



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

Dissertação de Mestrado

**MEDIDAS PARA CARACTERIZAÇÃO DE CROSSTALK E RUÍDO
IMPULSIVO EM SISTEMAS DSL**

DIOGO LOBATO ACATAUASSÚ NUNES

BELÉM, SETEMBRO DE 2009



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

**MEDIDAS PARA CARACTERIZAÇÃO DE CROSSTALK E RUÍDO
IMPULSIVO EM SISTEMAS DSL**

DIOGO LOBATO ACATAUASSÚ NUNES

Dissertação submetida à Universidade Federal do Pará como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, elaborada sob a orientação do Prof. Dr. Aldebaro Barreto Da Rocha Klautau Jr.

BELÉM, SETEMBRO DE 2009

MEDIDAS PARA CARACTERIZAÇÃO DE CROSSTALK E RUÍDO IMPULSIVO EM SISTEMAS DSL

DIOGO LOBATO ACATAUASSÚ NUNES

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração Telecomunicações e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Aldebaro Barreto Da Rocha Klautau Jr

ORIENTADOR

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro

MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Dionne Cavalcante Monteiro

MEMBRO EXTERNO DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes

COORDENADOR DO CURSO

*”Nosso cérebro é o melhor brinquedo já criado:
nele se encontram todos os segredos, inclusive o da
felicidade.”*

Charles Chaplin

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todas as pessoas que se fizeram importantes durante esta caminhada. Meus pais, meu irmão, namorada, amigos, tios, primos e avós. Em especial gostaria de agradecer a minha avó Maria Luiza. Vó, obrigado por tudo que a Sra. me proporcionou durante toda a minha vida.

Gostaria de agradecer também ao Prof. Aldebaro pela confiança e por ter me orientado durante todos estes anos, ao Prof. Pelaes pelo auxílio que me foi dado, além de Franciso Muller e Igor Almeida pelo grande trabalho em conjunto durante as pesquisas.

Sumário

Epígrafe	iv
Agradecimentos	v
Sumário	vi
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Acrônimos	xiv
Resumo	xv
Abstract	xvi
1 Introdução	1
1.1 DSL	1
1.1.1 Elementos de uma Rede DSL	2
1.1.2 Tecnologias DSL	3
1.2 <i>Crosstalk</i>	4
1.3 DSM	6
1.4 Organização e Contribuições do Trabalho	7
2 Capacidade de Sistemas DSL Operando em Altas Frequências sobre Cabos de Curto Alcance	9
2.1 Introdução	9
2.2 Modelagem do Canal de Transmissão	11
2.3 Campanha de Medições de Canais DSL Operando em UWB	14

2.3.1	Equipamentos e <i>Setup</i> Utilizados	15
2.3.2	Resultados e Comparação com os Modelos	17
2.4	Capacidade de Canais DSL em UWB	19
2.4.1	PSDs de Entrada e Ruído de Fundo	23
2.4.2	Análise e Resultados	23
2.5	Conclusões	25
3	Sistema para Medição de Ruídos Impulsivos na Linha Telefônica Causadores de Distúrbios em Transmissões DSL	27
3.1	Introdução	27
3.2	O Estado da Arte: Análise Estatística de Ruídos Impulsivos	28
3.2.1	Amplitude do Impulso	30
3.2.2	Duração do Impulso	33
3.2.3	Intervalo entre Ocorrências	34
3.3	Técnicas para Detecção de Ruídos Impulsivos	36
3.3.1	Campanha de Medições da Deutsche Telekom - Modelo DT	37
3.3.2	Campanha de Medições de Valenti e Kerpez	39
3.4	Sistema Desenvolvido para Medição de Ruído Impulsivo na Linha Telefônica	41
3.4.1	<i>Front-End</i> para Digitalização da Linha Telefônica	41
3.4.2	Filtro Analógico	42
3.4.3	Placa Digitalizadora - USRP - <i>Universal Software Radio Peripheral</i>	46
3.4.4	Medições do Ruído Impulsivo	50
3.4.5	Validação dos Resultados	52
3.4.6	Sistema Projetado para Futura Identificação da Origem do Ruído Impulsivo	55
3.4.7	Conclusões	57
4	Conclusões	59
A	<i>Scripts</i> Desenvolvidos	62
A.1	<i>Scripts</i> Desenvolvidos Para o Cálculo da Capacidade de Canais DSL em UWB	62
A.2	<i>Scripts</i> Desenvolvidos Para Leitura e Análise dos Dados das Gravações do Ruído Impulsivo	65

Referências Bibliográficas

Lista de Figuras

1.1	Entidades de uma rede DSL	2
1.2	<i>Near-End Crosstalk</i> - NEXT	5
1.3	<i>Far-End Crosstalk</i> - FEXT	5
2.1	Arquiteturas mistas entre fibra óptica e DSL.	10
2.2	Circuito de duas portas modelado pela matriz <i>ABCD</i>	13
2.3	Diagrama de blocos representando a montagem dos equipamentos.	15
2.4	Visão geral dos equipamentos: analisador de rede, <i>baluns</i> , conectores <i>trim trio</i> e cabos utilizados.	16
2.5	<i>Baluns</i> e conectores <i>trim trio</i> utilizados nas interfaces de calibração.	17
2.6	Cabo utilizado nos experimentos.	18
2.7	Medição de função de transferência.	19
2.8	Função de transferência direta para o cabo de 50 m.	20
2.9	FEXT para o cabo de 50 m.	20
2.10	Função de transferência direta para o cabo de 200 m.	21
2.11	FEXT para o cabo de 200 m.	21
2.12	PSDs de entrada e níveis de ruído.	23
2.13	Capacidade de canal para os diferentes cenários analisados em Gb/s.	26
3.1	Histograma de amplitudes proposto pela DT de acordo com a frequência de ocorrência. Retirado de [HK99].	31
3.2	Comparação entre os histogramas de amplitude propostos por DT e BT. Retirado de [Ned03].	32
3.3	Comparação das distribuições de potência entre modelos DT e BT. Retirado de [Ned03].	33

3.4	Duração do impulso representado em forma logarítmica e linear. Retirado de [HK99].	34
3.5	Intervalo entre ocorrências proposta pelo modelo DT. Retirado de [HK99].	35
3.6	Técnicas para detecção do impulso.	37
3.7	Ruído impulsivo gravado pela campanha DT. Retirado de [HK94].	38
3.8	Configuração do modelo para medições de Valentin e Kerpez. Retirado de [VK94].	39
3.9	Ruído impulsivo gravado na localidade de Fair Haven. Retirado de [VK94].	40
3.10	Visão geral do <i>front-end</i>	43
3.11	Filtro passa-alta <i>RC</i> básico.	43
3.12	Componentes do filtro Butterworth.	44
3.13	Esquema de montagem do filtro de quarta ordem utilizado nas medições.	45
3.14	Placa PCB do filtro de quarta ordem utilizado nas medições.	45
3.15	Comparação entre os ganhos do filtro de quarta ordem (vermelho), segunda ordem (verde) e <i>RC</i> (azul).	46
3.16	<i>Universal Software Radio Peripheral</i> - USRP.	47
3.17	Comparação entre o resistor utilizado na construção da <i>daughterboard</i> , um resistor comum e uma moeda de 10 centavos.	48
3.18	Comparação entre o capacitor utilizado na construção da <i>daughterboard</i> , um capacitor comum e uma moeda de 10 centavos.	49
3.19	Aparatos para soldagem da <i>daughterboard</i>	50
3.20	<i>Daughterboard</i> utilizada na USRP.	50
3.21	Comparação entre uma placa PCB comum e a placa SMD soldada no LAPS.	51
3.22	Blocos pertencentes ao <i>script</i> de controle do sistema.	51
3.23	Implementação do <i>front-end</i> para digitalização e gravação da linha telefônica.	52
3.24	Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 1.	52
3.25	Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 2.	53
3.26	Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 3.	53
3.27	Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do <i>Power Squelch</i> - 1.	54

