pela LT e dentro da margem de ruído do sinal digital existente e, procurando o padrão refletido. A duração mínima de cada 1 ou -1, que é chamada duração do chip, já definido como T_c . Se for assumido que os sinais trafegam pelos fios dos cabos de telecomunicações a 67% da velocidade da luz, que é uma aproximação razoável, então, como a luz viaja a $\approx 299.792.458$ m/s, logo, os sinais elétricos trafegam a uma velocidade de $v = (0,67) \cdot (299.792.458 \text{ m/s}) = 200.860.946,86$ m/s no fio.

Os sinais que viajam do gerador de sinal, usado nos testes, para uma falha no cabo, são refletidos e, em seguida, retornam ao receptor, no local do gerador de sinal. Logo, os sinais viajam duas vezes a distância da falha. Se o equipamento de teste apresenta um

atraso de $1m$, tem-se o tempo do sinal refletido $T_t = \frac{2}{200.860.946,86m/s} = 9,957ns$ na ida e volta na recepção do sinal para cada metro de distância do medidor até uma falha. Para ter uma precisão de localização da falha de $0,30m \approx 1/3m$, o sistema deve ter uma resolução temporal de pelo menos $0,30m \cdot \frac{9,957ns}{m} \cdot \frac{m}{0,30} = 3,319ns$. Como este sistema utilizará um sinal de espectro de propagação de sequência direta (DSSS) semelhante ao usado para receptores GPS, pode-se presumir que o sistema terá uma resolução temporal semelhante à de um receptor GPS, que é aproximadamente $1/10$ de um chip (SHI; KANOUN, 2014), ou $T_c/10$. Portanto, para ter uma resolução linear de pelo menos $0,30m$, ele deve ter $T_c < 3,3ns \cdot 10 = 33ns$. Isso define o limite mais baixo de frequência para o sistema com 1 e -1 como sendo:

$$F_{op} = \frac{1}{33ns} = 30MHz \quad (72)$$

Se o sistema estivesse operando a $300MHz$, seria esperada uma resolução linear de aproximadamente:

$$1m \cdot \frac{30MHz}{300MHz} = \frac{1}{10}m \quad (73)$$

A escolha real da frequência usada para esse design dependerá muito da disponibilidade de hardware para realizar a tarefa. Devido aos osciloscópios e outro hardware agora disponível, o design e a implementação do sistema tornam-se muito mais complicados, pois as frequências excedem $100MHz$. Portanto, a resolução final do sistema será projetada para ficar entre $0,30m$ e $0,40m$, o que deve ser adequado para testes de comparação de precisão do sistema STDR e SSTDR versus o equipamento TDR comercial.

O sistema de teste executará a refletometria no domínio do tempo da sequência STDR e a refletometria no domínio do tempo do espectro espalhado SSTDR. O STDR usará essencialmente uma sequência pseudo-aleatória não modulada de ± 1 enviados pelo fio. O SSTDR, por outro lado, consiste em uma frequência de portadora modulada com uma sequência pseudo-aleatória de ± 1 e toda a forma de onda é enviada pelo fio. Em termos de sistema de comunicação, o STDR é realizado usando um sinal de banda base, enquanto o SSTDR usa um sinal de chave de mudança de fase binária BPSK. A frequência de modulação será determinada a partir da pesquisa discutida neste capítulo. Quando o sistema de teste opera no modo STDR ou SSTDR, ele correlaciona o sinal refletido com uma cópia do sinal transmitido, a fim de determinar a distância até uma falha no cabo.

3.1.2 Frequência de Modulação BPSK para o SSTDR

Um objetivo principal do STDR, bem como do SSTDR, é executar uma correlação cruzada precisa de um sinal de referência com o sinal recebido e obter um pico de correlação acentuado, com lóbulos laterais baixos. Esse pico de correlação acentuado facilitará a detecção da localização de uma falha com confiabilidade. Se o pico de correlação fosse

espalhado, ou se um lóbulo lateral fosse considerado erroneamente um pico, a interpretação do sinal refletido estaria incorreta, e logo, tem-se uma imprecisão da distância exata onde ocorreu o descasamento de impedância e consequentemente a falha.

Executa-se uma correlação cruzada consistente, quando um sinal de referência deve estar disponível. Isso nos leva à questão da sincronização. Se a modulação do sinal de referência estiver defasada em 90° a partir da modulação do sinal de acionamento, a correlação cruzada do sinal recebido e do sinal de referência seria zero, pois os dois sinais seriam ortogonais entre si. Outra correlação cruzada do mesmo sinal pode retornar um resultado diferente, se a diferença de fase entre a frequência de modulação e o Código PN for alterada. Isso tornaria o sistema muito difícil de calibrar. Como a escolha foi feita para usar os códigos PN, faz sentido sincronizar a frequência de modulação com o código PN. Ao gerar os sinais de maneira consistente, pode ser gerado um sinal de referência que pode ser usado consistentemente com o sinal injetado, proporcionando um sistema que produz resultados consistentes em circunstâncias semelhantes.

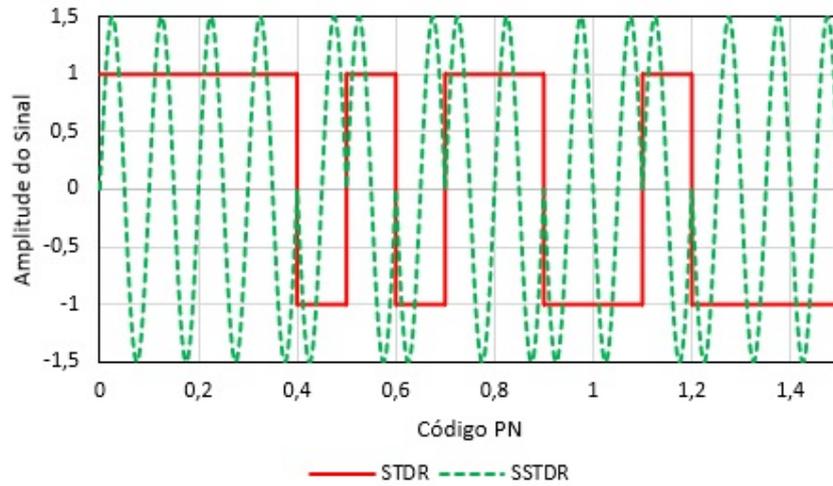
O principal conceito, esperado, na modulação, é que os sinais sejam ortogonais sob certas circunstâncias, este princípio segue a técnica de que o princípio da multiplexação por divisão de frequência ortogonal *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), que consiste em multiplicar e integrar dois bits sobrepostos o resultado dará zero e, portanto, são ortogonais. Para que o sistema possua essa propriedade, todos os bits devem ter um número integral de meias ondas senoidais. Eles também devem ser transmitidos ao mesmo tempo. A ortogonalidade não será preservada se a integração de sinais multiplicados não durar um bit de tempo completo. Ainda assim, vale a pena considerar o número semi-integral de ondas senoidais a serem usadas para cada chip no SSTDR (HAYKIN; MOHER, 2011; LATHI; DING, 2012).

Demonstra-se na Figura 13, que a frequência de modulação é a mesma que a taxa de chips. O sinal BPSK gerado neste exemplo preserva claramente o sinal do STDR usado para gerá-lo.

Tem-se na Figura 14 a auto correlação dos sinais da Figura 13. A forma dos picos de auto correlação, que é mostrada na Figura 14 são de fácil detecção, pois como frequência de modulação é a mesma que a taxa de chip. Nota-se que os lóbulos laterais no pico de auto correlação são sinusoidais da mesma amplitude que a auto correlação fora do pico do código ML. Isso se deve à frequência e sincronização de modulação selecionadas. O uso de uma frequência de modulação diferente ou sincronização diferente produzirá um padrão de correlação diferente que pode ter lobos laterais superiores (SMITH; FURSE; GUNTHER, 2005; SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

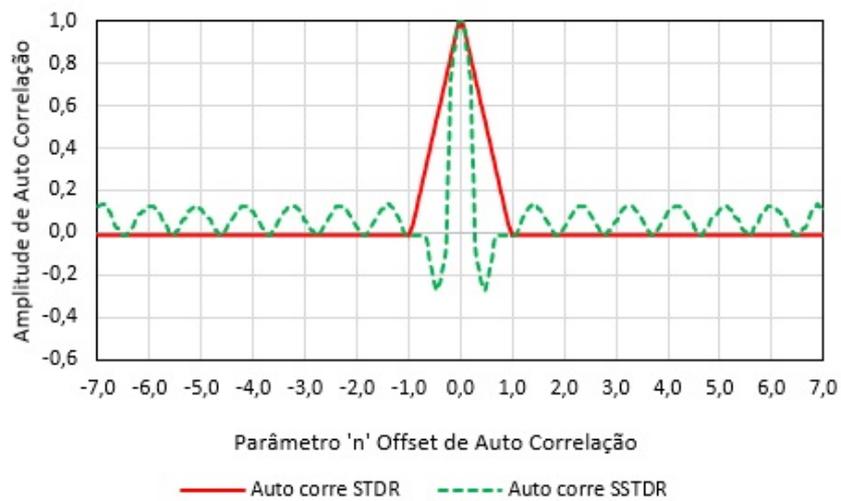
Na Figura 15 pode ser visto que a onda senoidal moduladora é invertida quando o Código PN altera a polaridade, como em um sinal BPSK. Ao considerar o sinal observado entre os índices 4 e 8, os arcos de meia onda senoidal são todos descendentes. Isso muda a natureza do código PN conforme modulado, alterando efetivamente o sinal de vários

Figura 13 – Sinais STDR e SSTDR modulado com $1.0 F_{STDR}$.



Fonte: do autor

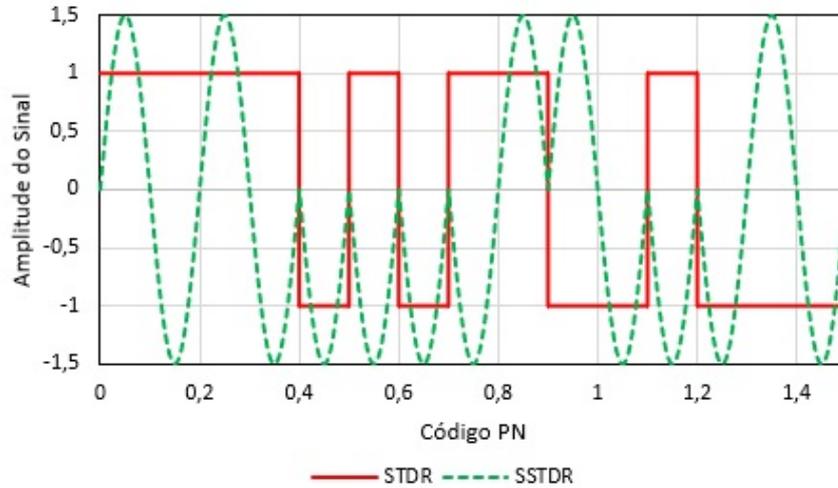
Figura 14 – Auto Correlação dos sinais STDR e SSTDR da Figura 13.



Fonte: do autor

chips. O Código PN foi originalmente projetado para ter lóbulos laterais baixos.

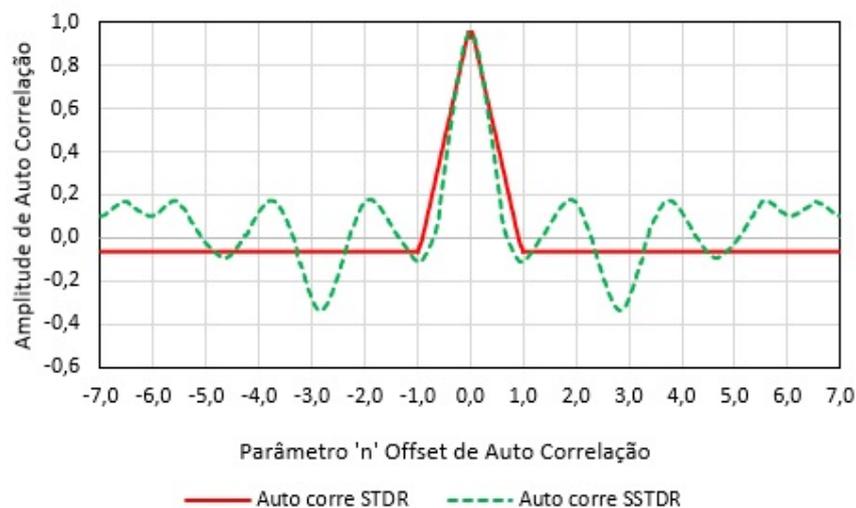
Figura 15 – Sinais STDR e SSTDR modulado com $0.5 F_{STDR}$.



Fonte: do autor

A autocorrelação do sinal STDR e SSTDR da Figura 15 é mostrada na Figura 16. Observa-se que a autocorrelação SSTDR tem um pico acentuado, mas também possui grandes lóbulos laterais, principalmente nos índices ± 3 . A autocorrelação teria tido lóbulos laterais inferiores se uma função base de meia onda senoidal fosse usada para representar os chips do sinal STDR, em vez de multiplicá-los por uma onda senoidal. Multiplicar por uma onda senoidal é idêntico ao uso de uma função base de meia onda senoidal que altera a polaridade a cada dois bits.

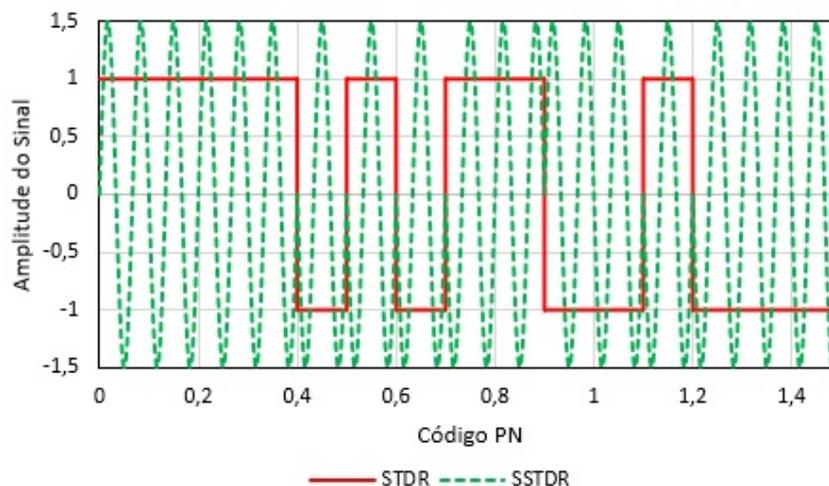
Figura 16 – Auto Correlação dos sinais STDR e SSTDR da Figura 15.



Fonte: do autor

O sinal SSTDR mostrado na Figura 17 é para uma frequência aumentada em relação a frequência do STDR. Aqui, existem 1,5 ciclos de onda senoidal por chip de código PN.

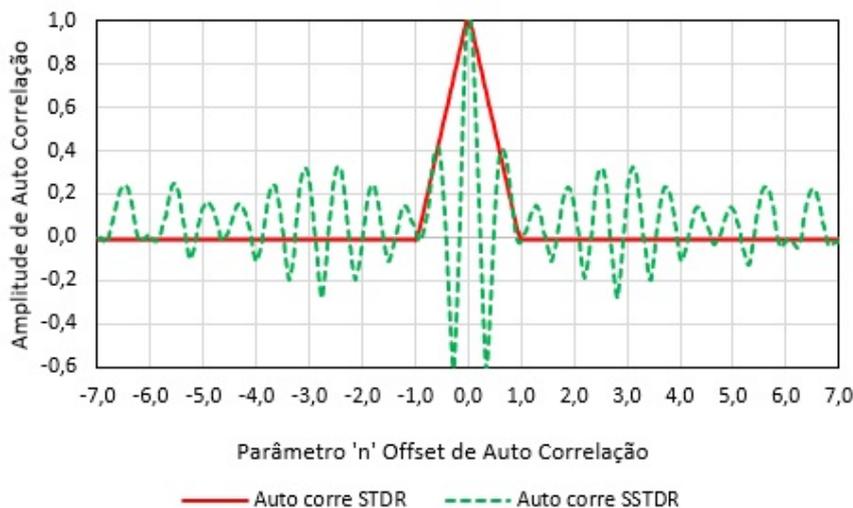
Figura 17 – Sinais STDR e SSTDR modulado com $1.5 F_{STDR}$.



Fonte: do autor

Semelhante a análise da Figura 15, a inversão do sinal entre os índices 5 e 6 do Código PN da Figura 17 altera a polaridade da tensão associada a esse bit, resultando na autocorrelação abaixo do ideal vista na Figura 18, que representa a correlação dos sinais STDR e SSTDR da Figura 17. Conclui-se que a correlação cruzada mostrada na Figura 14 tem lóbulos laterais muito mais baixos.

Figura 18 – Auto Correlação dos sinais STDR e SSTDR da Figura 17.



Fonte: do autor

Quando a frequência de modulação é a mesma que a taxa de chips, usando a detecção direta do sinal correlacionado, torna o sinal (\pm), referente a uma reflexão, de fácil determinação. Isso se deve ao fato de que o pico principal é duas vezes maior que os próximos picos adjacentes na correlação cruzada utilizando a técnica SSTDR. Em contra partida, quando uma frequência de modulação usada é mais alta ou mais baixa que a taxa de chip, os picos próximos ao centro são de tamanho muito semelhante, dificultando a detecção de

qual pico corresponde ao centro da reflexão, portanto, um pico positivo ou negativo fora do centro, pode ser considerado erroneamente como o pico central. Logo, a estimativa do sinal da reflexão pode estar errada. Observe que o sinal da reflexão indicará se a falha é um circuito aberto ou um curto-circuito.