3.28	Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do <i>Power Squelch</i> - 2. . .	54
3.29	Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do <i>Power Squelch</i> - 3. . .	55
3.30	Amostras do sinal digitalizado pelo SIGNATEC no teste de validação.	55
3.31	Amostras do sinal digitalizado pelo <i>front-end</i> no teste de validação.	56
3.32	FFT dos sinais digitalizados no teste de validação.	56
3.33	Desenvolvimento do sensor de tomada utilizado no sistema de identificação da fonte do IN.	57

Lista de Tabelas

1.1	Tecnologias xDSL	3
2.1	Capacidade de canal para os diferentes cenários analisados em Gb/s.	25
3.1	Valores para u_0 nos diferentes locais de coleta de dados.	30
3.2	α , b e u_0 utilizados na comparação entre modelos BT e DT.	32
3.3	Valores típicos para os parâmetros da função de distribuição do impulso encontrados pela campanha DT.	34
3.4	Valores de <i>threshold</i> para duas regiões utilizadas nas medições de Valentin e Kerpez.	40

Lista de Acrônimos

- **ADSL** *Assimmetrical Digital Subscriber Line*
- **BT** *British Telecom*
- **CO** *Central Office*
- **CPE** *Customer Premises Equipment*
- **DSL** *Digital Subscriber Lines*
- **DSLAM** *Digital Subscriber Line Multiplexer*
- **DSM** *Dynamic Spectrum Management*
- **DT** *Deutsche Telekom*
- **ETSI** *European Telecommunications Standards Institute*
- **FDD** *Frequency Division Duplex*
- **FEXT** *Far-End Crosstalk*
- **FPGA** *Field Programmable Gate Array*
- **FTTB** *Fiber To The Basement*
- **FTTC** *Fiber To The Curb*
- **FTTH** *Fiber To The Home*
- **FTTN** *Fiber To The Node*
- **GPIB** *General Purpose Interface Bus*
- **GPS** *Global Positioning System*

- **IN** *Impulsive Noise*
- **MIMO** *Multiple Input Multiple Output*
- **NEXT** *Near-End Crosstalk*
- **PCB** *Printed Circuit Board*
- **POTS** *Plain Old Telephone Service*
- **PSD** *Power Spectral Density*
- **PSTN** *Public Switched Telephone Network*
- **SISO** *Single Input Single Output*
- **SMC** *Spectrum Management Center*
- **SMD** *Superficial Monting Device*
- **SNR** *Signal to Noise Ratio*
- **SSC** *Static Spectral Management*
- **USB** *Universal Serial Bus*
- **USRP** *Universal Software Radio Peripheral*
- **UWB** *Ultra Wideband*
- **VDSL** *Very High Speed Digital Subscriber Line*

Resumo

O presente trabalho apresenta testes e experimentos laboratoriais para medição de *cross-talk* e ruído impulsivo em sistemas DSL, os quais são de grande importância para o aperfeiçoamento e evolução deste tipo de tecnologia.

O estudo do *crossstalk* voltou-se à uma campanha de medições em cabos telefônicos reais de curto comprimento e operando em altas frequências. Os resultados destas medidas foram utilizados no cálculo da capacidade de transmissão de sistemas DSL operando neste cenário ainda pouco explorado.

O estudo do ruído impulsivo foi focado no desenvolvimento de um sistema digitalizador de sinais da linha telefônica possibilitando a medição real deste tipo de fenômeno.

Abstract

The current work presents tests and laboratory experiments to measure crosstalk and impulsive noise in DSL systems, which are of great importance for the improvement and development of this technology.

The crosstalk study was focused in a measurements campaign of short-length cables operating at extremely high frequencies. The results were used in the transmission rates calculation of DSL systems operating in this type of unexplored scenario.

The impulsive noise study focused on the development of a telephone line digitizing system allowing real measurements of the noise.

Capítulo 1

Introdução

1.1 DSL

A invenção do telefone por Alexander Graham Bell em 1876 proporcionou um marco na história das telecomunicações. A transmissão de voz por cabos metálicos, hoje familiar a qualquer pessoa, revolucionou a forma do homem se comunicar, antes feita por telégrafo ou manuscritos como a carta. Neste cenário fez-se necessário a instalação em massa de uma rede ao redor do mundo que ligasse casas e escritórios e proporcionasse a todos este advento, surgia então a rede de telefonia pública (*Public Switched Telephone Network* – PSTN). Contudo Graham Bell não poderia imaginar a evolução tecnológica que estaria por vir pouco menos de um século depois de sua criação e como a rede de telefonia poderia ser usada neste contexto [BCW01].

Comparável à revolução causada pela telefonia pode-se citar o advento dos sistemas digitais, computadores e *internet* a partir da segunda metade século XX. Surgiu então a necessidade da transmissão não só de sinais analógicos de áudio, como era feito antes, mas também a troca de dados que pudessem ser acessados e processados por estes equipamentos digitais.

Apesar de suas limitações e projetada inicialmente como uma rede para tráfego de sinais de voz analógicos, trabalhando na faixa de frequências de 300 Hz a 3,3 kHz, viu-se na PSTN, também conhecida como POTS (*Plain Old Telephone Service*), uma solução como meio para a transmissão de dados. Na década de 90 estas restrições foram eliminadas com o surgimento de técnicas modernas de modulação e detecção de erros, surgiam então as Linhas Digitais do Assinante (*Digital Subscriber Lines* – DSL), tornando a comunicação digital em banda larga sobre fios de cobre uma realidade [Fon05].

O DSL foi responsável pela forma de acesso a *internet* que se tem hoje. Dentre alguns dos exemplos de serviços proporcionados pela tecnologia pode-se citar: recebimento e envio de arquivos de grandes dimensões, compras virtuais, transmissões de áudio e vídeo digitais, dentre outros.

Para que todo este sistema funcione é necessário uma infraestrutura bem definida por trás, em outras palavras, elementos que em conjunto possibilitem o envio de informações da central provedora do serviço ao usuário final. Essa estrutura é definida na próxima seção.

1.1.1 Elementos de uma Rede DSL

Uma rede DSL pode ser caracterizada por três entidades básicas: a CO (*Central Office*), o canal de transmissão e os CPEs (*Customer Premises Equipment*), representados na Figura 1.1.

A CO é a entidade responsável por prover o serviço DSL. Na CO encontra-se a DSLAM (*Digital Subscriber Line Multiplexer*) equipamento cuja função é receber e enviar os dados da rede mundial de computadores (*internet*) ao usuário.

O canal DSL, como descrito na Seção 1.1, é o cabo telefônico comum utilizado para transmissões de voz. O envio de sinais de voz e dados pelo mesmo canal torna-se possível pela modulação dos sinais DSL em frequências bem maiores que os sinais originados em conversas telefônicas.

Do lado do usuário encontra-se o CPE, equipamento responsável por receber e enviar informações do cliente à CO. Tem-se como exemplo deste equipamento o modem residencial do serviço Velox da empresa Oi (antiga Telemar).

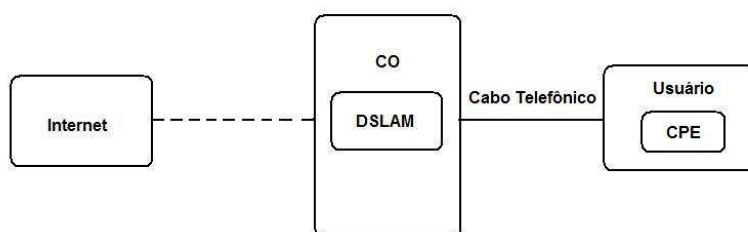


Figura 1.1: Entidades de uma rede DSL

Embora os elementos de uma rede DSL sejam formados por estas entidades, o DSL é

composto por uma família de várias tecnologias, como descreve a próxima seção.

1.1.2 Tecnologias DSL

O termo DSL é definido como o serviço de suporte ao tráfego de linha de alta velocidade, sendo a sigla xDSL usada para descrever a tecnologia de transmissão. As principais tecnologias xDSL são listadas na Tabela 1.1, cujos dados foram retirados de [Fon05], [Awa06] e [Awa03]. Com base nesta tabela é feita uma breve descrição de duas das mais importantes: ADSL (por ter o maior número de usuários) e VDSL (por alcançar altíssimas taxas de transmissão).

Tabela 1.1: Tecnologias xDSL

Ano	xDSL	Taxa de dados	Máximo alcance do laço	Tipo de serviço	Aplicações	Modulação	Padrão
1992	HDSL	1,5 Mb/s	2,7 km	DS1	Dados e voz	2B1Q	ITU G.991.1
1995	ADSL Full	192 Kb/s - 8 Mb/s DS 64 - 900 Kb/s US	5 km	Dados e POTS	Internet e dados	DMT	ITU G.992.1 T1.413
1998	HDSL2	1,5 Mb/s	2,7 km	DS1	Dados e voz	TC-PAM	T1.418
1998	SDSL	256 Kb/s - 2 Mb/s	5 km	Somente dados	Dados	2B1Q	-
1999	ADSL Lite	256 Kb/s - 1,5 Mb/s DS 64 - 400 Kb/s US	5 km	Dados e POTS	Internet e dados	DMT	ITU G.992.2
2000	HDSL4	1,5 Mb/s	3,3 km	DS1	Dados e voz	TC-PAM	-
2000	SHDSL	192 Kb/s - 2,3 Mb/s	6 km	Dados e voz digitalizada	Dados e voz	TC-PAM	ITU G.991.2
2001	VDSL	12 - 52 Mb/s DS 5 - 26 Mb/s US	1 km	Dados e POTS	HDTV, internet e dados	Múltiplas	ITU G.993.1
2002	ADSL2	3 - 12 Mb/s DS 100 Kb/s - 1 Mb/s US	5 km	Dados e POTS	Dados e voz	DMT	ITU G.992.3 ITU G.992.4
2003	ADSL2+	3 - 25 Mb/s DS 100 Kb/s - 1 Mb/s US	5 km	Dados e POTS	Dados e voz	DMT	ITU G.992.5
2006	VDSL2	35 - 140 Mb/s DS 10 - 100 Mb/s US	1 km	Dados	Dados, vídeo e voz	Múltiplas	ITU G.993.2

- ADSL: O ADSL (*Assymetrical Digital Subscriber Line*) é a tecnologia DSL mais utilizada no Brasil. O sistema foi desenvolvido entre 1991 e 1995 como método para transmissão de vídeos em banda larga [Che98]. O ADSL utiliza banda de transmissões diferentes para *upstream* e *downstream* de modo que o sinal é separado como se o usuário estivesse utilizando diferentes conexões de fios. Além disso é utilizado o processo de modulação DMT (*Discrete Multitone Modulation*) onde o canal é dividido em 256 sub-bandas espaçadas umas das outras de aproximadamente 4 kHz podendo cada uma alocar mais de 11 bits dependendo do nível de ruído na linha durante as transmissões.

- VDSL: O VDSL (*Very High Speed Digital Subscriber Line*) foi desenvolvido como uma tecnologia de propósitos gerais para aplicações multimídia [Che98]. Embora seja menos utilizada no Brasil, limitando-se a metrópoles como Rio de Janeiro e São Paulo, é uma tecnologia que consegue taxas de transmissão superiores as oferecidas pelo ADSL. Isso ocorre pois os sinais são modulados em frequências bem maiores (largura de banda de 12 MHz), permitindo que o sistema alcance taxas de até 52 Mb/s em *downstream*.

Embora os equipamentos utilizados nas transmissões DSL (DSLAM e CPEs) mudem de acordo com a família empregada, o canal de transmissão utilizado é o mesmo: o cabo telefônico comum. Com isto fica claro que as interferências nativas do canal são aplicáveis a todas as tecnologias pertencentes ao DSL. A próxima seção descreve o principal fator interferente em transmissões que utilizam cabo metálico como canal, o *crosstalk*.

1.2 *Crosstalk*

O *crosstalk* (linha cruzada) nada mais é que uma interferência mútua causada pelo acoplamento eletromagnético existente entre os pares de fios de cobre contidos em um mesmo cabo. Um cabo é formado por diversos *binders*, um *binder* por sua vez é formado por diversos pares trançados de fio de cobre agrupados em quantidades que variam de 20 a 100. A transmissão de sinais pelo par trançado, sejam eles de dados ou voz, gera variações de corrente elétrica no mesmo. Um condutor elétrico carregando corrente variante no tempo gera ao seu redor um campo magnético. Como a blindagem dos pares trançados é fraca, esse campo magnético também variante no tempo gera correntes elétricas nos outros pares vizinhos [Mor06].

De forma simples o *crosstalk* pode ser caracterizado como um vazamento de sinal de uma linha qualquer a outras linhas adjacentes. Seu efeito é bastante conhecido pela maioria das pessoas quando se trata de transmissão de voz, é comum presenciarmos linhas cruzadas durante conversas telefônicas.

Entretanto o *crosstalk* é sensível à frequência e nível de potência do sinal em exposição, sendo bem mais acentuado para transmissões DSL. Isso ocorre devido ao fato da energia de acoplamento em altas frequências ser maior do que em baixas frequências, logo se dois sinais são transmitidos em iguais valores de potência o nível de interferência de *crosstalk* entre os mesmo será maior na faixa de altas frequências, ou seja, na faixa de operação do DSL. Além disso o ruído de *crosstalk* também é proporcional a potência do sinal de distúrbio (proveniente

do sistema interferente), quanto mais forte for o sinal de distúrbio maior será o ruído de *cross-talk*, o que justifica o uso da técnica de limitar a energia dos sinais aplicados na rede como um meio de controlar este tipo de interferência [Fon05].

O *crossstalk* pode ser de dois tipos, *Near-End Crosstalk* (NEXT) e *Far-End Crosstalk* (FEXT), que diferem entre si pela direção de vazamento do sinal. O NEXT se caracteriza por interferentes transmitindo na direção oposta da transmissão do usuário de interesse. O FEXT, ao contrário, se caracteriza por interferentes transmitindo na mesma direção de transmissão do usuário de interesse. As Figuras 1.2 e 1.3 ilustram a forma de atuação de NEXT e FEXT respectivamente.