No presente trabalho, a frequência da portadora de modulação foi ajustada no mesmo valor da frequência de chip $= 1/T_c$ do sinal da sequência PN. 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 (FURSE *et al.*, 2005), o efeito da mudança da frequência da portadora, conforme já 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 de modulação, 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.

3.1.3 Relação Sinal Ruído para o STDR e SSTDR

A relação sinal/ruído SNR, relaciona-se com a potência do sinal dividido pela potência média do ruído. Para o caso do STDR e do SSTDR, os sinais STDR e SSTDR são os sinais desejados e outros sinais são ruídos (LATHI; DING, 2012). Portanto, considera-se a potência dos sinais STDR e SSTDR e o ruído presente no sistema em teste, logo, define-se que antes da correlação temos:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{P_{\text{signal}_{STDR/SSTDR}}}{P_{\text{ruído}_{SI}}} \quad (74)$$

E após a correlação temos

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{P_{\text{cross}_{STDR/SSTDR}}}{P_{\text{ruído}_{SI} + P_{\text{cross}_{ADSL}}}} \quad (75)$$

Os termos de reflexão $gk = a_k s(t - \tau_k)$ representam as reflexões em várias distâncias do cabo. Para detectar cada um desses sinais, o deslocamento do correlador é definido no tempo $t = \tau_k$. Todos os outros termos de reflexão são considerados termos de ruído. O sinal recebido após a correlação cruzada é:

$$\begin{aligned} R_{sgk} &= a_k R_s(\tau_k - \tau_k) T_s \\ &= a_k R_s(0) T_s \\ &= a_k \varepsilon_s \end{aligned} \quad (76)$$

Das equações 76 e 69, a relação sinal / ruído é dada como:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{a_k^2 \varepsilon_s^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N(f)|^2 df T_n}$$

$$= \frac{a_k^2 \varepsilon_s^2 T_n}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f) \cdot N(f)|^2 df} \quad (77)$$

A partir disso, pode-se verificar que caso $S(f)$ tenha muito pouco de sua energia centrada próxima a $N(f)$, a relação sinal-ruído será grande.

Os efeitos da alteração de certos parâmetros podem ser estudados analiticamente de maneira a fornecer uma excelente percepção dos fatores que afetam a relação sinal / ruído.

3.1.4 Alterando o Comprimento do Sinal de Teste STDR e SSTDR

Para aproximar um sinal com m vezes o número de chips como $s(t)$, define-se um novo sinal $s_m(t)$ tal que $|S_m(f)|$ é proporcional a $|S(f)|$, e deixe a duração de $s_m(t)$ ser $mT_s = T_{s_m}$. Deixando a amplitude de $s_m(t)$ ser a mesma que $s(t)$.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{s_m} &= \int_{-\infty}^{\infty} |s_m(t)|^2 dt = \int_0^{T_{s_m}} |s_m(t)|^2 dt \\ &= m \int_0^{T_s} |s(t)|^2 dt \\ &= m\varepsilon_s \end{aligned} \quad (78)$$

Já no domínio frequência temos:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{s_m} &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f)|^2 df = m \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |\sqrt{m}S(f)|^2 df \\ &= |S_m(f)|^2 = |\sqrt{m}S(f)| \end{aligned} \quad (79)$$

O que seria esperado se a duração de $s(t)$ fosse aumentada por um fator de m adicionando mais chips à sua sequência PN. Agora, verifica-se com ruído definido na Equação 80 como: :

$$R_{s_m n}(t) = s_m(t) * n(-t) \quad (80)$$

Logo,

$$\begin{aligned} \varepsilon_{R_{s_m n}} &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_m(f)|^2 |N(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |\sqrt{m}S(f)|^2 |N(f)|^2 df \\ &= m\varepsilon_{R_{sn}} \end{aligned} \quad (81)$$

Que é a energia do ruído na correlação cruzada de $s(t)$ com $n(t)$ ao longo do tempo $0 \leq t \leq T_n$ e, o valor esperado da potência do ruído neste mesmo intervalo é a potência do ruído no intervalo $0 \leq t \leq T_s$, dado por:

$$\begin{aligned}
P_{R_{sm}n} &= \frac{E(\varepsilon_{R_{sm}n}, T_{sm})}{T_{sm}} = \frac{m^2 \varepsilon_{R_{sn}}}{m T_s} \\
&= \frac{m \varepsilon_{R_{sn}}}{T_s} \\
&= m P_{R_{sn}}
\end{aligned} \tag{82}$$

Calcula-se, também, a potência do ruído de uma maneira alternativa, visto que $T_n \gg T_s$, definida em nas Equação 82 como a Equação 83:

$$\begin{aligned}
P_{R_{sm}n} &= \frac{\varepsilon_{R_{sm}n}}{T_n} = \frac{m \varepsilon_{R_{sn}}}{T_n} \\
&= m P_{R_{sn}}
\end{aligned} \tag{83}$$

Já o pico central da correlação é dado por:

$$R_{sm}(0) = \varepsilon_{sm} = m \varepsilon_s \tag{84}$$

Logo, a potência do sinal é dada por:

$$(R_{sm}(0))^2 = (m \varepsilon_s)^2 = m^2 \varepsilon_s^2 \tag{85}$$

Assim, das equações 83 e 85, calcula-se o sinal / ruído como:

$$\begin{aligned}
\left(\frac{S}{N}\right)_m &= \frac{m^2 \varepsilon_s^2}{m P_{R_{sn}}} = m \frac{\varepsilon_s^2}{P_{R_{sn}}} \\
&= m \left(\frac{S}{N}\right)
\end{aligned} \tag{86}$$

Na Equação 86, segundo (FURSE *et al.*, 2005), dobrando-se o comprimento do código PN do sistema e se mantendo os demais parâmetros sem alteração, isto resultará um aumento na ordem de 3 dB na relação sinal / ruído. Isto serve tanto para ruído branco, bem como o ruído do próprio sistema dentro do cabo em uso.

3.1.5 Alterando a Taxa de Chip do Sinal de Teste do STDR e SSTDR

A taxa de chip, também é um dos principais parâmetros com relação aos sistemas STDR e SSTDR. Verifica-se analiticamente o que ocorre se a taxa de chip for aumentada. Tem-se que $s_\psi(t) = s(\psi t)$ e $T_{s_\psi} = \frac{T_s}{\psi}$, onde ψ é uma constante. Para o sistema SSTDR que é modulado em BPSK, isto resulta em fazer com que a frequência de modulação também seja multiplicada pela constante ψ .

Pela propriedade linear da transformada de Fourier, tem-se a Equação 88, considerando $\psi > 0$.

$$S_{\psi}(f) = \frac{1}{|\psi|} S\left(\frac{f}{\psi}\right) = \frac{1}{\psi} S\left(\frac{f}{\psi}\right) \quad (87)$$

O sinal de interesse após a correlação é o seu valor de pico de $s_{\psi}(t)$, que é $R_{s_{\psi}}(0)$, e corresponde à energia em $s_{\psi}(t)$, definida como:

$$\begin{aligned} R_{s_{\psi}}(0) &= \varepsilon_{s_{\psi}} = \int_{-\infty}^{\infty} |s_{\psi}(t)|^2 dt \\ &= \int_0^{T_s} |s(\psi t)|^2 dt \end{aligned} \quad (88)$$

Efetua-se algumas manipulações para ter:

$$R_{s_{\psi}}(0) = \int_0^{T_s} |s(\phi)|^2 \frac{d\phi}{\psi} = \frac{1}{\psi} \varepsilon_s \quad (89)$$

Verifica-se com ruído, apresentado na Equação 90:

$$R_{s_{\psi}n}(t) = s_{\psi}(t) * n(-t) \quad (90)$$

Assim, tem-se que:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{R_{s_{\psi}n}} &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_{\psi}(f)|^2 |N(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{\psi} S\left(\frac{f}{\psi}\right) \right|^2 |N(f)|^2 df \\ &= \frac{1}{\psi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| S\left(\frac{f}{\psi}\right) \right|^2 |N(f)|^2 df \end{aligned} \quad (91)$$

A integração na Equação 91 não pode ser comparada com $\varepsilon_{R_{sn}}$ exatamente, a menos que os espectros exatos de frequência sejam conhecidos. Se o STDR for considerado com a frequência do chip muito maior que a taxa de dados de um circuito xDSL, na ordem de 1,1 MHz, pode-se presumir que $S(f)$ seja aproximadamente constante na região onde existe a maioria da potência do ruído $N(f)$. Isso ocorre porque $S(f)$ é aproximadamente uma função senoidal com o primeiro harmônico nulo na taxa de chips. Então, $\frac{1}{\psi} S\left(\frac{f}{\psi}\right)$ também será aproximadamente constante nessa região se $\psi \geq 1$. Com essas descrições, reescreve-se Equação 91 como:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{R_{s_{\psi}n}} &\approx \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 |N(f)|^2 df \\ &= \frac{1}{\psi^2} \varepsilon_{R_{sn}} \end{aligned} \quad (92)$$

E a potência média do ruído nesta condição é dada por:

$$\begin{aligned}
P_{R_{s\psi n}} &= \frac{\varepsilon_{R_{s\psi n}}}{T_n} \approx \frac{\frac{1}{\psi^2} \varepsilon_{R_{sn}}}{T_n} \\
&= \frac{1}{\psi^2} P_{R_{sn}}
\end{aligned} \tag{93}$$

A relação sinal/ruído das equações 93 e 89 é:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_\psi \approx \frac{\frac{1}{\psi} \varepsilon_s^2}{\frac{1}{\psi^2} P_{R_{sn}}} = \frac{\varepsilon_s^2}{P_{R_{sn}}} = \left(\frac{S}{N}\right) \tag{94}$$

Na Equação 94, afirma-se que, no modo STDR, dobrar a taxa de chips do código PN do sistema de testes e deixar todos os outros parâmetros iguais não terá um efeito relevante na relação sinal/ruído dos testes STDR se o principal contribuidor de ruído for um sinal de xDSL na ordem de 1,1 MHz.

Agora, volta-se a atenção para a alteração da taxa de chips se o sistema de teste estiver no modo SSTDR, em vez do modo STDR. Se o SSTDR com a frequência do chip muito maior que a taxa de dados xDSL de 1,1 MHz for considerado, pode-se assumir que $|S(f)|$, que é uma função senoidal com um valor aproximado de zero em $f(0)$ podendo ser aproximado por γf , onde γ é uma constante positiva, na região onde existe a maioria da potência de $N(f)$. Então, aumentar a frequência da taxa de chips por um fator ψ alterará a inclinação próxima de $f = 0$ por um fator $1/\psi$. Então, se

$$\left|S\left(\frac{f}{\psi}\right)\right| \approx \frac{1}{\psi} \gamma f \approx \frac{1}{\psi} |S(f)| \tag{95}$$

Com essas aproximações, tem-se que a energia é dada por:

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{R_{s\psi n}} &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_\psi(f)|^2 |N(f)|^2 df \\
&\approx \int_{-\infty}^{\infty} \left|\left(\frac{1}{\psi}\right) \left(\frac{1}{\psi}\right) S(f)\right|^2 |N(f)|^2 df \\
&= \frac{1}{\psi^4} \varepsilon_{R_{sn}}
\end{aligned} \tag{96}$$

Agora a potência média do ruído é definida como:

$$\begin{aligned}
P_{R_{s\psi n}} &= \frac{\varepsilon_{R_{s\psi n}}}{T_n} \approx \frac{\frac{1}{\psi^4} \varepsilon_{R_{sn}}}{T_n} \\
&= \frac{1}{\psi^4} P_{R_{sn}}
\end{aligned} \tag{97}$$

A relação sinal/ruído das equações 97 e 89 é:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_\psi \approx \frac{\frac{1}{\psi^2} \varepsilon_s^2}{\frac{1}{\psi^4} P_{R_{sn}}} = \psi^2 \left(\frac{S}{N}\right) \tag{98}$$

Conclui-se, que na Equação 98, o sistema no modo SSTDR, dobrar a taxa de chips do código PN e a frequência de modulação, deixando todos os outros parâmetros iguais, quadruplicará a relação sinal/ruído dos testes SSTDR, ou seja, um aumento de 6 dB, se o principal contribuidor de ruído é xDSL. Isso é muito diferente dos resultados do STDR.

3.1.6 Alterando a Amplitude do Sinal de Teste do STDR e SSTDR

Outro parâmetro importante no design do sistema de teste STDR / SSTDR é a amplitude do sinal injetado no cabo que está sendo testado. Para esta discussão, seja $s_v(t) = vS(t)$, onde v é uma constante. Então deixe $S_v(f) = vS(f)$, agora a partir da propriedade de linearidade da transformação de Fourier, o nosso sinal de interesse após a correlação é o valor de pico na correlação de $s_v(t)$, que é $R_{s_v}(0)$, que é a correspondência da energia em $s_v(t)$ definida por.

$$\begin{aligned} R_{s_v}(0) &= \varepsilon_{s_v} = \int_{-\infty}^{\infty} |s_v(t)|^2 dt \\ &= \int_0^{T_s} |vS(t)|^2 dt \\ &= v^2 \varepsilon_s \end{aligned} \quad (99)$$

Deixando

$$R_{s_v n}(t) = s_v(t) * n(-t) \quad (100)$$

Temos

$$\begin{aligned} \varepsilon_{R_{s_v n}} &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_v(f)|^2 |N(f)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |vS(f)|^2 |N(f)|^2 dt \\ &= v^2 \varepsilon_{R_{sn}} \end{aligned} \quad (101)$$

Assim, tem-se que através das equações 101 e 99 a definição da relação sinal/ruído como:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_v \approx \frac{(v^2 \varepsilon_s^2)}{\frac{v^2 \varepsilon_{R_{sn}}}{T_n}} = \frac{v^2 \varepsilon_s^2}{P_{R_{sn}}} = v^2 \left(\frac{S}{N}\right) \quad (102)$$

Mostra-se na Equação 102, que dobrar a amplitude do sinal STDR / SSTDR e deixar todos os outros parâmetros iguais quadruplicarão a relação sinal-ruído se o principal fator de ruído for um sinal xDSL. Assim, teremos um aumento na ordem de 6 dB na relação sinal / ruído se a amplitude do sinal STDR / SSTDR usado no sistema de teste STDR / SSTDR fosse dobrada na presença de um sinal xDSL.

3.1.7 Análise de Resultados para Aumentar a Precisão da localização de Falhas

O atraso do sinal refletido pode ser um número inteiro ou parcial de bits. Assim, a variável τ na Equação 55 pode assumir qualquer valor, ou seja, τ não é limitado para ser um múltiplo inteiro de T_C . O valor da auto correlação $C_{cr}(\tau)$ funciona quando o atraso não é um múltiplo inteiro de um bit fornecido pela Equação 54. Assim, substituindo Equação 50 na Equação 54, define-se:

$$C_{cr}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_m \sum_n a_m a_n \int_0^T p(t - mT_c) p(t + \tau - nT_c) dt \quad (103)$$

A integral na Equação 103 é não-zero somente quando $p(t + \tau - nT_c)$ e $p(t - mT_c)$ se sobrepõem. O atraso τ pode ser expresso como $\tau = kT_c + \tau_\phi$, onde $0 \leq \tau_\phi \leq T_c$. Usando essa substituição, os pulsos se sobrepõem apenas para $n = k + m$ e $n = k + m + 1$. Para simplificar a equação, substitui-se na Equação 103 $\lambda = t - mT_c$. Assim, reescrevemos na Equação 104 que representa o atraso em um sinal refletido com valor inferior a um bit, podemos chamar de sub-bit, como sendo:

$$\begin{aligned} C_{cr}(\tau) &= C(k, \tau_\phi) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_m a_{k+m} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c - \tau_\phi} p(\lambda) p(\lambda + \tau_\phi) d\lambda \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_m a_{k+m+1} \frac{1}{T_c} \int_{T_c - \tau_\phi}^T p(\lambda) p(\lambda - T_c + \tau_\phi) d\lambda \end{aligned} \quad (104)$$

Na Equação 104 é fornecida a relação entre a saída de auto correlação $C_{cr}(\tau)$ em termos de atraso de sub-bit τ_ϕ e o atraso de inteiro. A localização da falha no cabo é determinada a partir do atraso de tempo observado quando a correlação é máxima. Esta técnica possibilita melhor detecção do sinal STDR e o sinal SSTDR com relação ao sinal ruído. O uso de uma detecção de pico simples limita a precisão da solução a um atraso de pelo menos 0,7 bit a partir de 20 MHz.

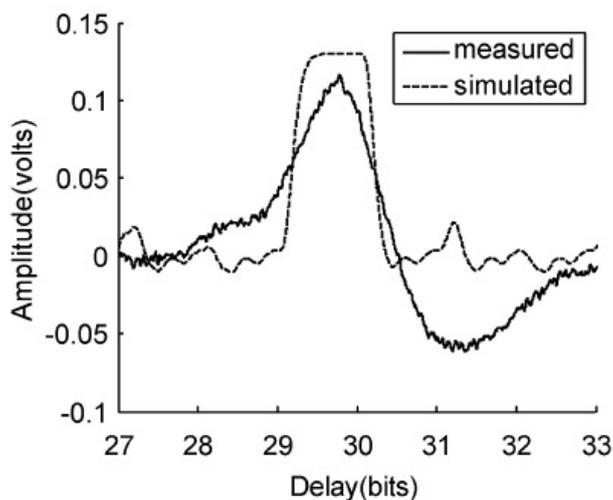
A distinção do pico de correlação na forma de onda para os casos de circuito aberto ou curto circuito na presença de ruído, um valor de limiar é escolhido para determinar a existência de um pico devido a uma falha no cabo. O valor desse limite para detectar um pico devido ao curto ou aberto é decidido pelo limiar maior que 25 mV ou menor que - 25 mV. Esses valores são bastante conservadores, pois o ruído presente na forma de onda de correlação medido não é superior a 10 mV ou menor que - 10 mV (HAYKIN; MOHER, 2011).