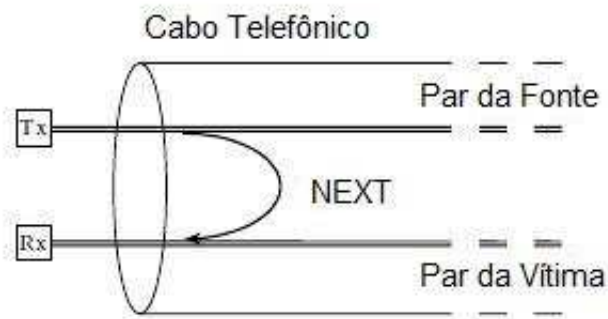


Figura 1.2: *Near-End Crosstalk* - NEXT

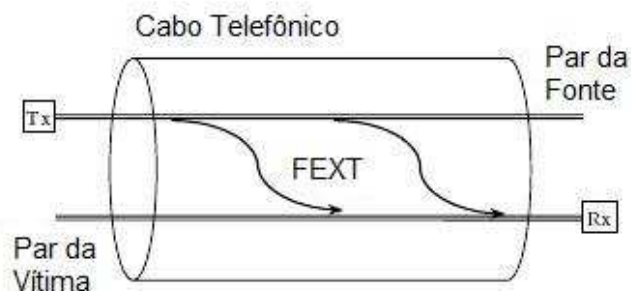


Figura 1.3: *Far-End Crosstalk* - FEXT

Dentre os dois o NEXT pode ser considerado como sendo mais nocivo, justamente devido ao fato do transmissor do sinal e receptor do ruído estarem mais próximos. Para sistemas DSL

onde transmissor e receptor utilizam a mesma banda para *upstream* (transmissão do provedor ao usuário) e *downstream* (transmissão do usuário ao provedor) o NEXT pode ser considerado como um grande limitador na qualidade da transmissão [GDJ06]. Esta interferência pode ser contornada através do uso de técnicas de divisão de frequência como FDD (*Frequency Division Duplex*), onde existem bandas distintas para *upstream* e *downstream*. Este tipo de técnica é utilizada em sistemas ADSL e VDSL por exemplo.

A próxima seção descreve a principal técnica de combate ao *crosstalk* em DSL que é conhecida como DSM (*Dynamic Spectrum Management* - Gerenciamento Dinâmico do Espectro).

1.3 DSM

O DSM pode ser definido como um conjunto de técnicas de coordenação de espectro (ou processamento conjunto dos sinais de transmissão), cujo objetivo é minimizar ao máximo *crosstalk* existente em redes de acesso DSL [Fon05]. Este controle é feito ajustando-se os espectros de transmissão do modem de cada usuário da rede de acordo com o nível de ruído do canal. Por exemplo, um usuário com muito ruído na linha pode ter a potência de seu sinal aumentada enquanto que um usuário com pouca interferência pode ter sua potência de sinal reduzida de modo em que se tenha um equilíbrio das taxas de transmissão. Este controle é realizado por uma entidade chamada SMC (*Spectrum Management Center*) localizada junto a DSLAM.

O DSM normalmente pode ser classificado em três níveis, de acordo com seu nível de complexidade e grau de coordenação aplicada a seus algoritmos [Fon05]:

- **DSM nível 0:** Corresponde ao gerenciamento estático do espectro (*Static Spectral Management* - SSM). Na verdade, o nível 0 indica que as técnicas de controle dinâmico de potência utilizadas pelo DSM não são aplicadas, e o gerenciamento de espectro é realizado de forma estática, através de máscaras limitadoras de potência. A coordenação estática do espectro é detalhada no padrão T1.417, documento atualmente utilizado como referência para estabelecer a compatibilidade espectral dos sistemas DSL.
- **DSM nível 1:** Os algoritmos pertencentes a este nível são caracterizados por permitir autonomia aos modems no processo de adaptação do espectro de transmissão, portanto não há coordenação entre usuários no processo de gerenciamento dinâmico neste nível.

- **DSM nível 2:** A coordenação multi-usuário ocorre efetivamente neste nível através do SMC responsável por processar as informações referentes às densidades espectrais de potência de transmissão. O SMC contém informações de linha e da dinâmica de cada usuário na rede, que são utilizadas pelos algoritmos para melhor aplicar as técnicas de coordenação de múltiplos usuários. Tal fato que caracteriza uma perda de autonomia dos modems, embora o desempenho do sistema seja significativamente maior.
- **DSM nível 3**, conhecido como modo vetorizado ou **MIMO** (*Multiple Input Multiple Output*): O nível 3 corresponde a uma evolução do nível 2, na qual a transmissão dos sinais é feita de forma vetorizada. Tal vetorização pode ser unilateral (apenas na CO) ou bilateral (CO e CPEs). Os sofisticados sistemas de DSM nível 3 usam métodos de transmissão mutli-usuários que precisam do processamento conjunto dos sinais de transmissão de usuários DSL no mesmo *binder*. Mitigação de *crosstalk* é possível sob essas condições, e é isso que diferencia o DSM nível 3 dos níveis 1 e 2, que permitem apenas evitar o *crosstalk* por meio de alocações de potência autônomas (nível 1) e coordenadas (nível 2).

As informações presentes até aqui descrevem de forma geral os principais componentes e características da tecnologia DSL. Os próximos capítulos descrevem os resultados obtidos em realizações de experimentos para caracterização e modelagem de *crosstalk* e ruído impulsivo nestes sistemas e encontram-se organizados de acordo com a próxima seção.

1.4 Organização e Contribuições do Trabalho

A busca pela excelência na qualidade do DSL esbarra na solução de alguns obstáculos que são inevitáveis neste tipo de transmissão. Dentre estes pode-se citar o *crosstalk*, descrito na Seção 1.2, e o ruído impulsivo. O presente trabalho apresenta testes e experimentos laboratoriais para medir, modelar e caracterizar estes ruídos, os quais são de grande importância para o aperfeiçoamento e evolução do DSL, realizados junto ao Grupo DSM do Projeto Ericsson-UFPA, um dos principais projetos de pesquisa em DSL do Brasil.

O Capítulo 2 descreve os resultados laboratoriais para o cálculo das taxas de transmissão alcançadas por sistemas DSL operando em altas frequências utilizando cabos de curto alcance como canal. Para obtenção dos resultados, uma campanha de medições de funções de transferência e *crosstalk* (FEXT) foi realizada no Laboratório de DSL da Universidade Federal do Pará (UFPA) - LABIT. Estes dados foram posteriormente comparados a modelos matemáticos

existentes na literatura e reiteram a validade dos testes. Posteriormente as informações foram aplicadas a um *software* responsável pelo cálculo final das taxas de transmissão para diferentes cenários. Os resultados mostram a melhoria proporcionada com a utilização de técnicas de combate ao *crosstalk*.

Este tipo de estudo é importante pois é aplicável aos novos sistemas de transmissão de dados que utilizam ambientes mistos entre fibra óptica e cabo telefônico de par trançado como canal. Dentre estes sistemas pode-se citar a: FFTH, FTTN, FTTC, FTTB. Embora este tipo de arquitetura ainda seja pouco difundida, com o passar dos anos é natural que ocorra um devido crescimento, principalmente pelo fato de que os custos de implementação e instalação da fibra estejam sendo reduzidos.

Esta pesquisa teve como resultado um artigo publicado em congresso internacional do IEEE no 16th International Conference on Telecommunications, [AMK09].