Para as sequências ML, a forma do pico de correlação é triangular se um integrador ideal for usado para correlação (PROAKIS; SALEHI; BAUCH, 2012).

A forma do pico de correlação na Figura 19 é retangular, pois um filtro IIR de primeira ordem foi utilizado para realizar um filtro passa baixa RC de primeira ordem, com um

ponto de corte da frequência igual a $1/T$, onde T é o período do sinal PN. Assim, o sinal refletido é uma cópia desatualizada e atrasada do sinal transmitido. Quando o sinal refletido e o sinal Vernier possuem alinhamento de inicialização do sinal, o filtro passa-baixa RC usado na simulação atinge seu valor máximo, muito rapidamente e, portanto, a forma simulada do pico de correlação na Figura 19 parece retangular (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

Figura 19 – Saída do correlacionador para atraso de sub-bit de 29,5 bits.



Fonte: Adaptado (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

Assim, na Figura 19 mostra a linha simulada (linha tracejada) e os resultados medidos para os casos em que a falha de circuito aberto dá atrasos de 29,25 bits. Resultados semelhantes ocorrem para curtos circuitos, mas os picos de correlação são invertidos. Isto demonstra o cálculo da distância através de um sub-bit. A distância para a falha foi estimada medindo o tempo entre o Pulso de Sincronização e o pico de correlação do chip (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

4 TESTE E RESULTADOS

Neste capítulo, apresenta-se os resultados dos testes de reflectometria com as técnicas STDR, SSTDR e um equipamento TDR de uso comercial, em cabos ativos e com defeitos. O equipamento TDR utilizado, foi operado pelos técnicos de campo que executam as manutenções nos cabos da rede de telecomunicações. Ressalta-se que os cabos testados são de alta capacidade, superiores a 400 pares, sendo normalmente presente nas redes de acesso de telecomunicações subterrâneas.

Todos os testes são voltados na localização de defeitos intermitentes ou não, como curtos circuitos, circuitos abertos, derivações em ponte e, até mesmo pequenos arcos. O modelo básico de todos os testes segue o princípio do método utilizado em alta frequência, como a técnica do TDR, tendo somente um par trançado sob teste por vez no sistema. O objetivo é comparar a taxa de erro absoluto na localização das falhas encontradas nos cabos telefônicos testados, quando estes já apresentam um defeito ou baixo desempenho e, por consequência baixa confiabilidade de entrega dos serviços contratados. Assim, tem-se duas configurações de testes de medição das técnicas STDR e SSTDR.

A primeira configuração, refere-se aos testes em ambiente controlado, onde foram efetuados os testes em 8 topologias em ambiente sem ruído, sendo que neste ambiente as três técnicas efetuaram testes, TDR, STDR e SSTDR. A etapa que envolve o TDR, foi desenvolvido e construído um *hardware* para execução da técnica e, a obtenção do resultado foi executado com o uso de um osciloscópio. A finalidade principal, nesta etapa, foi a calibração do sistema STDR e SSTDR, no intuito que este sistema ficasse apto para execução da segunda configuração.

Na segunda configuração trás os testes em ambiente não controlado, onde foram efetuados testes em 12 cabos com defeitos, distribuídos em 3 municípios diferentes, Porto Alegre (POA), Santa Maria (SMA) e Uruguaiana (UGN). Todos os cabos apresentavam um ruído de baixo nível, porém, suficientes para reduzir o *Data Rate* dos assinantes mais distantes da central local. As três técnicas efetuaram testes nestes cabos com defeitos, o STDR, SSTDR e TDR, neste último, utilizou-se um equipamento TDR de uso comercial. Ainda nesta configuração, o resultado da localização exata do defeito foi realizado

pela equipe de campo, formada por dois técnicos cabistas ¹, que acessavam as galerias ou caixas subterrâneas efetuando a abertura do cabo e aferição do ponto de defeito.

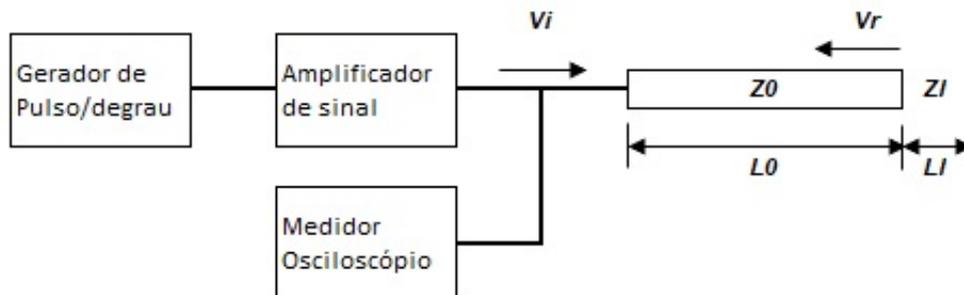
Mais de 625 testes diferentes foram realizados usando os sistemas de testes. Os resultados do teste são mostrados e analisados para mostrar as relações entre a teoria e o que pode ser realizado com o hardware de teste projetado e construído para esta dissertação.

Os testes seguiram as descrições já vistas nos capítulos anteriores e segundo o modelo em blocos do capítulo 3 para implementar as técnicas STDR e SSTDR.

4.1 Implementação da Técnica do TDR

O sistema TDR consiste em criar um gerador de pulso, onde este pulso será o sinal de teste, sendo injetado na linha de transmissão a ser medida. Como podemos ter perdas devido a atenuações na linha de transmissão, o sinal refletido poderá não ser percebido. Assim, foi acrescentado um estágio amplificador no sistema TDR, que irá elevar a um maior nível a tensão injetada. Os sinais refletidos são medidos através de um osciloscópio (ORR, 2011). A Figura 20 demonstra as etapas da arquitetura sistema do TDR implementado.

Figura 20 – Arquitetura do sistema TDR.



Fonte: Adaptado (ORR, 2011).

Onde:

- a) $V_i \rightarrow$ Tensão incidente;
- b) $V_r \rightarrow$ Tensão refletida;
- c) $Z_0 \rightarrow$ Impedância característica do cabo em teste;
- d) $L_0 \rightarrow$ Comprimento do cabo em teste;
- e) $Z_L \rightarrow$ Impedância da carga e;

¹Cabista é o termo funcional definido pelo Ministério do Trabalho e Emprego (MTE) para os profissionais que executam atividades em cabos de telecomunicações.

f) $Z_o \rightarrow$ Comprimento da carga.

Para geração de pulso foi projetado um circuito que opere na geração de pulsos entre 995 ns até aproximadamente 19,914 μs . Neste contexto, definimos o circuito integrado DM74121 que é um gerador de pulso multivibrador monoastável, que varia sua largura de pulso de 30 ns até 28 s.

O estágio amplificador de sinal é responsável em receber o sinal do gerador de pulso e amplificar seu nível. Este processo se deve ao fato de que como o sinal refletido será bem menor que o sinal injetado, em muitos casos seu nível fica tão baixo que o equipamento que efetua a leitura do sinal não percebe e/ou não consegue identificar o sinal que contém um possível evento, curto-circuito ou aberto.

Os amplificadores operacionais possuem um ganho de tensão que se reduz com o aumento da frequência. Assim, para definição do circuito integrado a ser utilizado algumas características devem ser atendidas, como a alta impedância de entrada, um baixo consumo, baixo *off-set*² e um alto valor da condição de *slew-rate* (SR)³.

Com relação à impedância de entrada, implica que o amplificador ao receber um sinal de entrada, o circuito injetor não deve ser afetado pelo amplificador operacional, ou seja, não consome corrente em sua entrada. O mesmo ocorre em sua saída. Desta maneira, a alta impedância é característica trivial dos amplificadores operacionais.

Com relação a característica de baixo consumo, os amplificadores operacionais tem esta característica por trabalharem com tensão e correntes pequenas, sendo baixo consumidores de energia. Foi utilizado o amplificador operacional constituído pelo circuito integrado THS4031, que possui um SR de 100 V/ μs .

4.2 Implantação da Técnica STDR e SSTDR

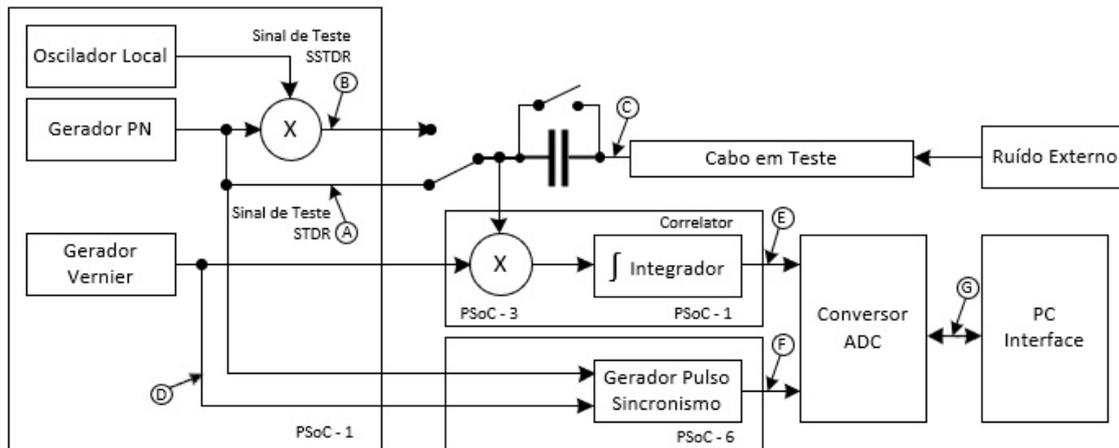
Nesta configuração, apresenta-se a estrutura básica dos medidores de reflexão no domínio tempo STDR e SSTDR que foram executados via hardware fabricado pela Cypress, utilizou-se de quatro Kit's *Programmable System-On-Chip* (PSoC)[®], sendo 2 Kit's PSoC - 1, 1 Kit PSoC - 3 e 1 kit PSoC - 6. Os valores medidos dos testes foram extraídos pela aquisição dos dados através de um conversor ADC, modelo USB-6366 do fabricante National Instruments (NI), sendo que os dados coletados, bem como, o controle da placa de aquisição do conversor ADC foram controlados pelo software da LabVIEW e, a análise dos dados executados via software MatLab.

²É a relação que quando as entradas possuem potencial nulo, estas deveriam apresentar o mesmo valor de impedância, porém isto não ocorre na prática. Assim, o resultado é uma tensão contínua, chamada de *off-set*.

³É a velocidade de resposta de um amplificador operacional e/ou a máxima variação de tensão de saída por unidade de tempo, estes medidos normalmente em V/ μs .

A Figura 21 mostra uma configuração conhecida do diagrama de blocos da técnica de reflectometria por espalhamento espectral e por sequência pseudo-ruído PN.

Figura 21 – Diagrama de blocos da técnica de reflectometria por espalhamento espectral e por sequência pseudo-ruído PN dos Sistema SSTDR e STDR.



Fonte: Adaptado (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

No diagrama de blocos dos sistemas STDR e SSTDR mostrado na Figura 21, o kit PSoC -1 executa todos os sub-blocos inseridos dentro do mesmo. No bloco oscilador local, temos um gerador operando entre 30 MHz até 100 MHz, que modula o sinal PN, com duração T_c , para cria o sinal de saída $s_m(t)$, gerando um sinal de mudança de fase binária DSSS (BPSK) em B para o sistema SSTDR (FURSE *et al.*, 2005). Quando o sinal PN, que é uma sequência digital pseudo-ruído, não é modulada e cria o sinal de saída $s(t)$, no ponto A , este é utilizado para o sistema STDR (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

O ponto D é a saída do gerador Vernier, que é o mesmo que o gerador PN, exceto que o último bit é repetido uma vez no final da sequência. Assim, o sinal de saída do gerador Vernier é atrasado em passos de um bit cada vez que a sequência é completada. Ele está alinhado com o sinal PN após $K + 1$ as repetições de sequência e o ciclo começa novamente. Assim, o sinal de Vernier atua como a versão atrasada do sinal transmitido necessário para calcular a função de correlação cruzada $C_{cr}(\tau)$. A sequência Vernier sempre é adiada em passos discretos de 1 bit para que esse atraso possa ser bem controlado pelo relógio de parada. A precisão da localização da falha é diretamente proporcional à largura do único bit da sequência PN. O relógio de parada consiste em um contador de 10 bits acoplado por uma porta lógica AND antes do gerador PN (SHARMA; FURSE; HARRISON, 2006).

O algoritmo de programação efetuada na placa PSoC - 1 para geração de do sinal PN, oscilador e gerador Vernier são descritas no Apêndice A.

O ponto C na Figura 21 mostra a o sinal $s(t)$ ou $s_m(t)$ refletido respectivamente dos sistemas STDR ou SSTDR na extremidade aberta do cabo. A magnitude da correlação da

sequência refletida e a sequência Vernier é máxima neste ponto de alinhamento perfeito. A diferença horária entre a localização do pico de correlação e a margem descendente do gerador de pulso de sincronismo quando normalizada pelo tempo T , que é o período da sequência PN, nos dá o atraso do sinal $s(t)$ ou $s_m(t)$ refletido no cabo em (τ) . Esse atraso (τ) pode ser traduzido para a distância da falha observando que o método transforma um atraso de 1 bit na sequência refletida em um atraso de K-bit entre o pulso de sincronismo e o ponto de correlação máxima. Assim, o sinal de correlação pode ser amostrado usando uma velocidade relativamente baixa com um conversor analógico para digital.

Para STDR e SSTDR, foi visto que os códigos longos com altos picos de correlação dão maior imunidade ao ruído do que códigos mais curtos com picos de correlação curtos. Também foi visto que valores de auto correlação fora do pico, ou seja, diferentes de zero, causam ruído de interferência dito auto induzido na saída do sistema correlacionador do STDR e SSTDR.

O gerador de pulso de sincronismo, é implementado através do kit PSoC - 6, que consiste em um flip flop RS, que gera um pulso que permanece alto, no ponto E , por uma duração completa da sequência PN, quando tanto a sequência PN quanto a sequência Vernier estão alinhadas, ou seja, sem nenhum atraso.

A correlação entre o sinal Vernier e as sequências refletidas é executado por um kit PSoC - 3 e um kit PSoC - 1. O correlacionador consiste em um mixer, para a multiplicação e, dois filtros passa-baixa de primeira ordem para a integração.

O mixer foi efetuado pelo princípio das células de Gilbert ⁴ com o Kit PSoC - 3. Onde o misturador possui duas entradas de tensões diferenciais, como exemplo A e B . A corrente de saída I é proporcional ao produto das duas tensões de entrada diferenciais.

O filtro usa um amplificador *Operational Transconductance Amplifier* (OTA) cuja transcondutividade é ajustável alterando sua corrente de polarização. Variando o filtro, sua frequência de corte pode ser variada. As constantes de tempo do integrador podem ser ajustadas ajustando a corrente de polarização do amplificador, que é controlada usando resistores off-chip, sendo sua saída no ponto E .

O conversor analógico foi implementado pela placa de aquisição de dados USB-6366 do fabricante NI, onde o mesmo recebe os sinais do correlator e do gerador de pulso de sincronismo, executando sua conversão em dados digitais no ponto G para leitura, manipulação e controle de operação via software LabView.

4.3 Testes em Ambiente Controlado

Nesta configuração, foram efetuados testes em 8 topologias diferentes utilizando um cabo do fabricante Telex, modelo LAN CFTV-UTP-CMX, com condutores de calibre de

⁴Também conhecida como amplificador de transcondutância variável, é um circuito complexo capaz de efetuar a multiplicação analógica com bastante qualidade entre dois sinais analógicos em alta frequência.

25 AWG, para circuitos abertos e em curto circuito, tendo os comprimentos de 152 m, 304 m, 456 m, 608 m, 760 m, 912 m, 1.064 m e 1.216 m.

Mais de 250 testes diferentes foram realizados e os dados foram coletados usando o sistema de teste TDR, STDR e SSTDR. Um osciloscópio do fabricante Rigol, modelo DS1062CD, foi usado para capturar várias formas de onda na Placa de teste TDR, estes testes foram utilizados para verificação dos valores encontrados e comparar com os valores apresentados pelo sistema STDR e SSTDR.

Os sistemas STDR e o SSTDR foram capturados os sinais via conversor ADC controlados pelo software NI LabVIEW e, a análise dos dados executados via software MatLab. Ambos os dados foram transferidos para um PC. As transformadas de Fourier foram usadas extensivamente para analisar o conteúdo espectral de muitos sinais.

4.3.1 Resultados dos Testes em Ambiente Controlado

Os resultados do erro absoluto dos testes para circuito aberto nas 8 topologias diferentes estão descritos na Tabela 3, tendo os comprimentos real de cabo UTP com 152 m, 304 m, 456 m, 608 m, 760 m, 912 m, 1.064 m e 1.216 m.

Tabela 3 – Erro absoluto dos testes para circuitos abertos.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | Descrição |
|-------|---------------|---------|-------|---------|------|---------|------|-----------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 1 | 152,00 | 160,68 | 8,68 | 152,45 | 0,45 | 152,23 | 0,23 | Aberto |
| 2 | 304,00 | 305,30 | 1,30 | 304,97 | 0,97 | 304,16 | 0,16 | Aberto |
| 3 | 456,00 | 457,96 | 1,96 | 457,02 | 1,02 | 457,48 | 0,48 | Aberto |
| 4 | 608,00 | 610,61 | 2,61 | 608,99 | 0,99 | 608,31 | 0,31 | Aberto |
| 5 | 760,00 | 779,34 | 19,34 | 761,16 | 1,16 | 760,62 | 0,62 | Aberto |
| 6 | 912,00 | 903,87 | 8,13 | 913,25 | 1,25 | 913,03 | 1,03 | Aberto |
| 7 | 1064,00 | 1064,56 | 0,56 | 1064,74 | 0,74 | 1063,84 | 0,16 | Aberto |
| 8 | 1216,00 | 1225,25 | 9,25 | 1218,48 | 2,48 | 1217,32 | 1,32 | Aberto |

A Tabela 4 tem o resultado do erro absoluto dos testes para circuitos em curto circuito, tendo os mesmos comprimentos de cabo UTP real, com 152 m, 304 m, 456 m, 608 m, 760 m, 912 m, 1.064 m e 1.216 m.

Nas tabelas 3 e 4, os valores demonstrados do erro absoluto estão em *m* para cada uma das técnicas executadas.

Os valores medidos são a média aritmética da execução de 3 testes simultâneos para cada uma das técnicas utilizadas, em cada topologia, onde cada uma destas possuía um comprimento de cabo específico e um tipo de circuito de teste, ou seja, circuito aberto ou circuito em curto circuito.

Tabela 4 – Erro absoluto dos testes para circuitos em curto circuitos.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | Descrição |
|-------|---------------|---------|-------|---------|------|---------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 1 | 152,00 | 152,65 | 0,65 | 152,27 | 0,27 | 152,12 | 0,12 | Curto circuito |
| 2 | 304,00 | 305,30 | 1,30 | 304,78 | 0,78 | 304,38 | 0,38 | Curto circuito |
| 3 | 456,00 | 457,96 | 1,96 | 456,88 | 0,88 | 457,36 | 0,36 | Curto circuito |
| 4 | 608,00 | 618,65 | 10,65 | 609,64 | 1,64 | 608,72 | 0,72 | Curto circuito |
| 5 | 760,00 | 747,20 | 12,8 | 762,10 | 2,10 | 760,96 | 0,96 | Curto circuito |
| 6 | 912,00 | 931,99 | 19,99 | 914,81 | 2,81 | 913,76 | 1,76 | Curto circuito |
| 7 | 1064,00 | 1114,77 | 50,77 | 1066,18 | 2,18 | 1065,19 | 1,19 | Curto circuito |
| 8 | 1216,00 | 1225,25 | 9,25 | 1219,41 | 3,41 | 1217,55 | 1,55 | Curto circuito |

O comprimento real do cabo que estava sobre teste, obteve-se pela verificação das especificações da resistência ôhmica por metro, no calibre específico do cabo em teste, sendo estes dados informados pelo fabricante Telex, em seu datasheet específico, para medida da resistência de enlace.

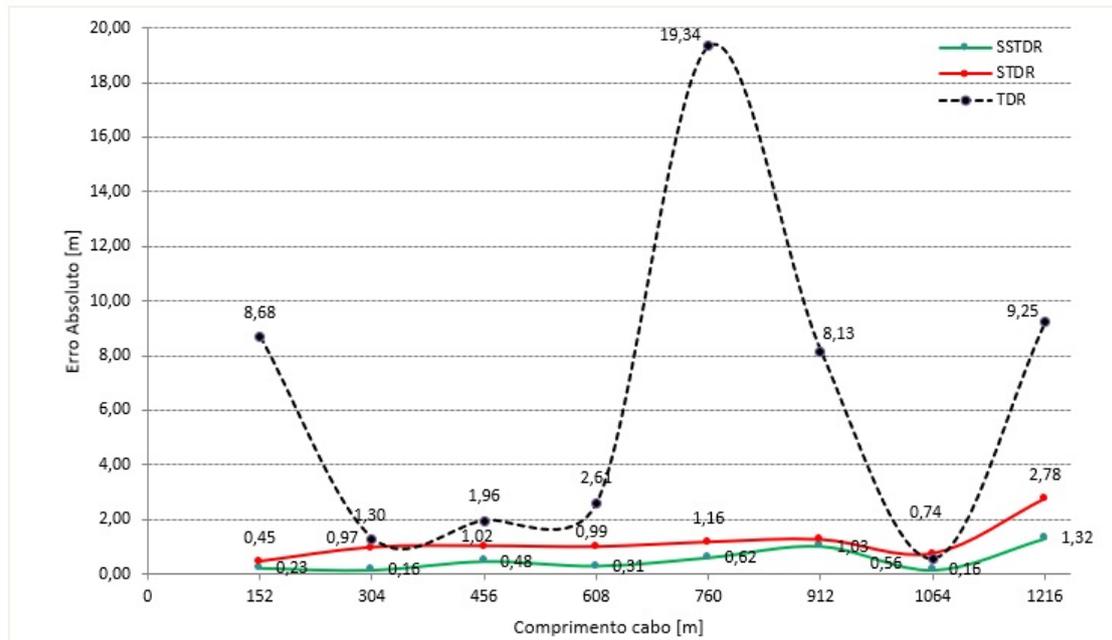
Foi executada a medida da resistência de enlace do cabo, utilizando-se de um multímetro digital do fabricante Minipa, modelo ET-2940 TRUE RMS CAT IV, onde, após efetuada a medida da resistência do enlace do circuito, este valor foi multiplicado pelo valor de resistência de enlace por metro definida pelo fabricante do cabo e, conseqüentemente, obtido o valor real do comprimento do cabo a ser testado.

Analisados os dados em circuito aberto, temos o gráfico da Figura 22 que demonstra a taxa de erro absoluto das medidas verificadas nos testes TDR, STDR e SSTDR com relação as medidas do comprimento real do cabo. Assim, observamos que o sistema SSTDR possui menor erro absoluto nos testes em todos os comprimentos de cabo.

Outra verificação foi o erro relativo em percentual com relação ao ponto conhecido do cabo, este erro é apresentado na Figura 23. Verifica-se, que apesar de alguns pontos o erro percentual ter um baixo valor, comparado a medida do ponto conhecido do cabo, eles na prática representam uma incerteza maior para o técnico de campo. A precisão para o técnico de campo, reflete-se como economia em horas de trabalho para localização do ponto de defeito e sua recuperação.

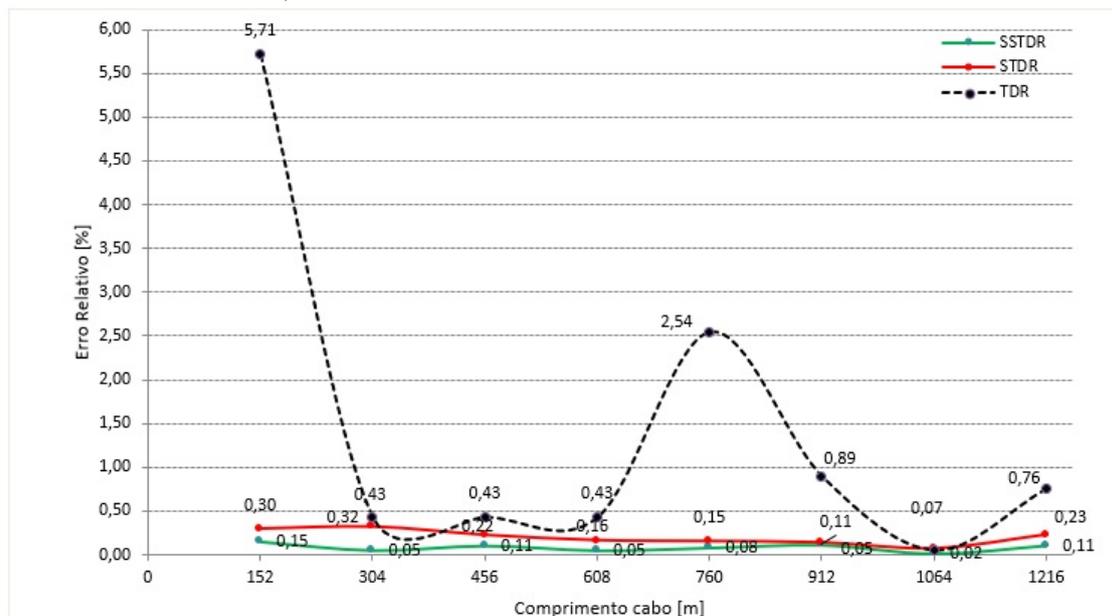
Com relação a precisão dos testes em ambiente controlado é satisfatória para que o sistema STDR e SSTDR sejam utilizados na próxima configuração que será em campo e os testes comparados com um equipamento TDR de uso comercial.

Figura 22 – Taxa de erro absoluto das medidas em ambiente controlado de circuito aberto com os Sistemas TDR, STDR e SSTDR.



Fonte: do autor

Figura 23 – Taxa de erro relativo das medidas em ambiente controlado de circuito aberto com os Sistemas TDR, STDR e SSTDR.



Fonte: do autor

4.4 Testes em Ambiente Não Controlado

Em ambiente não controlado, foram testados 11 cabos distintos, representado pela sigla Cb, distribuídos em 3 municípios diferentes, Porto Alegre (POA), Santa Maria (SMA) e Uruguaiana (UGN). Para realização dos testes de reflectometria com TDR, STDR e SSTDR. Executou-se nestes cabos os testes com as técnicas de reflectometria através dos sistemas TDR, STDR e SSTDR.

Os testes dos sistemas STDR e SSTDR foram efetuados nos mesmos equipamentos do ensaio descritos na seção 4.3.

Os testes do sistema TDR foram executados com o uso de um TDR comercial marca JDSU VIAVI *Solutions*, modelo *One Expert ONX-580*.

Após a análise via MatLab, foi determinado o ponto de descasamento de impedância dos cabos em testes e comparados com os valores obtidos do TDR.

A localização exata do defeito foi realizada pela equipe de campo, formada por dois técnicos cabistas, que efetuavam a identificação do ponto de defeito. Neste momento, efetuava-se as medidas da resistência de enlace do cabo, utilizando-se de um multímetro digital do fabricante Minipa, modelo ET-2940 TRUE RMS CAT IV. Efetuada a medida da resistência do enlace do circuito, este valor foi multiplicado pelo valor de resistência de enlace de referência do fabricante Furukawa, conseqüentemente, obtido o valor real do comprimento do cabo até o ponto de defeito.

A Tabela 5 resume os principais parâmetros utilizados nos testes em cabos reais.

Tabela 5 – Parâmetros do sistema de testes STDR e SSTDR utilizados nos testes em cabos em funcionamento.

| Parâmetro | Valor |
|--------------------------------|--------------|
| Código de Sequência RLS | ML |
| Comprimento do Código nT_c | 1023 Bits |
| Frequência f_c | 58 MHz |
| Tempo de Chip T_c | 0,24 μs |
| Amplitude do sinal STDR a_n | 100 mV |
| Amplitude do sinal SSTDR a_n | 100 mV |
| Fator de Ganho | 20 dB |
| Ruído | -47 dBm |
| Impedância da Fonte | 110 Ω |
| Impedância da Carga | Indefinido |

4.4.1 Descrição dos Cabos Testados

Os 11 cabos testados, estão distribuídos em 3 municípios diferentes, Porto Alegre (POA), Santa Maria (SMA) e Uruguaiana (UGN). Na Tabela 6 temos a descrição dos cabos testados em seus municípios, estações, e a contagem do cabo. Esta contagem é mensurada através de histórico de defeitos dos clientes ativos nestes cabos. A medida da distância total da contagem identificada com defeito, identificada na Tabela 6 como distância total = L Total [m], é conhecida através da consulta do cadastro dos projetos de implantação dos cabos.

Tabela 6 – Descrição dos Cabos Testados.

| Teste | Município | Estação | Cb | Contagem | Pares testados | L Total [m] |
|-------|-----------|---------|----|-------------|-------------------------|-------------|
| 1 | POA | BVA | 2 | 301 – 500 | 321, 397, 415 e 441 | 1025, 42 |
| 2 | POA | IPN | 6 | 1301 – 1600 | 1304, 1341, 1483 e 1554 | 1694, 78 |
| 3 | POA | ITU | 3 | 1 – 300 | 14, 120, 190 e 230 | 983, 41 |
| 4 | POA | PDA | 1 | 1 – 600 | 14, 110, 227 e 476 | 1894, 18 |
| 5 | POA | SAJ | 7 | 601 – 1000 | 620, 712, 803 e 970 | 1620, 62 |
| 6 | POA | RES | 4 | 401 – 500 | 401, 420, 440 e 483 | 1340, 86 |
| 7 | SMA | CEN | 20 | 301 – 900 | 321, 443, 571 e 678 | 840, 95 |
| 8 | SMA | DIS | 2 | 901 – 1200 | 920, 970, 1112 e 1196 | 1310, 08 |
| 9 | SMA | CMB | 15 | 1 – 200 | 10, 25, 114 e 170 | 1140, 50 |
| 10 | SMA | CMB | 16 | 401 – 600 | 401, 452, 526 e 541 | 1140, 50 |
| 11 | UGN | CEN | 7 | 1301 – 1800 | 1320, 1470, 1610 e 1718 | 890, 29 |

Na Tabela 6, a contagem é referente a identificação inicial e final dos pares que atendem uma determinada região e que apresentam defeito parcial de alguns pares ou total da contagem.

Foram executados cerca de 576 testes diferentes, pois em cada par descrito de cada cabo, a média do valor do defeito foi obtida através da realização de 4 medidas para cada uma das técnicas, ou seja, TDR, STDR e SSTDR. A parte mais exaustiva dos testes foi a localização dos pontos com defeito, pois envolviam a consulta do cadastro de plantas locais, onde as mesmas em sua grande maioria estão desatualizadas, ou em alguns casos, inexistente em determina região e/ou bairro. Outro agravante, foi que os testes realizados contemplaram a rede alimentadora da planta instalada da rede de telecomunicações e, esta é composta por cabos de alta capacidade, sendo todos subterrâneos, com isso, localizado o ponto em falha, o trabalho de verificação e manutenção se torna lento e complexo pela quantidade de pessoas envolvidas, equipamentos e atividades envolvidas.

4.4.2 Resultados dos Testes 1 – POA BVA Cb 02

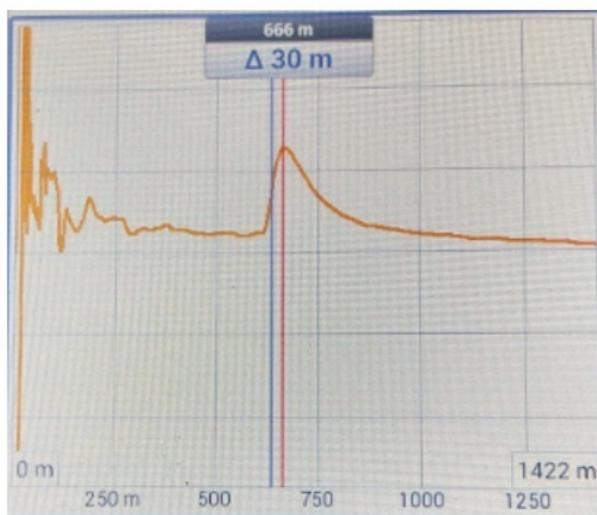
A Tabela 6 lista os pares 321, 397, 415 e 441 que foram testados do cabo 2, sendo que a contagem com defeito é de 301 a 500 da estação BVA e tem um comprimento total de 1.025,42 m. Os resultados obtidos a partir dos testes com equipamento TDR e, pelas técnicas STDR e SSTDR realizados via MatLab, para os pares de linhas do teste 1, com a presença de ruído estão mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 – Resultado dos Testes 1 – POA BVA Cb 02.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|------|--------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 1 | 675,70 | 666,00 | 9,7 | 673,18 | 2,52 | 675,74 | 0,04 | 1025,42 |

Na Figura 24 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 25 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 1.

Figura 24 – Curva do Teste 1 POA BVA Cb 02 do Equipamento TDR.



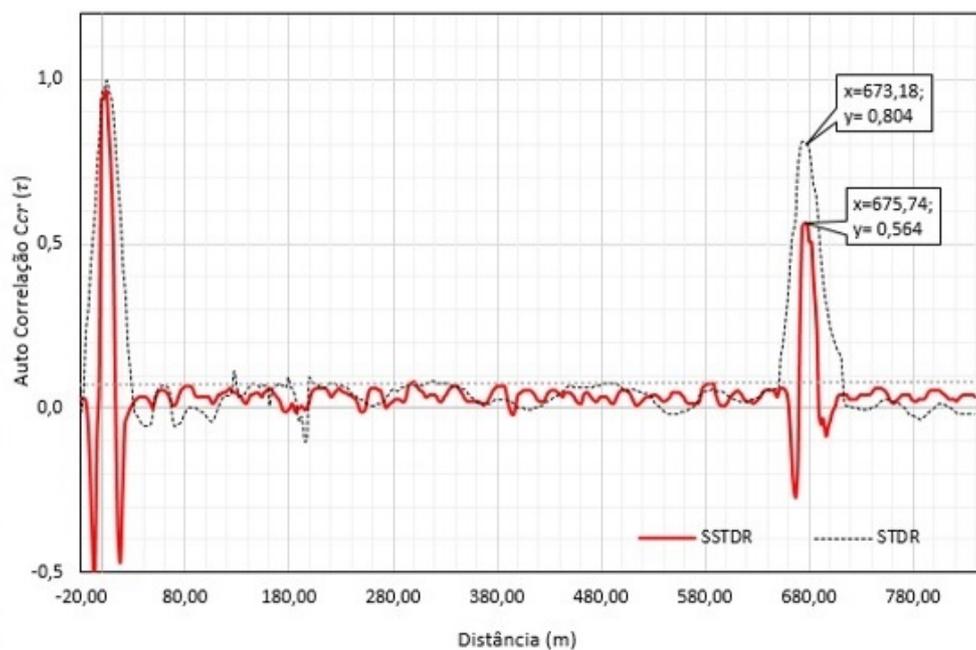
Fonte: do autor

No local do defeito a 675,70 m foram identificadas as conexões oxidadas, onde o material de isolamento de PVC entre os condutores estava danificado por algum material abrasivo.