O Capítulo 3 descreve um sistema para medição e caracterização de ruído impulsivo na rede telefônica utilizada como canal DSL. O capítulo começa com o levantamento do estado da arte através da descrição de modelos estatísticos existentes na literatura para caracterização do ruído impulsivo. Estes modelos são o incentivo para o desenvolvimento de um sistema digitalizador, *front-end*, da linha telefônica composto por elementos de *hardware* e *software*. Através de medições realizadas por este sistema, ocorrências reais do distúrbios podem ser analisadas e os dados utilizados na composição de novos modelos matemáticos que descrevam o comportamento do fenômeno.

A relevância deste estudo é dada pois uma das lacunas que os grupos da UFPA, e de outras instituições de pesquisa, vêm observando é a inexistência de dados práticos para validação ou construção de novos modelos estocásticos para descrição de ruído impulsivo em sistemas DSL, tais como histograma de amplitudes, duração do ruído e intervalo de ocorrências. O capítulo termina com a proposta de melhoria do sistema onde a fonte causadora do ruído também possa ser identificada.

Encerrando o trabalho, o Capítulo 4 apresenta as conclusões finais.

Capítulo 2

Capacidade de Sistemas DSL Operando em Altas Frequências sobre Cabos de Curto Alcance

2.1 Introdução

Desde o seu surgimento na década de 1990 [Fon05] os sistemas DSL são o meio de acesso a transmissão de dados em banda larga mais atraentes e conseqüentemente mais utilizados ao redor do mundo, com estimativas atuais de 200 milhões de usuários [JHC08]. Grande parte do sucesso da tecnologia provém do fato do custo benefício aplicado, tanto por parte das operadoras como por parte dos clientes do serviço. Como o canal de transmissão utilizado é o cabo telefônico de par trançado comum faz-se pouca necessidade de grandes investimentos em infraestrutura pois, como se sabe, o parque telefônico está amplamente consolidado e operante em praticamente todo o globo. Sendo assim os custos de implantação e manutenção caem bruscamente tornando a tecnologia um grande atrativo.

Apesar disso, hodiernamente, outros meios de acesso vêm buscando ninchos de mercado consumidor no cenário mundial, dentre eles destaca-se a fibra óptica.

A fibra óptica pode ser considerada a grande concorrente dos sistemas DSL pelo fato de conseguir taxas de transmissão consideravelmente superiores. Isto ocorre pois a mesma possui uma largura de banda muito maior quando comparada ao cabo de cobre [Mor06]. Por outro lado sua desvantagem esbarra na grande vantagem do DSL, o custo. A fibra óptica por ser um meio de transmissão relativamente novo (quando comparado ao cabo telefônico) necessita de grandes

intervenções para instalação. São poucas as cidades que possuem uma rede de fibra óptica amplamente consolidada e operante. Além disso os custos para manutenção são elevados e o processo não é simples. Qualquer rompimento físico do meio necessita de equipamentos especializados e caros durante o processo de reparo (como equipamentos de fusão de fibra por exemplo).

Entretanto, com o passar dos anos, é natural que o parque de fibra óptica seja ampliado e torne-se operante em grande parte do globo incluindo conglomerados urbanos e possivelmente zonas rurais, embora seja muita pretensão deste autor prever o futuro.

Sabendo disso sistemas DSL vêm ganhando grande interesse nos últimos anos por novas arquiteturas como a *fiber to the basement* (FTTB), *fiber to the curb* (FTTC), *fiber to the node* (FTTN) e *fiber to the home* (FTTH) [KSLY05]. Neste tipo de arquitetura o meio de acesso é composto por um ambiente misto entre fibra óptica e cabo de par trançado. A ideia principal é termos grandes segmentos de fibra saindo das centrais telefônicas, se espalhando pelas cidades, e terminando em regiões pré determinadas como esquinas ou centrais de distribuição de bairros. A partir daí, pequenos segmentos de par trançado variando de 50 m a 500 m por exemplo (bem menores que 2 km a 3 km geralmente utilizados pelo ADSL) continuariam e finalmente terminariam na residência dos consumidores finais. A Figura 2.1 ilustra este cenário de transmissão.

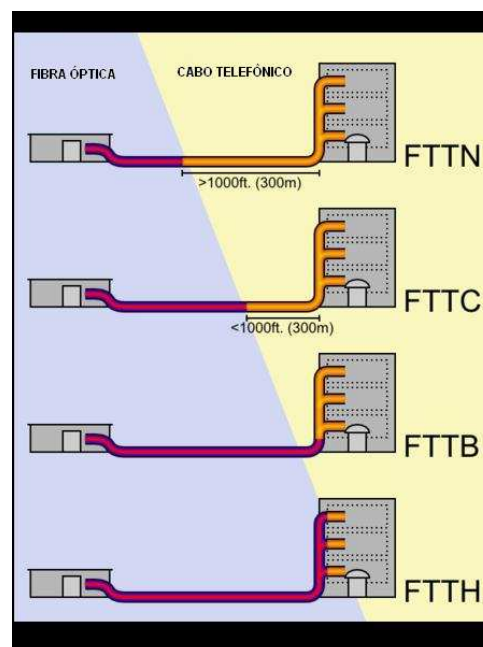


Figura 2.1: Arquiteturas mistas entre fibra óptica e DSL.

Sabendo que uma dos grandes problemas de sistemas de comunicação cabeados, *wireline*,

é a atenuação causada ao sinal pelo aumento da frequência e pelo aumento do tamanho do cabo (além do *crosstalk* causado pelo acoplamento eletromagnético em transmissões provenientes de cabos vizinhos), a diminuição do tamanho do cabo possibilitaria a utilização de faixas de frequência inexploradas pelos atuais padrões DSL (como ADSL e VDSL) tendo em vista que a atenuação imposta a estes sinais seria drasticamente reduzida. A literatura ainda é incerta mas utilizaremos o termo *Ultra Wideband* (UWB) para referenciar estas frequências. Além disso o *crosstalk* seria reduzido devido a diminuição do número de cabos em paralelo que percorreriam estas curtas distâncias e técnicas modernas de DSM poderiam lidar com o problema. Com estas informações pode-se imaginar que a utilização de cabos de curto alcance operando em altas frequências (quando comparados aos padrões DSL atuais) e utilizando técnicas de DSM, como MIMO, possibilitará o aumento significativo das taxas de transmissão alcançadas [MirO⁺06].

Este capítulo descreve experimentos realizados para a obtenção de taxas alcançadas neste tipo de cenário. Para obtenção dos resultados cabos reais foram utilizados através de uma campanha de medições de funções de transferências e FEXT. Os resultados das medições foram comparados com extrapolações de modelos de canais existentes para baixas frequências, ou seja, analisou-se se esses modelos atuais podem ser utilizados como base para criação de modelos UWB. Posteriormente os dados foram importados e aplicados a um *script* MATLAB que gerou os resultados utilizando equações consolidadas na literatura para diferentes cenários de transmissão. Os resultados nos mostram taxas próximas a 0,77 Gb/s para transmissões em cabos de 50 m por exemplo [AMK09].

2.2 Modelagem do Canal de Transmissão

As transmissões DSL em UWB são um campo ainda inexplorado e nebuloso, por isso um elemento chave para a análise da performance destes sistemas é a modelagem de seu canal. Através do modelo é possível analisar variáveis importantes que descrevem as características do canal quando sujeito a transmissões sem interferências (chamada transferência direta) caracterizado pela *insertion loss*, ou pelo comportamento do canal quando sujeito as interferências nativas da linha, como FEXT e NEXT.