4.4.3 Resultados dos Testes 2 – POA IPN Cb 06

Os resultados obtidos nos pares de linhas do teste 2, com a presença de ruído são demonstrados na Tabela 8. Conforme descrito na Tabela 6, lista-se os pares 1304, 1341, 1483 e 1554 que foram testados do cabo 06, sendo que a contagem com defeito é de 1301 a 1600, da estação IPN, na zona sul de Porto Alegre, com comprimento total de 1.694,78 m.

Figura 25 – Curvas do Teste 1 POA BVA Cb 02 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



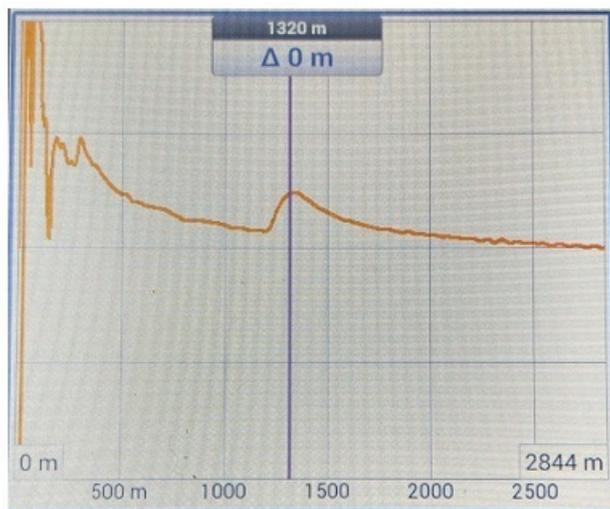
Fonte: do autor

Tabela 8 – Resultado dos Testes 2 – POA IPN Cb 06.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|---------|-------|---------|------|---------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 2 | 1336,55 | 1320,00 | 16,55 | 1340,03 | 3,48 | 1336,85 | 0,30 | 1694,00 |

Na Figura 26 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 27 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 2.

Figura 26 – Curva do Teste 2 POA IPN Cb 06 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

No local do defeito a 1.336,55 m foi identificada uma junção dos cabos em emenda subterrânea com a presença de umidade nos condutores, esta emenda sofreu algum desgaste ou deslocamento de sua posição de fixação nos suportes dentro da caixa subterrânea, desta forma acabou ocasionando a infiltração de umidade.

4.4.4 Resultados dos Testes 3 – POA ITU Cb 03

Os pares testados foram 14, 120, 190 e 230 do cabo 03 da estação ITU, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 1 a 300, localizado na zona norte de Porto Alegre com comprimento total de 983,41 m. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 9.

Tabela 9 – Resultado dos Testes 3 – POA ITU Cb 03.

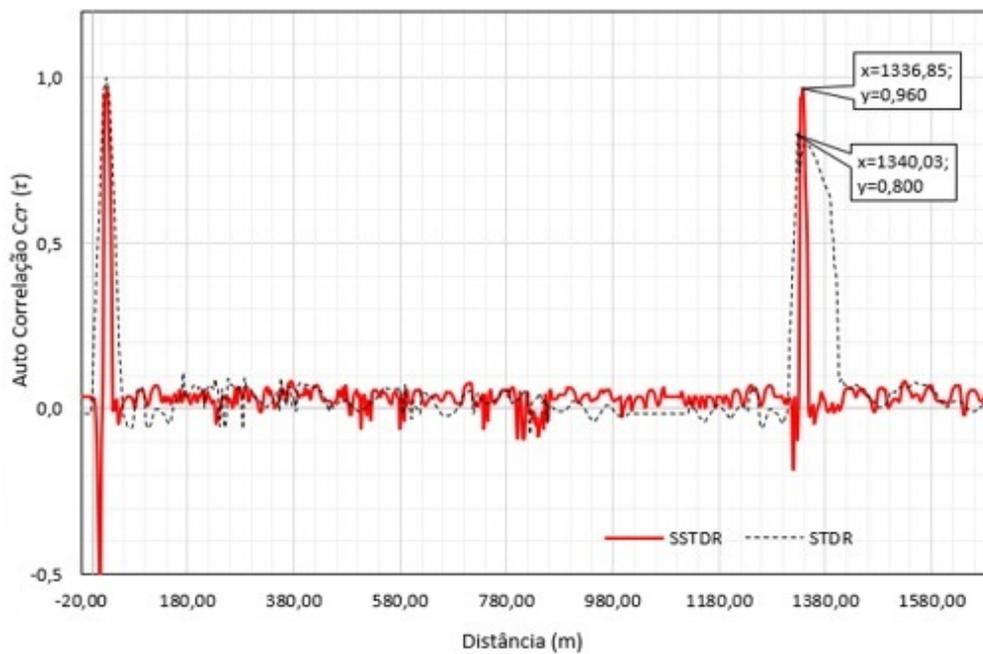
| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|------|--------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 3 | 74,47 | 73,00 | 1,00 | 74,10 | 0,37 | 74,20 | 0,26 | 983,41 |

Na Figura 28 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 29 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 3.

No local do defeito a 74,47 m foi identificado uma haste de aterramento que perfurou o cabo, esta haste foi colocada pela equipe de manutenção de um condomínio, porém não observaram a possibilidade de atingir algum obstáculo na rua.

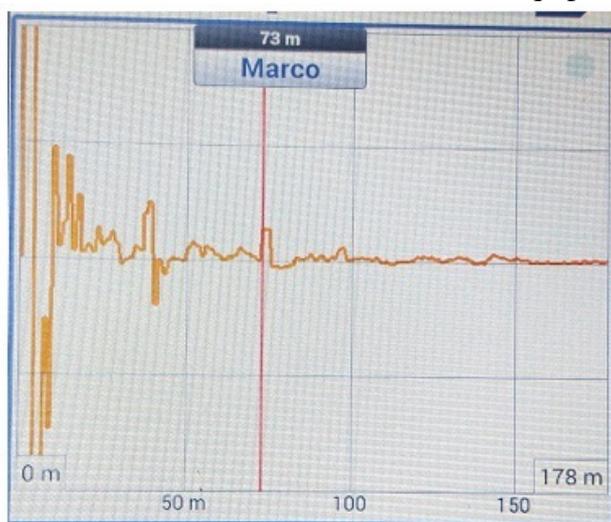
Como o equipamento TDR indicava vários pontos com defeitos, conforme a Figura 26, nestes pontos foram feitas escavações para avaliar possíveis danos ao cabo. Somente

Figura 27 – Curvas do Teste 2 POA IPN Cb 06 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



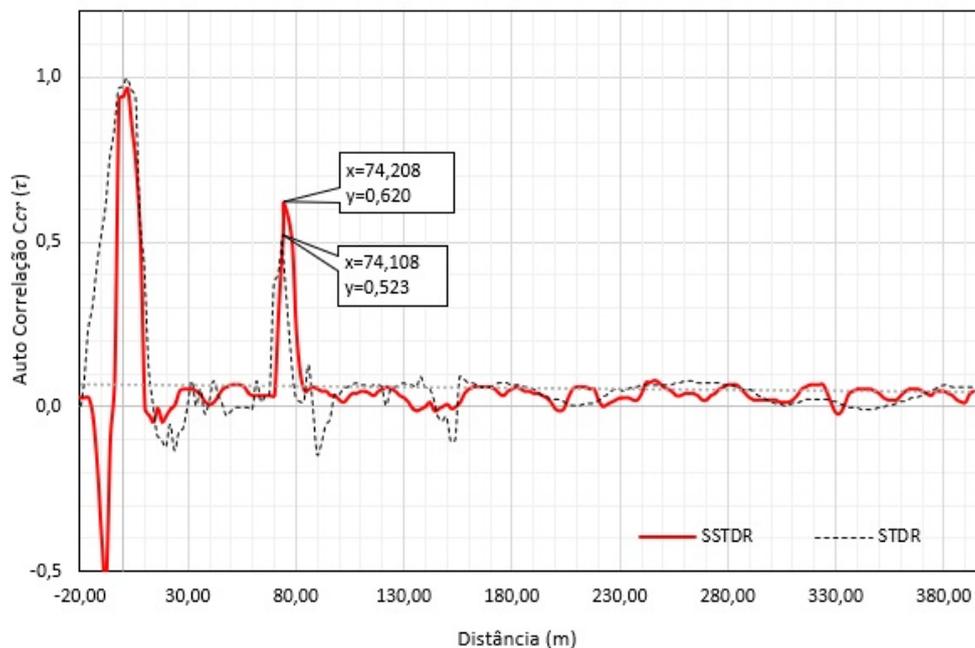
Fonte: do autor

Figura 28 – Curva do Teste 3 POA ITU Cb 03 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

Figura 29 – Curvas do Teste 3 POA ITU Cb 03 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



Fonte: do autor

na terceira tentativa de escavação as equipes de campo acharam o referido ponto de defeito.

4.4.5 Resultados dos Testes 4 – POA PDA Cb 04

No cabo 04 da estação PDA, situada na região norte de Porto Alegre, foram testados os pares 14, 110, 227 e 476, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 1 a 600, e a mesma contagem tem 1894, 18m de comprimento. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 10.

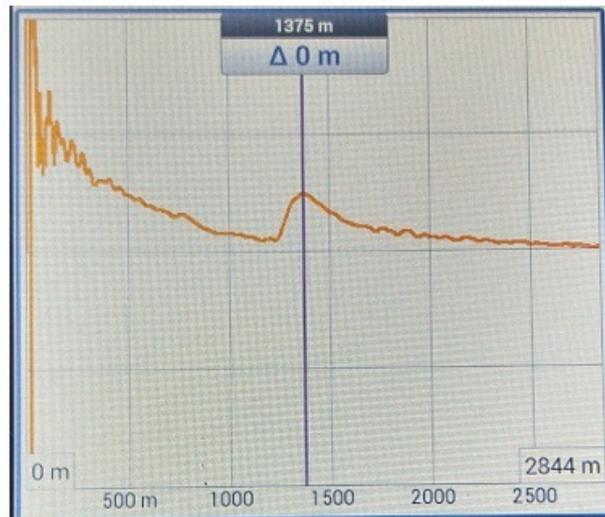
Tabela 10 – Resultado dos Testes 4 – POA PDA Cb 04.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|---------|-------|---------|------|---------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 4 | 1422,05 | 1375,00 | 47,05 | 1426,19 | 4,14 | 1424,47 | 4,72 | 1894,18 |

Na Figura 30 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 31 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 4.

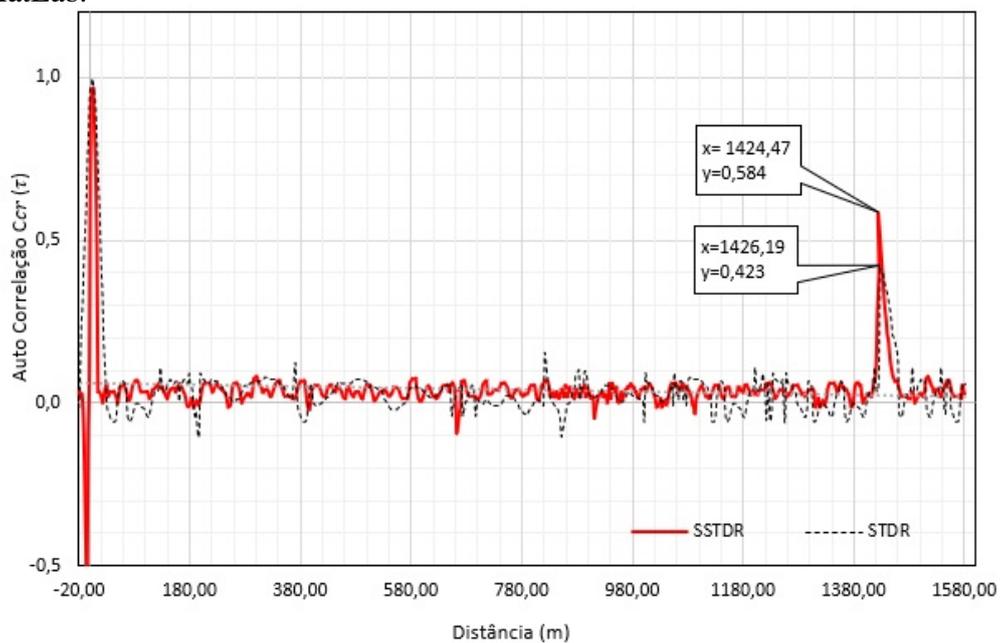
No local do defeito a 1.422,05 m foi identificado que o cabo estava queimado, sendo a causa provável, por descarga atmosférica, visto que o mesmo não estava com sua vinculação de aterramento ligada na central local, será necessário a troca de 1 lance de cabo de aproximadamente 145 m.

Figura 30 – Curva do Teste 4 POA PDA Cb 04 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

Figura 31 – Curvas do Teste 4 POA PDA Cb 04 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



Fonte: do autor

4.4.6 Resultados dos Testes 5 – POA SAJ Cb 05

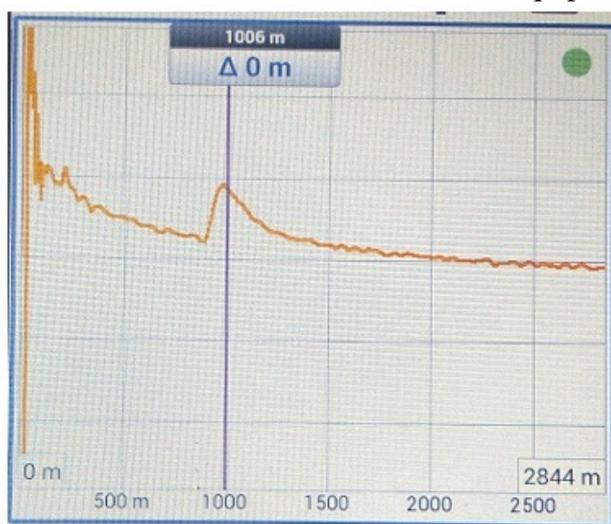
No cabo 04 da estação PDA, situada na região norte de Porto Alegre, foram testados os pares 14, 110, 227 e 476, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 1 a 600, e a mesma contagem tem 1.620,62 m de comprimento. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Resultado dos Testes 5 – POA SAJ Cb 05.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|---------|-------|---------|------|---------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 5 | 1035,58 | 1006,00 | 29,58 | 1037,53 | 1,95 | 1035,71 | 0,12 | 1620,62 |

Na Figura 32 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 33 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 5.

Figura 32 – Curva do Teste 5 POA SAJ Cb 05 do Equipamento TDR.



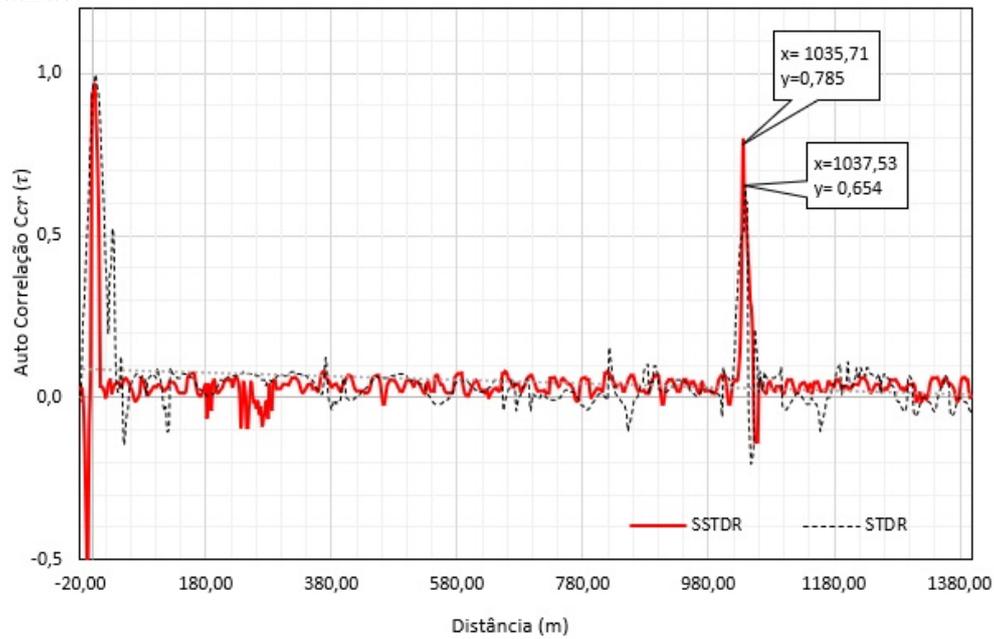
Fonte: do autor

As equipes de campo identificaram o defeito a 1.035,58 m, onde uma caixa subterrânea foi vandalizada e o cabo danificado, provavel causa foi a utilização do cabo como degrau de escada para chegarem no fundo da caixa subterrânea. Conseqüentemente a emenda deslocou de sua base de apoio de fixação na caixa subterrânea e, assim teve sua estanqueidade danificada, permitindo a entrada de água na mesma.

4.4.7 Resultados dos Testes 6 – POA RES Cb 04

Na zona sul de Porto Alegre, foram testados os pares 401, 420, 440 e 483 do cabo 04 da estação RES, com a contagem com defeito de 401 a 500, conforme a Tabela 6, tendo um total de 1.340,86 m de comprimento. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 12.

Figura 33 – Curvas do Teste 5 POA SAJ Cb 05 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



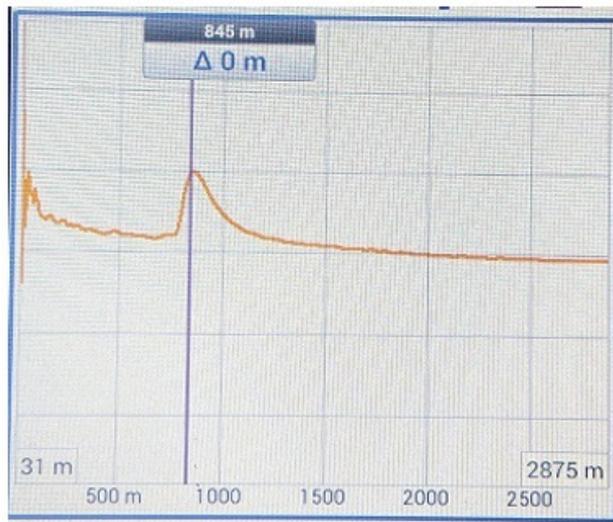
Fonte: do autor

Tabela 12 – Resultado dos Testes 6 – POA RES Cb 04.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|-------|--------|------|--------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 6 | 871,55 | 845,00 | 26,55 | 870,20 | 1,34 | 871,55 | 0,22 | 1340,86 |

Na Figura 34 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 35 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 6.

Figura 34 – Curva do Teste 6 POA RES Cb 04 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

As equipes de campo identificaram o defeito a 871,55 m, por se tratar de um cabo de 1978, o defeito é ocasionado pela fadiga do cabo, pois o mesmo já possuía mais de 30 anos.

4.4.8 Resultados dos Testes 7 – SMA CEN Cb 20

Os pares testados foram 321, 443, 571 e 678 do cabo 20 da estação CEN, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 301 a 900, localizado na área central do município de Santa Maria e com comprimento total de 840,95m. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 13.

Tabela 13 – Resultado dos Testes 7 – SMA CEN Cb 20.

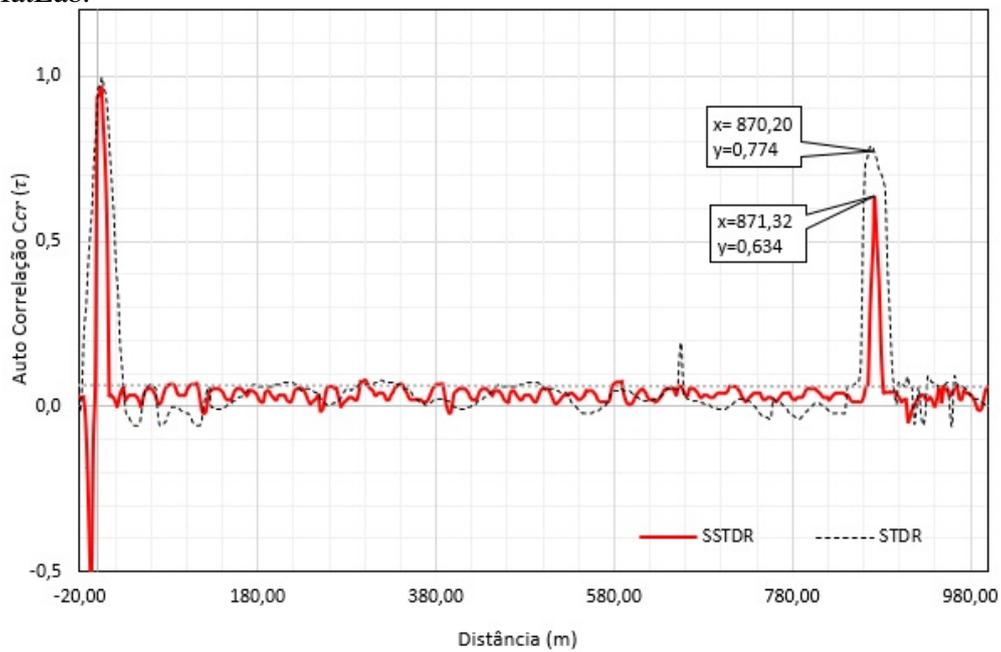
| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|-------|--------|-------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 7 | 38,56 | 38,00 | 0,56 | 38,72 | -0,15 | 38,72 | -0,15 | 840,95 |

Na Figura 36 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 37 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 7.

As equipes de campo identificaram o defeito a 38,56 m, como o mesmo é exatamente na região central de Santa Maria, os testes foram efetuados durante o dia, porém as equipes de manutenções tiveram acesso ao local somente durante a noite.

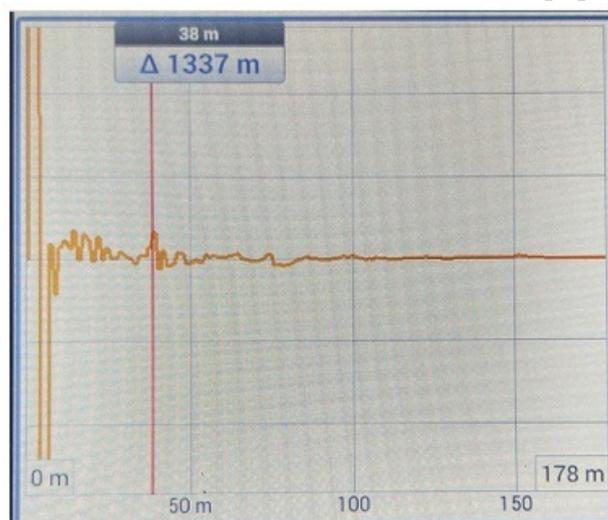
Após a análise noturna do possível ponto de defeito, foi constatado a saída do cabo na estação local da operadora, havia uma obra de edificação próxima. Assim, identificou-

Figura 35 – Curvas do Teste 6 POA RES Cb 04 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



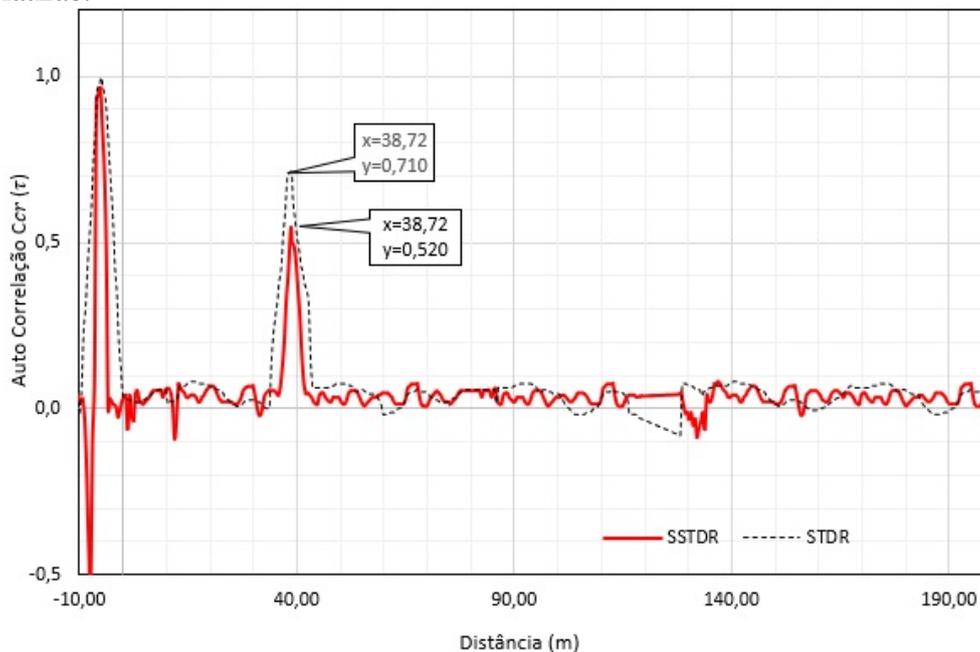
Fonte: do autor

Figura 36 – Curva do Teste 7 SMA CEN Cb 20 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

Figura 37 – Curvas do Teste 7 SMA CEN Cb 20 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



Fonte: do autor

se o ponto de defeito a 38,56 m. No local, as equipes que estão construindo o prédio, interceptaram a linha de dutos e efetuaram a ligação de esgoto por engano na mesma. O problema agravou-se por terem atingido o cabo como uma pá de corte, ocasionando um corte na capa protetora do cabo durante a construção da vala para a canalização da linha de esgoto.

4.4.9 Resultados dos Testes 8 – SMA DIS Cb 02

No cabo 06 da estação DIS, situada na região do bairro Tancredo Neves, no município de Santa Maria, foram testados os pares 920, 970, 812, 1112 e 1196, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 901 a 1200, e a mesma contagem tem 1.310,08 m de comprimento. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 14.

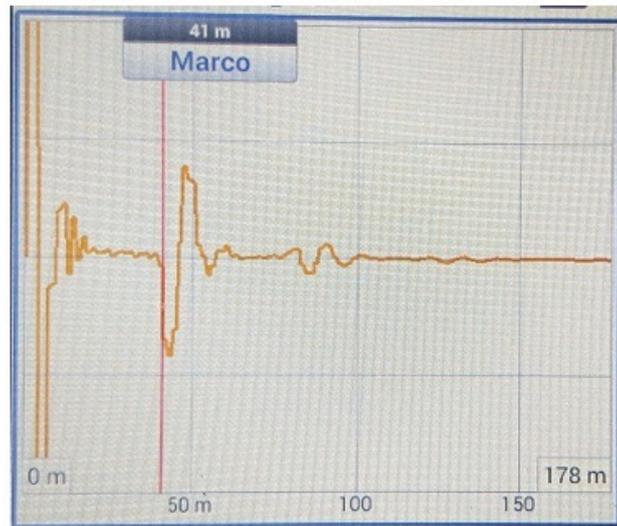
Tabela 14 – Resultado dos Testes 8 – SMA DIS Cb 02

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|------|--------|------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 8 | 41,91 | 41,00 | 0,91 | 41,39 | 0,51 | 41,59 | 0,31 | 1310,08 |

Na Figura 38 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 39 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 8.

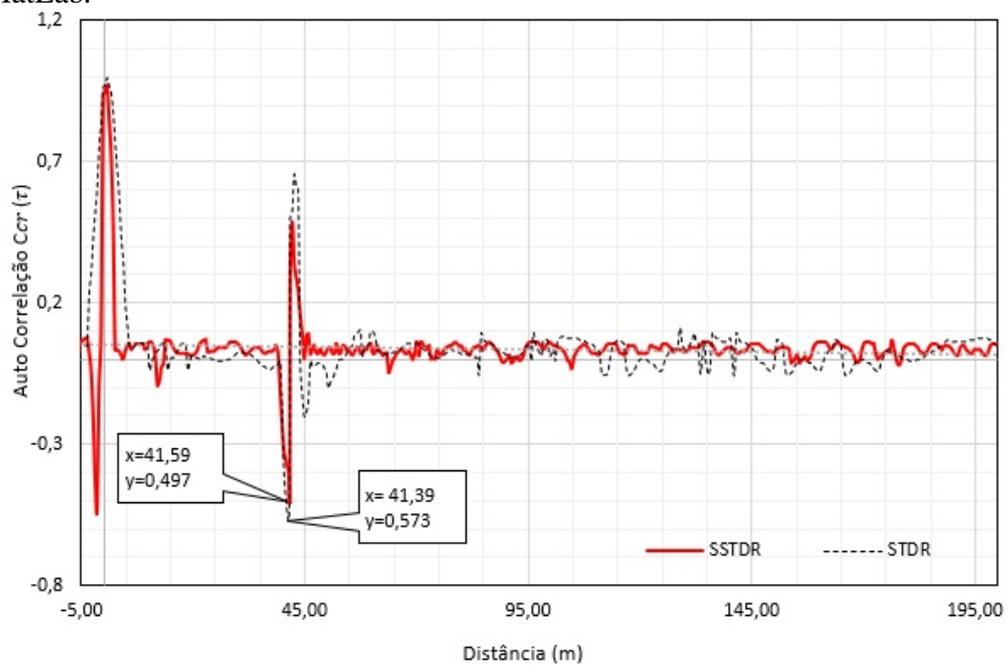
A 41,91 m as equipes de campo identificaram o defeito do cabo devido a execução de uma manutenção anterior executada de maneira errada, pois um lance entre emendas do

Figura 38 – Curva do Teste 8 SMA DIS Cb 02 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

Figura 39 – Curvas do Teste 8 SMA DIS Cb 02 Das Técnicas STDR/SSTDOR analisados via MatLab.



Fonte: do autor

cabo foi trocado por um calibre reduzido, diferente do existente implantado, ou seja, um calibre menor. Desta maneira foi afetado um dos parâmetros de limitação de transmissão, o *Data Rate*. Assim foi necessário a troca do referido lance do cabo, para que os clientes mais distantes não sejam prejudicados em suas conectividade e velocidade de transmissão de banda larga.

4.4.10 Resultados dos Testes 9 e 10 – SMA CMB Cb 15 e 16

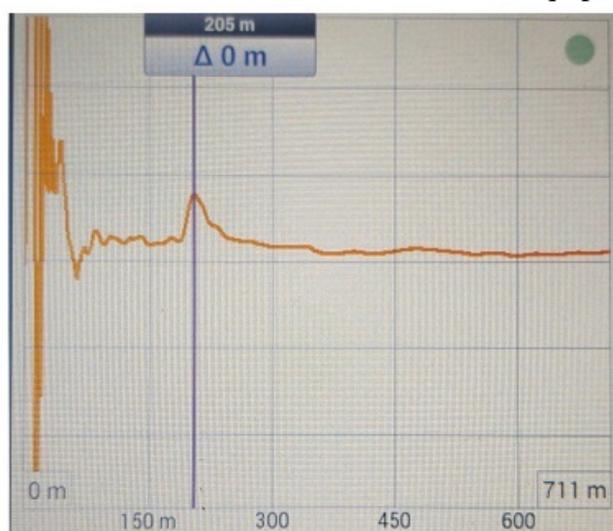
Na região do bairro Camobi, no município de Santa Maria, foram testados os pares 10, 25, 114 e 170 do cabo 15 e os pares 401, 452, 526 e 541 do cabo 16, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito do cabo 15 é de 1 a 200 e do cabo 16 de 401 a 600, os dois cabos possuem a mesma rota e com comprimento total de 1.140,50 m. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 15.

Tabela 15 – Resultado dos Testes 9 e 10 – SMA CMB Cb 15 e 16

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|-------|--------|-------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 9 | 207,30 | 205,00 | 2,30 | 208,72 | -1,41 | 207,82 | -0,51 | 1140,50 |
| 10 | 205,00 | 203,00 | 2,00 | 208,46 | -3,46 | 205,00 | -0,46 | 1140,50 |

Na Figura 40 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 41 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 9.

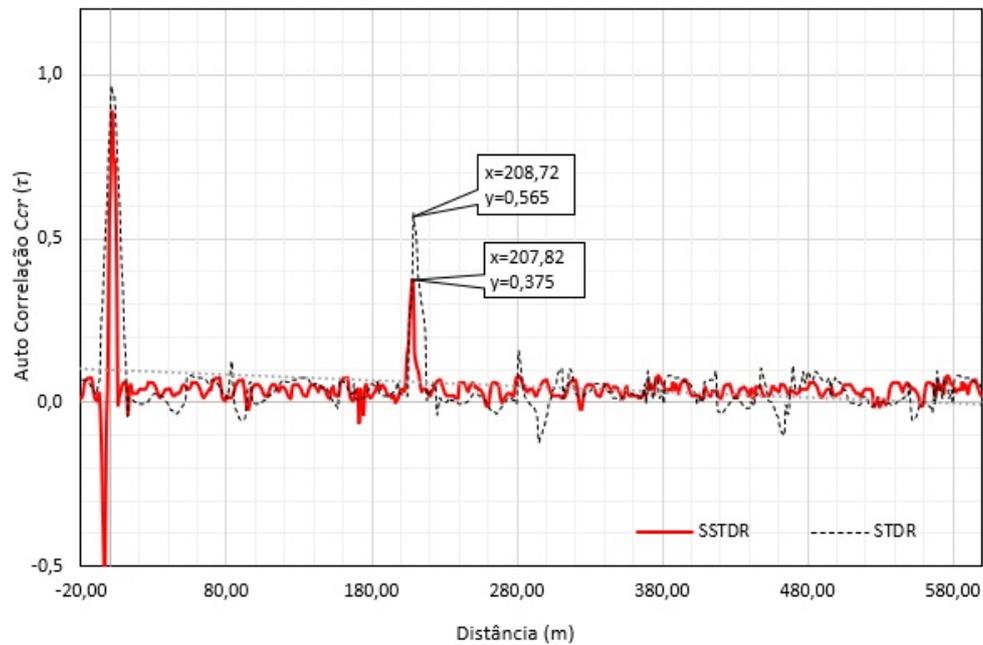
Figura 40 – Curva do Teste 9 SMA CMB Cb 15 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

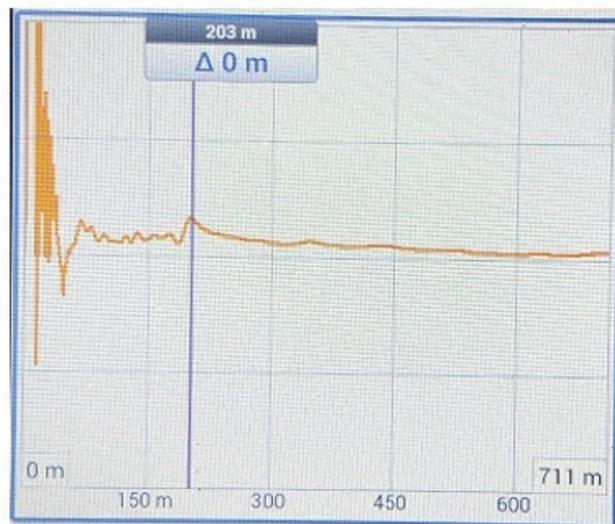
Agora na Figura 42 temos as curvas do visor do TDR e na Figura 43 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 10.