As características de transmissão do cabo metálico de par trançado podem ser perfeitamente caracterizadas por seus quatro parâmetros primários: resistência R , indutância L , capacitância C e condutância G , ou por simplificação $RLCG$, que podem ser obtidos através de

equipamentos de medição de alta precisão [Che98]. Os parâmetros R , L e G são variantes com a frequência enquanto C pode ser considerado invariante.

R e L são descritos de acordo com as Equações 2.1 e 2.2, onde os parâmetros a , b , c e d são empíricos:

$$R(f) = a + b\sqrt{f}, \quad (2.1)$$

$$L(f) = c + \frac{d}{\sqrt{f}}, \quad (2.2)$$

Ligados diretamente aos parâmetros primários estão a impedância característica Z_0 e a constante de propagação y , também conhecidos como parâmetros secundários, relacionados diretamente a frequência e descritos pelas Equações 2.3 e 2.4 respectivamente, onde $s=j2\pi f$:

$$Z_0(s) = \sqrt{\frac{R(f) + sL(f)}{G(f) + sC(f)}}, \quad (2.3)$$

$$y(s) = \sqrt{(G(f) + sC(f))(R(f) + sL(f))}, \quad (2.4)$$

Baseado nos parâmetros secundários podemos achar a chamada matriz $ABCD$ que descreve a relação entre corrente/tensão de entrada e saída de dispositivos eletrônicos de duas portas, tais como pares metálicos, para uma determinada distância. Isto torna conveniente a análise de modelos complexos como aqueles que apresentam secções concatenadas de diferentes bitolas e muitas derivações [MiRJ⁺06]. A Figura 2.2 ilustra um circuito geral de duas portas, onde V_1 e I_1 são tensão e corrente de entrada e V_2 e I_2 são tensão e corrente de saída respectivamente.

A relação entre tensão/corrente de entrada e saída pode ser descrita por:

$$V_1 = AV_2 + BI_2, \quad (2.5)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2, \quad (2.6)$$

Ou em formato matricial:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}, \quad (2.7)$$

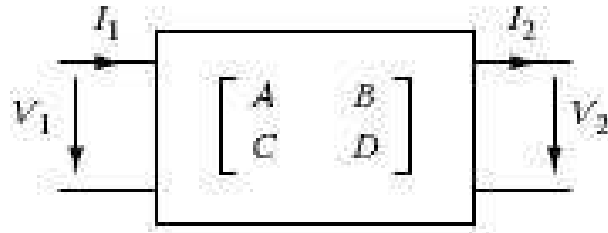


Figura 2.2: Circuito de duas portas modelado pela matriz $ABCD$.

Embora a matriz $ABCD$ seja muito útil para modelarmos grandes topologias, um *loop* qualquer de tamanho d pode ser perfeitamente caracterizado por sua constante de propagação [Che98], sendo sua função de transferência é dada por:

$$H(d, s) = \epsilon^{-dy(s)} = \epsilon^{-d\alpha(f)} \epsilon^{-jd\beta(f)}, \quad (2.8)$$

$y(s)$ é descrito na Equação 2.4, enquanto $\alpha(f)$ e $\beta(f)$ são ambas funções reais da frequência que podem ser desenvolvidas matematicamente tornando a Equação 2.8 da seguinte forma:

$$H(d, f) = \epsilon^{-d(k_1\sqrt{f}+k_2f)} \epsilon^{-jdk_3f}, \quad (2.9)$$

Onde d é dado em milhas e f em Hertz.

Este modelo matemático proposto por Chen [Che98], Equação 2.9, fora inicialmente criado para modelagem de sistemas DSL operando em baixas e médias frequências, até 30 MHz, convenientes para os atuais padrões ADSL, ADSL2+, VDSL e VDSL2. Entretanto, [MiRJ⁺06] e [MirO⁺06] propõe que extrapolações (análises) deste modelo para altas frequências (100 MHz por exemplo, como é o caso de UWB) podem ser realizadas para análise de comportamento do canal sem grandes problemas. Seguindo este raciocínio extrapolações dos modelos de FEXT e NEXT propostos pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) também são válidos quando analisados neste contexto. Os modelos ETSI de FEXT e NEXT [vdB01] são descritos nas Equações 2.10 e 2.11 respectivamente:

$$H_F(L, f) = k_{XF} \frac{f}{f_0} \sqrt{\frac{L}{L_0}} | H_{IL}(f, L) |, \quad (2.10)$$

$$H_N(L, f) = k_{XN} \left(\frac{f}{f_0}\right)^{0,75} \sqrt{1 - |H_{IL}(f, L)|^4}, \quad (2.11)$$

Onde $f_0 = 1$ MHz, $L_0 = 1$ km, $k_{XF} = 10^{-\frac{45}{20}}$, $k_{XN} = 10^{-\frac{50}{20}}$, L é dado em metros e f é dado em Hertz.

Estas extrapolações de modelos tornam-se de grande importância na análise dos resultados obtidos nas medições de cabos reais, que serão mostrados a seguir.

2.3 Campanha de Medições de Canais DSL Operando em UWB

Através de campanhas de medições de cabos telefônicos reais pode-se verificar na prática a confiabilidade da extrapolação dos modelos matemáticos propostos na Seção 2.2, bem como verificar o comportamento de sistemas DSL quando submetidos a transmissões em altas frequências, ou UWB, um campo ainda inexplorado e de grande importância para o desenvolvimento do DSL. Com este objetivo uma campanha de medições para cabos de curta distância adequados as arquiteturas híbridas que utilizam DSL e fibra óptica, como a *FFTC* e *FTTB* descritas na Seção 2.1, foi realizada no Laboratório DSL da Universidade Federal do Pará - LABIT, durante os meses de Agosto, Setembro e Outubro de 2008.

Durante os experimentos foram medidas funções de transferência diretas e FEXT para cabos de 50 m e 200 m, com bitola de diâmetro 0,4 mm e 16 pares internos. Um analisador de rede, (*network analyser*), realizava a coleta dos dados individualmente em cada par para ambos os cabos utilizados. Os parâmetros para medição eram enviados ao analisador via interface GPIB (*General Purpose Interface Bus*), através de um *script* MATLAB, e determinavam as principais características do processo como: faixa de frequência utilizada, o número de sub-bandas, a quantidade de medições e configurações de calibração do analisador. Os resultados obtidos eram gravados em arquivos e importados a outro *script* MATLAB responsável pela análise dos dados.

As seções a seguir descrevem os equipamentos e *setup* utilizados durante as medições, bem como os resultados obtidos comparados aos modelos matemáticos extrapolados.

2.3.1 Equipamentos e *Setup* Utilizados

Os equipamentos utilizados durante os testes foram:

- Agilent *Network Analyzer* 4395A;
- 2 *Baluns* North Hills 0301BB (10 kHz-600 MHz, 50 Ω UNB, 100 Ω Bal);
- Agilent 87512A (*Signal Splitter - measurement B/R*);
- Resistores casadores de impedância de 100 Ω ;
- Conectores *trim trio* (macho e fêmea);
- Cabo 1: Cabo TEL 481 02/016 16x2x0,4 de 50 m;
- Cabo 2: Cabo TEL 481 02/016 16x2x0,4 de 200 m;

Primeiramente cabos de 50 m e 200 m pertencentes ao conjunto de cabos do laboratório foram escolhidos de forma aleatória para realização dos experimentos. Adiante, conectores *trim trio* (macho e fêmea) foram soldados nos terminais de cada um dos 16 pares de fios pertencentes aos cabos escolhidos. Para cada medição os pares envolvidos eram ligados ao analisador de rede através dos *baluns* North Hills (responsáveis pelo processo de balanceamento e desbalanceamento do sinal) [Agi00], resistores de 100 Ω eram utilizados como casadores de impedância pois simulam o efeito de um modem DSL ligado à linha telefônica. A Figura 2.3 ilustra um diagrama de blocos representando a montagem dos equipamentos.