Figura 41 – Curvas do Teste 9 SMA CMB Cb 15 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



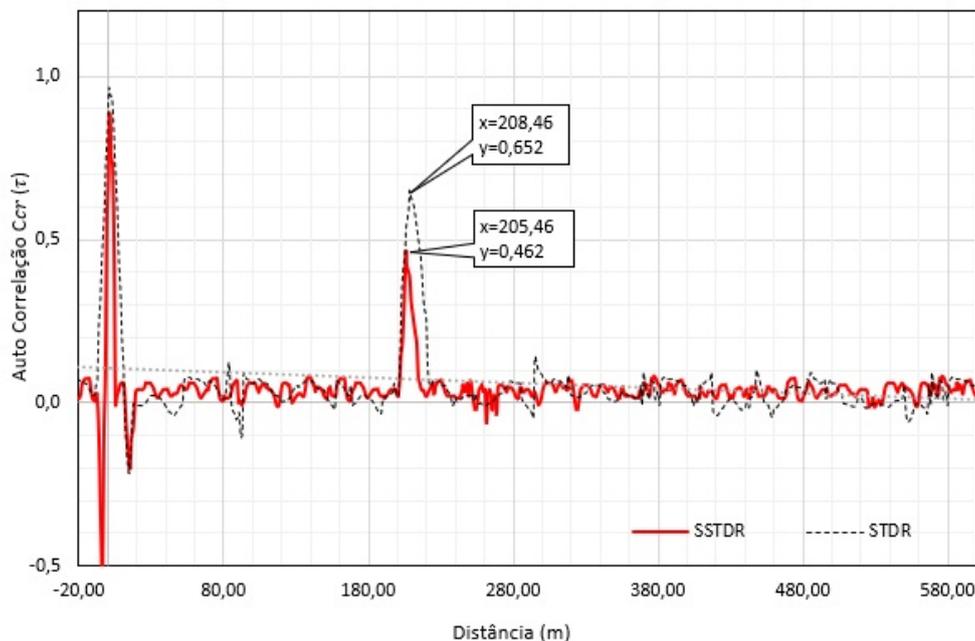
Fonte: do autor

Figura 42 – Curva do Teste 10 SMA CMB Cb 16 do Equipamento TDR.



Fonte: do autor

Figura 43 – Curvas do Teste 10 SMA CMB Cb 16 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.



Fonte: do autor

A 207,36 m as equipes de campo identificaram o defeito do cabo 15 e 205,00 m o defeito do cabo 16. O ponto de defeito foi o mais desafiador, pois indicava o ponto de origem na rótula de acesso na junção de uma avenida e um BR no bairro, onde nas plantas não indicavam nenhuma caixa subterrânea no local.

No referido bairro o histórico de reclamações e evasão de clientes é muito alto, pois o nível de insatisfação é muito alto e recorrente.

Foi necessário o apoio da prefeitura para liberação de alvarás de obra para interrupção do local e escavação. Foi encontrada uma caixa subterrânea que não estava cadastrada nos projetos de implantação. Na referida caixa os cabos estavam danificados por entulhos de asfalto, pois a caixa foi soterrada e o peso deve ter cedido a tampa de ferro fundido da mesma.

Para correção dos defeitos foi necessário a troca de dois trechos de cabos de 1200 pares com aproximadamente 450 m cada. Após as correções, alguns clientes mais críticos foram visitados e os mesmos ficaram surpresos com o desempenho e aumento da velocidade de transmissão da banda larga.

4.4.11 Resultados dos Testes 11 – UGN CEN Cb 07

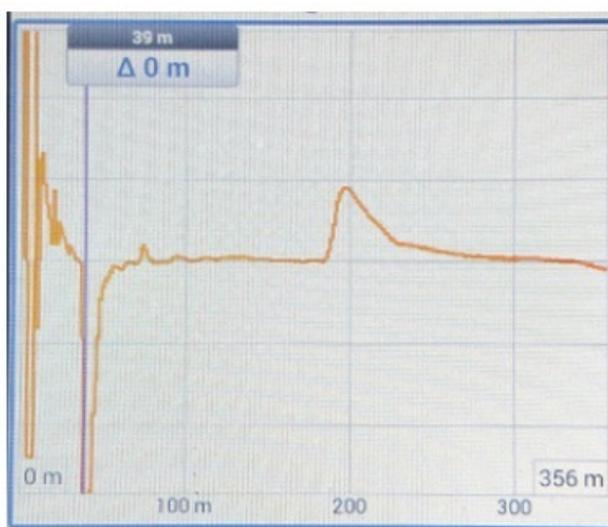
No município de Uruguaiana, foram testados os pares 1320, 1470, 1610 e 1718 do cabo 07 da estação CEN, localizada na região central, conforme a Tabela 6, sendo que a contagem com defeito é de 1301 a 1800, e a mesma contagem tem 890,29 m de comprimento. Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 16.

Tabela 16 – Resultado dos Testes 11 – UGN CEN Cb 07

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|--------|------|--------|-------|--------|-------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 11 | 39,86 | 39,00 | 0,86 | 39,57 | 0,28 | 39,67 | 0,18 | 890,29 |
| 11 | 198,87 | 198,00 | 0,87 | 199,21 | -0,33 | 199,01 | -0,13 | 890,29 |

Nas figuras 44 e 45 temos as curvas do visor do TDR, com ênfase nos dois pontos de defeitos ajustados e, na Figura 46 temos as curvas dos testes STDR e SSTDR analisados utilizando o MatLaB dos testes 11.

Figura 44 – Curva do Teste 11 UGN CEN Cb 07 do Equipamento TDR, Defeito a 39,00 m.



Fonte: do autor

As equipes de campo identificaram o primeiro defeito do cabo a 39,86 m, onde uma junção de emenda estava molhada. O segundo defeito foi identificado a 198,87 m com mais uma junção de emenda molhada.

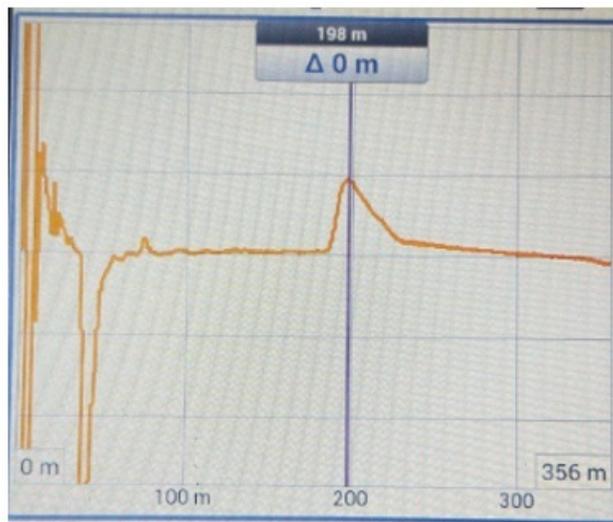
4.4.12 Resultado dos Testes em Ambiente Não Controlado

O resumo dos resultados dos testes em ambiente não controlado é apresentado na Tabela 17. O valor do erro absoluto está m para cada uma das técnicas executadas nos testes.

Analisados os dados da Tabela 17, temos o gráfico da Figura 47 que demonstra a taxa de erro absoluto das medidas verificadas nos testes com relação a medida real do cabo. Assim como nos testes em ambiente controlado, observa-se que o sistema SSTDR possui menor erro absoluto nos testes em praticamente todos os 11 cabos testados.

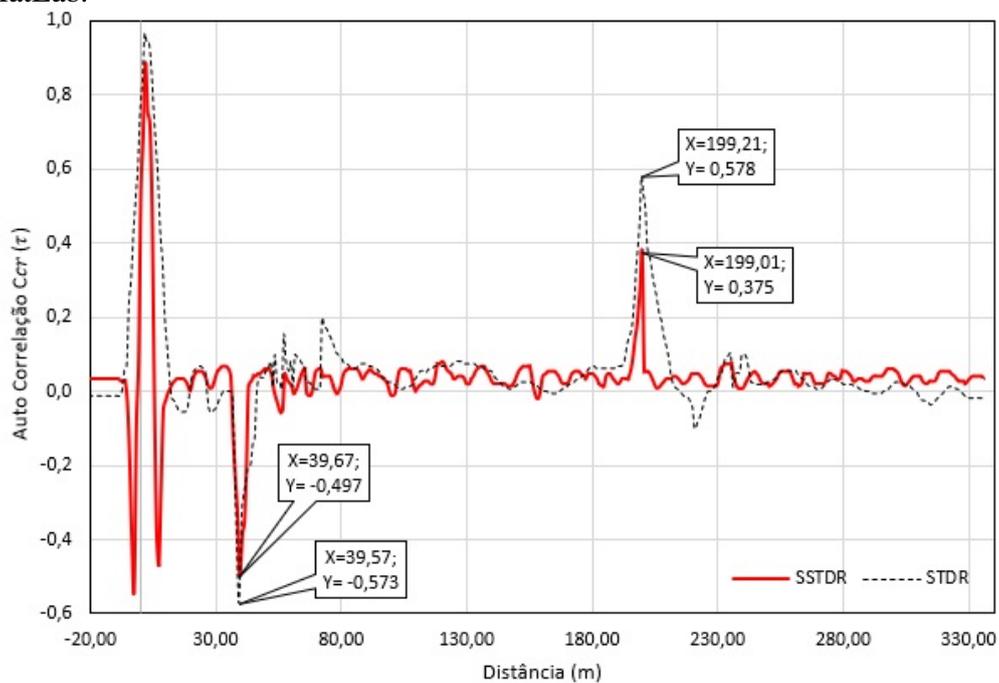
Outra verificação é o erro relativo em percentual com relação ao ponto conhecido do cabo, este erro é apresentado na Figura 48. Nas buscas em identificar os defeitos indicados

Figura 45 – Curva do Teste 11 UGN CEN Cb 07 do Equipamento TDR, Defeito a 198,00 m.



Fonte: do autor

Figura 46 – Curvas do Teste 11 UGN CEN Cb 07 Das Técnicas STDR/SSTDR analisados via MatLab.

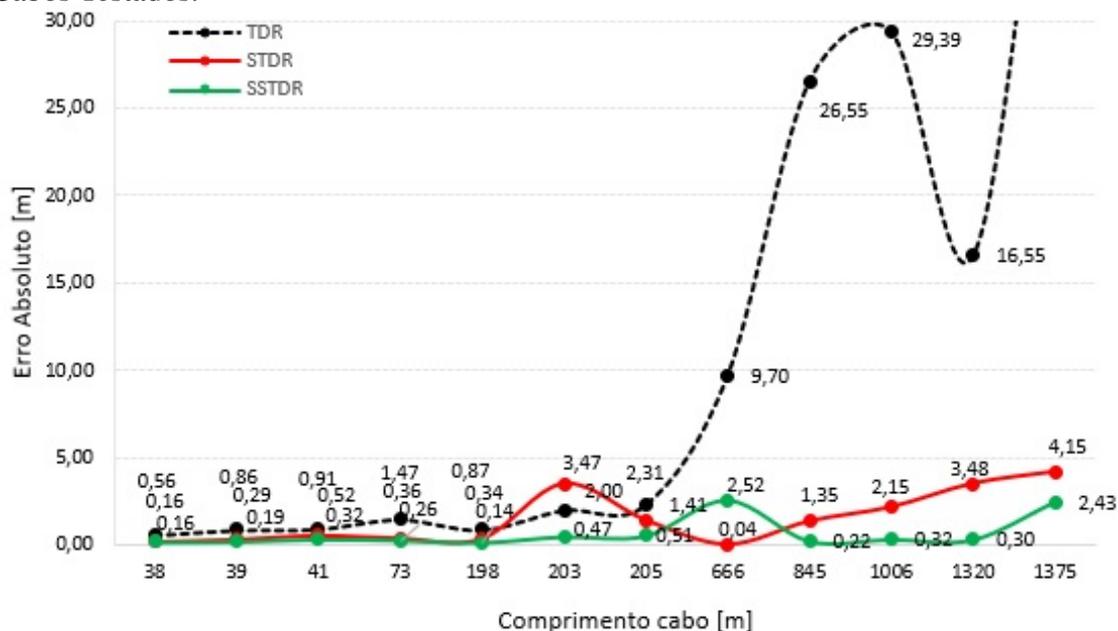


Fonte: do autor

Tabela 17 – Resumo do Resultado dos Testes em Ambiente Não Controlado.

| Teste | L Real [m] | TDR | | STDR | | SSTDR | | L Total [m] |
|-------|---------------|---------|-------|---------|-------|---------|-------|----------------|
| | | Medido | Erro | Medido | Erro | Medido | Erro | |
| 1 | 675,70 | 666,00 | 9,7 | 673,18 | 2,52 | 675,74 | 0,04 | 1025,42 |
| 2 | 1336,55 | 1320,00 | 16,55 | 1340,03 | 3,48 | 1336,85 | 0,30 | 1694,00 |
| 3 | 74,47 | 73,00 | 1,47 | 74,10 | 0,37 | 74,20 | 0,26 | 983,41 |
| 4 | 1422,05 | 1375,00 | 47,05 | 1426,19 | 4,14 | 1424,47 | 4,72 | 1894,18 |
| 5 | 1035,58 | 1006,00 | 29,58 | 1037,53 | 1,95 | 1035,71 | 0,12 | 1620,62 |
| 6 | 871,55 | 845,00 | 26,55 | 870,20 | 1,34 | 871,55 | 0,22 | 1340,86 |
| 7 | 38,56 | 38,00 | 0,56 | 38,72 | -0,15 | 38,72 | -0,15 | 840,95 |
| 8 | 41,91 | 41,00 | 0,91 | 41,39 | 0,51 | 41,59 | 0,31 | 1310,08 |
| 9 | 207,30 | 205,00 | 2,30 | 208,72 | -1,41 | 207,82 | -0,51 | 1140,50 |
| 10 | 205,00 | 203,00 | 2,00 | 208,46 | -3,46 | 205,00 | -0,46 | 1140,50 |
| 11 | 39,86 | 39,00 | 0,86 | 39,57 | 0,28 | 39,67 | 0,18 | 890,29 |
| 11 | 198,87 | 198,00 | 0,87 | 199,21 | -0,33 | 199,01 | -0,13 | 890,29 |

Figura 47 – Taxa de Erro Absoluto das Medidas em Ambiente Não Controlado dos 11 Cabos Testados.



Fonte: do autor

pelas medidas executadas nos testes, o erro relativo foi confirmado que representam uma incerteza maior para o técnico de campo.

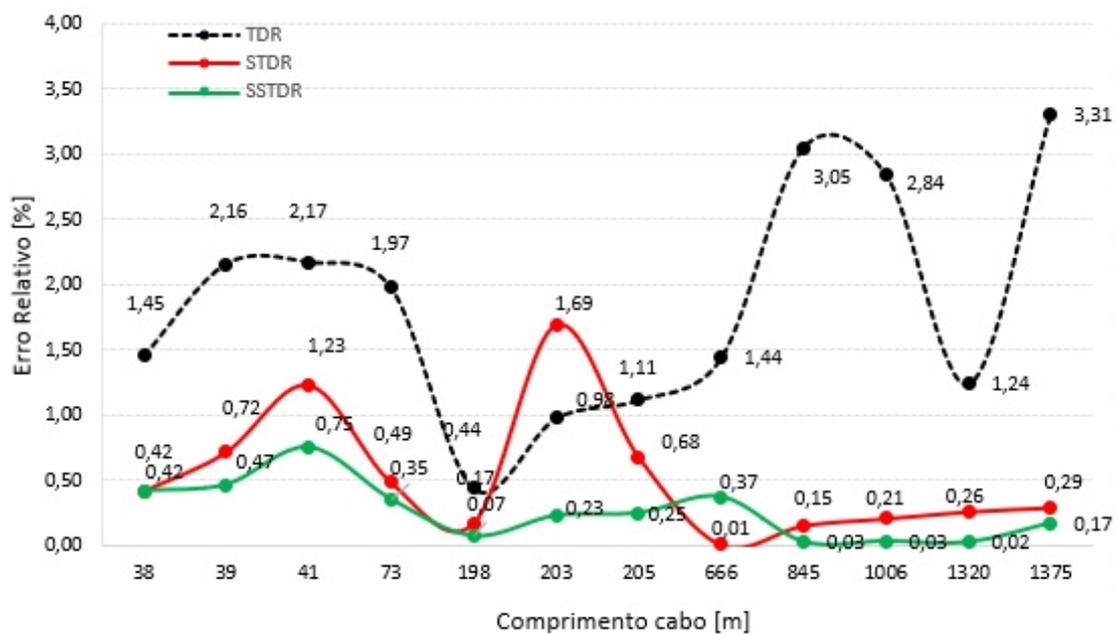


Figura 48 – Taxa de Erro Relativo das Medidas em Ambiente Não Controlado dos 11 Cabos Testados.

Fonte: do autor

5 CONCLUSÃO

Os acessos de clientes que utilizam banda larga, as tecnologias da família xDSL, tem como meio de acesso principal os cabos de rede metálica das operadoras de telecomunicações. Estes cabos, foram reutilizados, através de pesquisas conjuntas entre empresas e instituições de ensino, para suportar a transmissão destas novas tecnologias. Porém, a falta de manutenção adequada e o alto custo operacional em manter estes cabos em funcionamento ao longo do tempo, aliado a desinformação de plantas de construção da rede ou software de ocupação e/ou adequação da rede de acesso, resulta em uma degradação dos cabos e conseqüentemente afetam seu desempenho. Como consequência, tem-se muitos clientes insatisfeitos com o desempenho do acesso à internet instalada em suas residências ou empresas. Esta situação, agrava-se por não prover novos clientes em sua base de dados, pois não atende a demanda de velocidade de banda larga a ser contratar.

Desta maneira, torna-se fundamental estabelecer novas metodologias de qualificação da rede de loop que irá atender os clientes, seja através de visita técnica, ou medições avançadas para otimizar recursos de mão-de-obra.

Neste trabalho foram abordadas analiticamente as técnicas avançadas no domínio tempo por espalhamento espectral, sistema SSTDR, e também por sequência de pseudo-ruído, sistema STDR com relação.

O acréscimo inovador e, portanto, o objetivo principal deste trabalho de pesquisa, foi executar medidas de testes comparativas de localização de defeitos em cabos, com as técnicas TDR, STDR e SSTDR, sabendo-se que os cabos em testes possuíam além do defeito um sinal de ruído. Estes cabos, encontram-se em funcionamento na rede de telecomunicações.

A identificação do ponto real do defeito, executou-se através de equipes de campo profissionais especializados na manutenção da rede de telecomunicações.

Destaca-se alguns pontos do trabalho:

- a) Uma revisão bibliográfica das principais técnicas de localização de defeitos no domínio tempo.;
- b) A implementação de um TDR via hardware para testes em laboratório;

- c) A implementação via hardware com Kits PSoC[®] das técnicas STDR e SSTDR;
- d) A implementação via hardware de aquisição de dados por conversor ADC das técnicas STDR e SSTDR, controlados pelo software LabVIEW;
- e) Teste em cabos com defeito na presença de ruído;
- f) A implementação da análise dos dados de aquisição através do software MatLab e;
- g) Comparação dos resultados das três técnicas que efetuaram os testes, com a localização do defeito real, através de equipes de campo.

A técnica SSTDR foi superior em exatidão, comparadas com as técnicas STDR, TDR e o ponto real de defeito. Observa-se, ainda, que em alguns casos de cabos mais longos, todas as técnicas tem uma redução na exatidão da localização da estimativa do ponto de defeito, os casos mais críticos é para técnica TDR que nos testes 4, 5 e 6 obteve um erro absoluto de 47,05 m, 29,58 m e 26,55 m respectivamente. Logo, nestes casos as equipes de campo efetuaram horas de retrabalho na identificação do ponto real de defeito e sua correção.

Finaliza-se este trabalho, destacando algumas abordagens para pesquisas futuras:

- a) Implementação em software das técnicas STDR e SSTDR para execução dentro das centrais telefônicas;
- b) Implementação em software de análise dos dados dos testes STDR e SSTDR executado nas centrais telefônicas;
- c) Implementação em software pela central de operações, viabilizando os pontos de correção da rede pelas equipes de campo, através da análise dos dados obtidos dos testes.

REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. A. **Advanced engineering electromagnetics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1999.
- BOETS, P. *et al.* Measurement, calibration and pre-processing of signals for single-ended subscriber line identification. **Balance**, [S.l.], v. 2, p. 11, 2003.
- BOETS, P.; VAN BIESEN, L. Metallic 2-wire parametric line models: a survey. *In*: IMEKO WORLD CONGRESS, 18., 2006, Rio de Janeiro. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2006.
- BOSTOEN, T. *et al.* Estimation of the transfer function of a subscriber loop by means of a one-port scattering parameter measurement at the central office. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, New York, v. 20, n. 5, p. 936–948, Aug. 2002.
- BOUDJEFDJOUF, H. *et al.* Diagnosis of multiple wiring faults using time-domain reflectometry and teaching–learning-based optimization. **Electromagnetics**, London, v. 35, n. 1, p. 10–24, Dec. 2015.
- BYRNE, T. *et al.* Positioning the subscriber loop network for digital services. **IEEE Transactions on Communications**, New York, v. 30, n. 9, p. 2006–2011, Sep. 1982.
- CARNEIRO, A. C.; BARBERO, A. P. L. Princípio de Funcionamento dos Sensores Ópticos Baseados em Grades em Fibras Ópticas e sua Importância nas Diferentes Áreas Tecnológicas. **Engevista**, [S.l.], v. 16, n. 4, p. 389–403, 2014.
- CORTESAO, R. P. D. **Ondas e Propagação**. [Coimbra]: Universidade de Coimbra, 2004.
- DINIZ, P. S.; DA SILVA, E. A.; NETTO, S. L. **Processamento Digital de Sinais: projeto e análise de sistemas**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.
- DODDS, D. E. Single-ended FDR to locate and specifically identify DSL loop impairments. *In*: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, 2007, Glasgow. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2007. p. 6413–6418.

DODDS, D. E.; SHAFIQUE, M.; CELAYA, B. TDR and FDR identification of bad splices in telephone cables. *In: CANADIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING, 2006, Ottawa. Proceedings [...]* New York: IEEE, 2006. p. 838–841.

FAKATSELIS, J.; BELKERDID, M. **Processing Gain for Direct Sequence Spread Spectrum Communication Systems and PRISM®**. [S.l.]: Intersil, 1996.

FELHAUER, T. A new class of polyphase spreading codes for digital pulse compression radar systems. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS (ISSSTA'94) IEEE PROCEEDINGS, 3., 1994, Oulu. Proceedings [...]* New York: IEEE, 1994. p. 396–400.

FURSE, C. *et al.* Feasibility of spread spectrum sensors for location of arcs on live wires. **IEEE Sensors Journal**, New York, v. 5, n. 6, p. 1445–1450, Dec. 2005.

GALLI, S. Exact conditions for the symmetry of a loop. **IEEE Communications Letters**, New York, v. 4, n. 10, p. 307–309, Oct. 2000.

GALLI, S.; KERPEZ, K. J. Signal processing for single-ended loop make-up identification. *In: IEEE WORKSHOP ON SIGNAL PROCESSING ADVANCES IN WIRELESS COMMUNICATIONS, 6., 2005, New York. Proceedings [...]* New York: IEEE, 2005. p. 368–374.

GALLI, S.; KERPEZ, K. J. Single-ended loop make-up identification-part I: a method of analyzing tdr measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 55, n. 2, p. 528–537, Apr. 2006.

GALLI, S. *et al.* Multiuser channel estimation: finding the best sparse representation of crosstalk on the basis of overcomplete dictionaries. *In: GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, IEEE GLOBECOM'02, 2002, Taipei. Proceedings [...]* New York: IEEE, 2002. p. 1213–1217.

GALLI, S.; WARING, D. L. Loop makeup identification via single ended testing: beyond mere loop qualification. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, New York, v. 20, n. 5, p. 923–935, Jun. 2002.

GIAQUINTO, N. *et al.* Algorithms for Locating and Characterizing Cable Faults via Stepped-Frequency Waveform Reflectometry. **arXiv preprint arXiv:1907.12802**, [S.l.], Jul. 2019.

HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas de Comunicação**. 5. rev. ed. Porto Alegre: Bookman, 2011.

KAFAL, M. *et al.* Constructing the topology of complex wire networks using reflectometry response and newton-based optimization algorithms. *In: IEEE AUTOTESTCON*, 2017, Schaumburg. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2017. p. 1–6.

KAFAL, M. *et al.* A Non Destructive Reflectometry Based Method for the Location and Characterization of Incipient Faults in Complex Unknown Wire Networks. *In: IEEE AUTOTESTCON*, 2018, National Harbor. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2018. p. 1–8.

KERPEZ, K. J.; GALLI, S. Single-ended loop-makeup identification-part II: improved algorithms and performance results. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 55, n. 2, p. 538–549, Oct. 2006.

LATHI, B. P.; DING, Z. **Sistemas de comunicações analógicas e digitais modernos**. 4. rev. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

LIU, H. *et al.* Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)**, New York, v. 37, n. 6, p. 1067–1080, 2007.

MONTEIRO, J. H. A. *et al.* Resposta transitória no domínio do tempo de uma linha de transmissão trifásica considerando uma nova implementação do efeito pelicular= Time domain transient response analysis of three-phase transmission line considering a new skin effect model. , [S.l.], 2014.

ORR, M. **Cable tester**. US Patent 7,906,973.

PAMPANELLI, G. A. A evolução do telefone e uma nova forma de sociabilidade: o flash mob. **Razón y Palabra**, [S.l.], n. 41, 2004.

PIRES, J. J. **Sistemas e redes de telecomunicações**. [S.l.]: Instituto Superior Técnico, 2006.

POOCH, U. W. **Telecommunications and Networking**: 0. 2nd. ed. New York: CRC Press, 2018.

PROAKIS, J. G.; SALEHI, M.; BAUCH, G. **Contemporary communication systems using MATLAB**. [S.l.]: Nelson Education, 2012.

PROAKIS, J. G. *et al.* **Communication systems engineering**. New Jersey: Prentice Hall, 1994.

PRYSMIANGROUP. Cabo telefônico CTP-APL-G: informações técnicas. , [S.l.], 2018.

- SCHEUERMANN, A.; HUEBNER, C. On the feasibility of pressure profile measurements with time-domain reflectometry. **IEEE Transactions on instrumentation and measurement**, New York, v. 58, n. 2, p. 467–474, Aug. 2008.
- SCHWARZ, R.; SIGTECK, F. An Introduction to Linear Recursive Sequences in Spread Spectrum Systems. **RF DESIGN**, [S.l.], v. 17, p. 8, 1994.
- SHARMA, C. R.; FURSE, C.; HARRISON, R. R. Low-power STDR CMOS sensor for locating faults in aging aircraft wiring. **IEEE Sensors Journal**, New York, v. 7, n. 1, p. 43–50, Dec. 2006.
- SHI, Q.; KANOUN, O. Application of iterative deconvolution for wire fault location via reflectometry. *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INSTRUMENTATION & MEASUREMENT, SENSOR NETWORK AND AUTOMATION (IMSNA), 2012, Sanya. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2012. p. 102–106.
- SHI, Q.; KANOUN, O. A novel method for wire fault location using reflectometry and iterative deconvolution. *In*: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING, 11., 2012, Beijing. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2012. p. 2139–2143.
- SHI, Q.; KANOUN, O. A new algorithm for wire fault location using time-domain reflectometry. **IEEE Sensors Journal**, New York, v. 14, n. 4, p. 1171–1178, Dec. 2013.
- SHI, Q.; KANOUN, O. Detection and location of single cable fault by impedance spectroscopy. *In*: INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS IEEE, 2014, Montevideo. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2014. p. 595–599.
- ŠKALJO, N.; BEGOVIĆ, A.; BEHLILOVIĆ, N. Methods of locating galvanic faults in symmetrical copper pair cables in DSL systems. *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ELMAR, 2009, Zadar. **Proceedings [...]** New York: IEEE, 2009. p. 119–122.
- SKLAR, B.; HARRIS, F. J. **Digital communications: fundamentals and applications**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1988.
- SMAIL, M. K. *et al.* Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 46, n. 8, p. 2998–3001, Jul. 2010.
- SMITH, P.; FURSE, C.; GUNTHER, J. Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location. **IEEE sensors journal**, New York, v. 5, n. 6, p. 1469–1478, Nov. 2005.

SMITH, P.; FURSE, C.; GUNTHER, J. Fault location on aircraft wiring using spread spectrum time domain reflectometry. **IEEE Sensors Journal**, New York, v. 6, n. 3, p. 697–706, Jun. 2006.

VERMEIREN, T. *et al.* Subscriber loop topology classification by means of time-domain reflectometry. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, ICC'03, 2003, Anchorage. Proceedings [...]* New York: IEEE, 2003. p. 1998–2002.

WANG, X.; LAI, C.-H. On generating binary spatiotemporal chaotic sequences and its application on spread-spectrum communications. **International Journal of Bifurcation and Chaos**, Singapore, v. 16, n. 01, p. 213–219, 2006.

WARING, D. L. *et al.* Analysis techniques for loop qualification and spectrum management. *In: INTERNATIONAL WIRE AND CABLE SYMP, IWCS'00, 2000, Morristown. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2000. p. 13–16.

YOUNG, P. H. **Técnicas de comunicação eletrônica**. 5. rev. ed. São Paulo: Pearson Education, 2006.

APÊNDICE A CÓDIGOS FONTE DO ALGORÍTMO DE PROGRAMAÇÃO PSOC-1

Este Apêndice fornece os códigos fonte para a implementação dos blocos Oscilador Local, Gerador PN, Gerador Vernier, bem como o multiplicador, todos efetuados pela placa PSoC -1. Desta maneira são gerados os sinais de teste STDR e SSTDR, descritos na Figura 20.

Inicialmente o código descreve extensões previstas pelo fabricante descritas como MAIN C na seção A.1. Em seguida, a seção A.2 apresenta as definições PRS, que são os comprimentos dos códigos PN que serão gerados. A seção A.3 descreve os controles de relógio para sincronismo dos sistemas. Por fim, a seção A.4 executa os dados de pacotes e cálculo de comparação de período.

A.1 Extensões

```
//MAIN.C
//-----
#include <m8c.h> //constantes e macros específicas da parte.
#include "PSoCAPI.h"//Definições da API PSoC para todos os módulos de usuário.
//-----
```

A.2 Definições do comprimento da sequência PN

```
// DEFINIÇÕES PRS
//-----
#define PRS_ LENGTH 63 //63 bits por bit de dados seriais.
#define bPOLY 0x39 //Polinômio modular = [6,5,4,1], comprimento de 63.
#define PRS_ LENGTH 7 //7 bits por bit de dados seriais.
#define bPOLY 0x06 // Polinômio modular = [3,2], comprimento de 7.
#define PRS_ LENGTH 15 //15 bits por bit de dados seriais.
#define bPOLY 0x0C // Polinômio modular = [4,3], comprimento de 15.
```

```
//define bSEED 0xFF // Valor da geração.
```

```
//-----
```

A.3 Controle de relógio

```
// RELACIONAMENTOS DE CLOCK
```

```
//-----
```

//define CXMIT_ ENA_ FREQ_ PRS 2 //FROM IDE: a entrada de frequência do relógio do contador Cxmit_ ena é agora a frequência do PRS (taxa real de chips).NOTA: Usado para calcular o wGATECOMPARE.

// Cxmit_ ena. Verifique se a largura do contador é adequada para acomodar o valor.

//define CSERIAL_ FREQ_ PRS_ MUL2 1 // FROM IDE: A entrada de frequência de relógio do contador Cserial é o dobro da frequência PRS (taxa real de chips) duas vezes. NOTA: Usado para calcular o período do contador Cserial. Precisa ser um número inteiro e o wCSERIAL_ PERVAL deve caber na largura do contador de Cserial.

```
//-----
```

A.4 Dados de pacote

```
// DADOS DE PACOTE E CÁLCULO DE COMPARAÇÃO / PERÍODO.
```

```
//-----
```

//define PACKET_ LENGTH_ BYTES 3 //Agora vamos calcular o valor de comparação que precisamos para o relógio de passagem de pacotes.

//define PACKET_ LENGTH_ BITS (8 * PACKET_ LENGTH_ BYTES).

//define wGATECOMPARE (PRS_ LENGTH * CXMIT_ ENA_ FREQ_ PRS * PACKET_ LENGTH_ BITS) // Calcular o período do contador serial C (período real menos 1).

//define bCSERIAL_ PERVAL ((PRS_ LENGTH * CSERIAL_ FREQ_ PRS_ MUL2)-1) const BYTE packetdata[] =

```
0x55, 0x0f, 0x18
```

```
; WORD wPacketIndex;
```

```
BYTE bDBINtemp, btemp;
```

```
void main()
```

//PRS8 setup - PRS o relógio é bloqueado pelo recurso de transmissão, então vá em frente e inicie-o.

```
//PRS8_ 1_ WritePolynomial(bPOLY); // carregar o polinômio PRS.
```

```
//PRS8_ 1_ WriteSeed(bSEED); // carregar a geração do PRS.
```

```
//PRS8_ 1_ Start(); // Começe o PRS8.
```

```
//Cprs_ Start(); // Começe o clock PRS.
```

```

//SPIM setup - iniciar, ativar interrupções, carregar o primeiro byte.
//SPIM_1_Start(0x00); // Inicie o SPI Master no modo 0.
//SPIM_1_EnableInt();
//wPacketIndex = 0;
//SPIM_1_SendTxData(packetdata[wPacketIndex++]); //Carrega o primeiro byte no
pacote.
//M8C_EnableGInt;
//DCB12FN = 0x0F; //Registro da função SPIM, o segmento superior deve ser 0 para
interrupção no registro TX vazio.
//Prepare o SPIM para o início do pacote, fornecendo três "relógios de configura-
ção"em Cserial.
//Cserial_WritePeriod(0x00); //Defina o período abaixo do valor de comparação (com-
pare sempre verdadeiro).
//Cserial_WriteCompareValue(0xFF);
//bDBINtemp = DBB11IN; //Salve as configurações do mux de entrada para o conta-
dor Cserial.
//btemp = bDBINtemp; //Ative manualmente o contador alterando o mux de entrada
de ativação para VCC.
//btemp |= 0x10;
//btemp = 0x1F;
//DBB11IN = btemp;
//Forneça três pulsos para inicializar o SPIM.
//Cserial_Start(); //comparar a saída alta.
//Cserial_Stop(); //comparar saída baixa.
//Cserial_Start(); //comparar a saída alta.
//Cserial_Stop(); //comparar saída baixa.
//Cserial_Start(); //comparar a saída alta.
//Cserial_Stop(); //comparar saída baixa.
//Agora, altere a entrada de habilitação de volta para o nossa porta e reinicie o conta-
dor, o que aguardará a porta.
//DBB11IN = bDBINtemp;
//Cserial_WritePeriod(bCSERIAL_PERVAL); //Defina o valor do período para Cse-
rial.
//Cserial_WriteCompareValue(1); //Compare menos que 1 ("menos que"é especifi-
cado no IDE).
//Cserial_Start(); // Configure nosso contador de portas.
//Cxmit_ena_WritePeriod(wGATECOMPARE + 256); //defina o "tempo de folga"para
o clock gate (256 é arbitrário).

```

```
//Cxmit_ena_WriteCompareValue(wGATECOMPARE); //Defina a duração do clock  
gate.
```

```
//Cxmit_ena_EnableInt(); // ISR para Cxmit_enaapsopacote.
```

```
//Inicie nosso sinal de bloqueio, que iniciará tudo.
```

```
//Cxmit_ena_Start();
```

```
while(1)
```

```
//loop infinito asm ("nop");
```