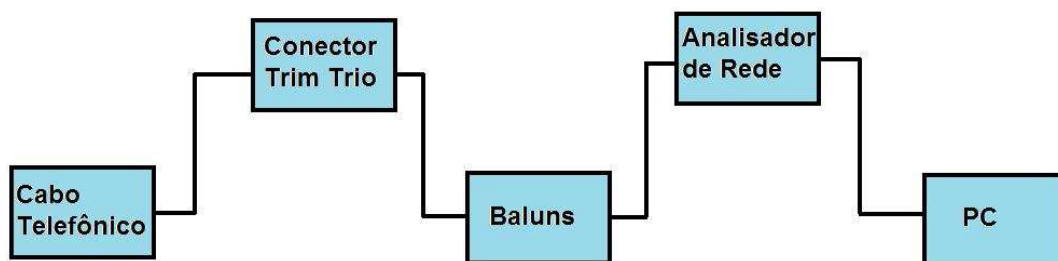


Figura 2.3: Diagrama de blocos representando a montagem dos equipamentos.

É válido citar que condições de temperatura e humidade foram mantidas praticamente constantes durante a realização dos testes, além disso testes iniciais mostraram que o resultado

das medições utilizando o conector *trim trio* não apresentaram grandes discrepâncias quando comparados as medições utilizando o conector comercial RJ-11.

As Figuras 2.4, 2.5, 2.6 e 2.7 ilustram os equipamentos reais utilizados, como o analisador de rede, os *baluns*, os conectores *trim trio* e os cabos medidos.

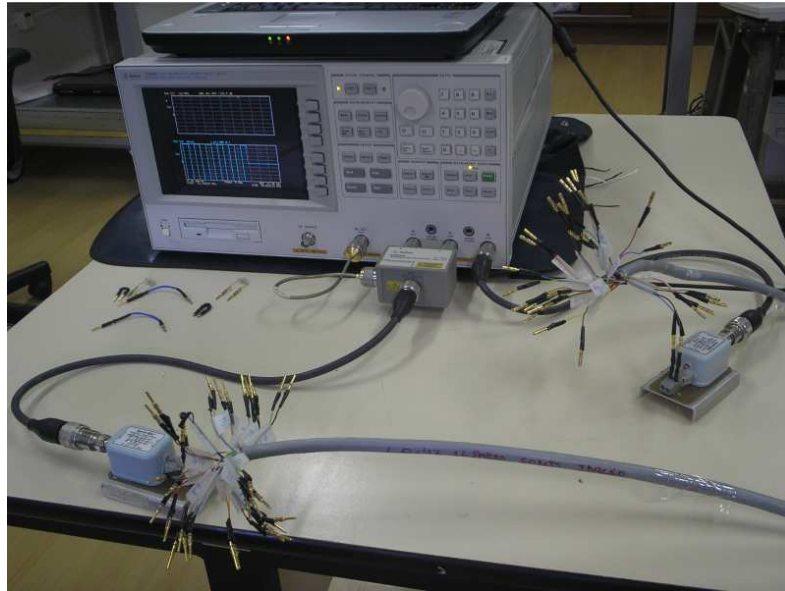


Figura 2.4: Visão geral dos equipamentos: analisador de rede, *baluns*, conectores *trim trio* e cabos utilizados.

O processo de medição foi gerenciado por um *script* MATLAB que operava do seguinte modo: calibrava o analisador afim de eliminar qualquer resultado incoerente na medição, se-tava no equipamento os parâmetros definidos pelo usuário como faixa de frequência utilizada e número de medições, realizava a medição, verificava possíveis erros através de pontos discrepentes utilizando o teste de Dixon e gravava o resultado em um arquivo binário. Baseado no teste de Dixon foi estabelecido que 3 medições garantiriam a confiabilidade dos resultados obtidos.

O *setup* dos parâmetros foi definido como:

- Frequência inicial: 0 Hz;
- Frequência final: 200 MHz;
- Número de sub-bandas: 6;
- Número de medições para cada par: 3;



Figura 2.5: Baluns e conectores *trim trio* utilizados nas interfaces de calibração.

- Calibrações: *short*, *open* e *through*;
- Tempo de *sweep*: 352,4 ms;
- *Display* do canal 1: Magnitude;
- *Display* do canal 2: Fase;

2.3.2 Resultados e Comparação com os Modelos

Os dados obtidos ao término do processo foram importados a um *script* MATLAB responsável pela análise das informações. Os resultados foram comparados com a extrapolação dos modelos matemáticos de função de transferência direta (*insertion loss*) e FEXT descritos na Seção 2.2, levando em consideração 3 análises: pior medição, melhor medição e média das medições. Os resultados são mostrados nas Figuras 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11.

No caso do cabo de 50 m o modelo matemático para função de transferência direta mostrou-se conservativo, ou seja, os testes provaram que até para o pior caso medido o comportamento do canal está acima do esperado pelo modelo. O mesmo ocorreu para as medições de função de transferência do cabo de 200 m, onde a medição máxima, a média das medições e a medição mínima também se comportaram melhor que o previsto, comprovando que o modelo é realmente conservativo, como era de se esperar. Para as medições de FEXT do cabo de

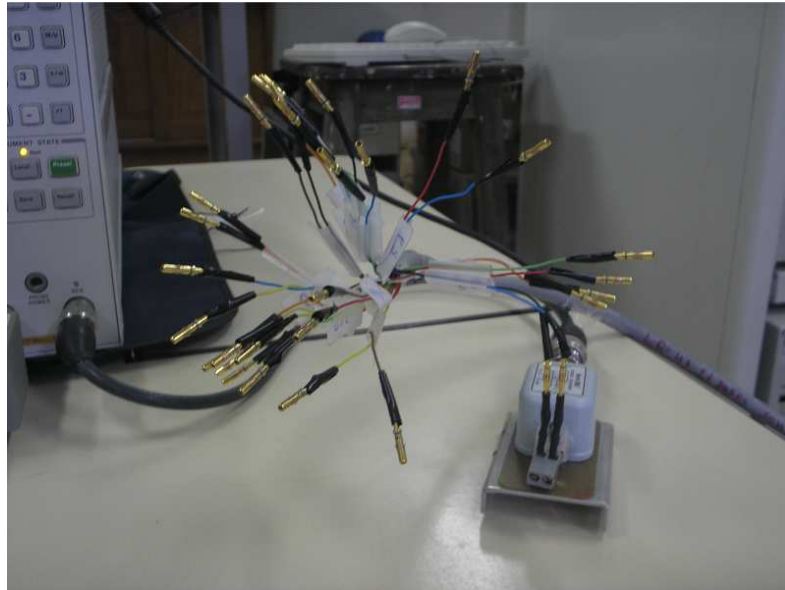


Figura 2.6: Cabo utilizado nos experimentos.

50 m embora a pior medição ultrapasse o estabelecido pelo modelo pode-se dizer que este se comporta como um bom exemplo de pior caso, visto que seu resultado está, ainda assim, acima da média das medições realizadas para esta configuração. No caso das medições de FEXT do cabo de 200 m o comportamento foi ainda melhor, se comparado a medição de FEXT do cabo de 50 m. Neste caso o modelo esteve ainda mais próximo da pior medição, comprovando que o modelo tenta sempre se aproximar do pior caso real.

Os resultados provaram que extrapolações de modelos matemáticos são uma ótima ferramenta para análise do comportamento de sistemas DSL em altas frequências, pois como mostrado (em três dos quatro casos) o pior resultado medido se comportou melhor que o resultado descrito pelo modelo, o que confirma que o modelo tenta sempre descrever o pior caso possível. E embora os piores resultados de FEXT do cabo de 50 m tenham ultrapassado os limites do modelo, este pode ser considerado um bom exemplo de pior caso já que seu comportamento foi bem melhor que o alcançado na média.

É importante descrever que este tipo de análise comportamental não inclui conclusões detalhadas sobre níveis de potência dos sinais medidos. Pode-se verificar diferenças de até 3 dB no caso dos resultados para *insertion loss* do cabo de 50 m por exemplo. O impacto destas diferenças podem ter fator relevante quando analisadas em outro tipo de situação. Sendo assim, este trabalho limitou-se ao estudo analítico do comportamento dos canais.

As medições de cabos reais de curto alcance em altas frequências para DSL é o passo

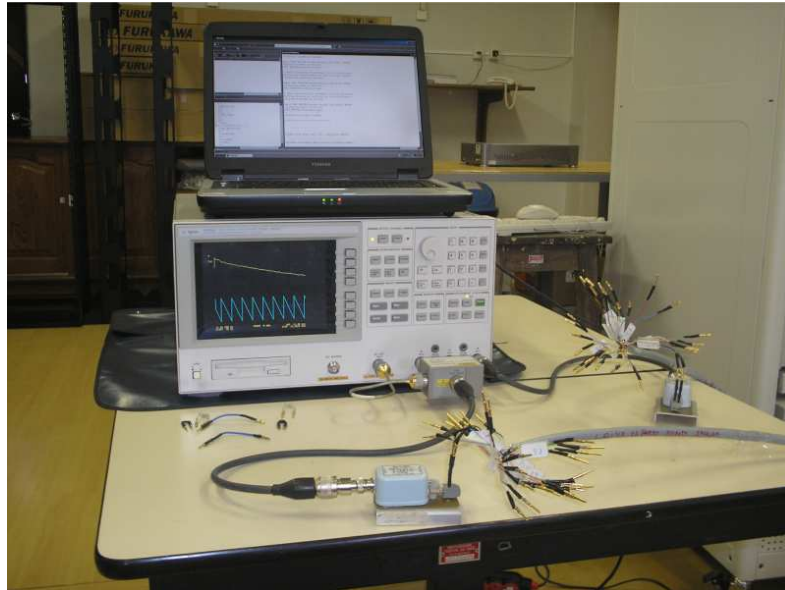


Figura 2.7: Medição de função de transferência.

inicial para análise de um elemento importantíssimo, a capacidade de transmissão destes canais, que será mostrado na próxima seção.

2.4 Capacidade de Canais DSL em UWB

A capacidade de transmissão de um dado canal, por linhas gerais, descreve a quantidade de informação suportável a transitar por este meio. Estudos sobre capacidade de canal são um alicerce básico em sistemas de telecomunicações e tem em Shannon suas principais referências [KS LY05].

Transmissões em sistemas DSL são limitadas pelas características do cabo telefônico de par trançado (diretamente ligadas a faixa de frequência utilizada e ao tamanho do cabo) e pelo ruído implícito durante a transmissão. Dito isto, informações que descrevam perfeitamente o canal como sua função de transferência direta e seu comportamento diante de *crosstalk* são de grande importância para avaliação das taxas de transmissão alcançadas.

Segundo [CT91] a capacidade de um canal depende diretamente da relação entre a potência do sinal enviado e a potência do ruído no meio, conhecida como SNR (*Signal to Noise Ratio*). Para um *loop* DSL qualquer a capacidade do canal é dada por [KS LY05]:

$$C = \int_{BW} \log_2(1 + \text{SNR}(f))df, \quad (2.12)$$

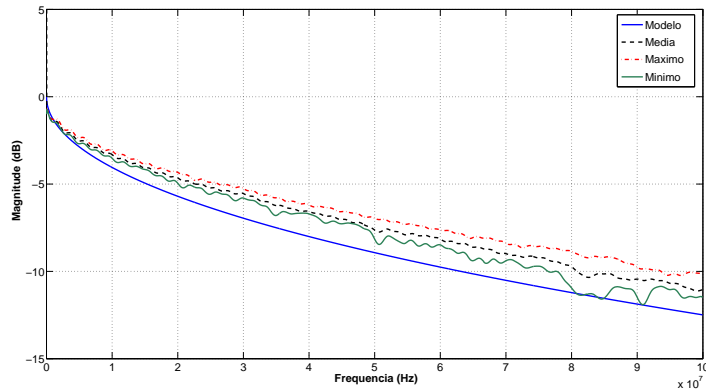


Figura 2.8: Função de transferência direta para o cabo de 50 m.

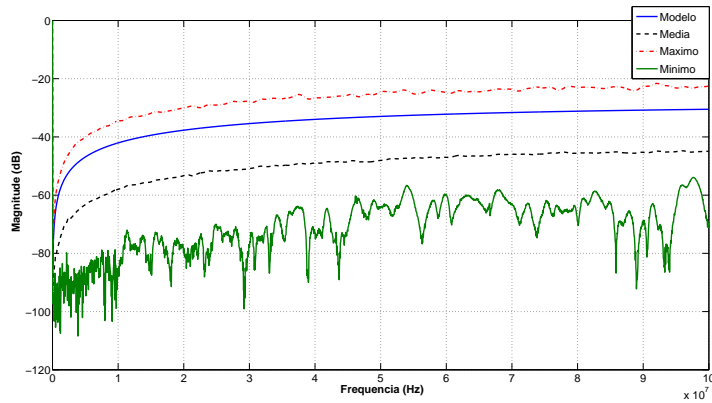


Figura 2.9: FEXT para o cabo de 50 m.

onde BW é a largura de banda de transmissão e a SNR é a relação sinal/ruído dada por:

$$SNR(f) = \frac{|H_{IL}|^2 p(f)}{\sigma^2}, \quad (2.13)$$

onde H_{IL} é a função de transferência direta do canal, $p(f)$ é a densidade espectral de potência do sinal enviado (PSD - *Power Spectral Density*) e σ^2 é a densidade espectral de potência do ruído.

A Equação 2.13 descreve um sistema limitado apenas por interferências causadas pelo ruído de fundo (*background noise*). Considera-se este o melhor caso possível de uma transmissão DSL e seu resultado o parâmetro alvo a se maximizar, embora a presença de *crosstalk* seja iminente.

Para uma transmissão afetada por *crosstalk* a SNR é dada por:

$$SNR(f) = \frac{|H_{IL}|^2 p(f)}{\sigma^2 + \sum_{j=1}^{L_F} |H_{F,j}(f)|^2 p_F(f) + \sum_{i=1}^{L_N} |H_{N,i}(f)|^2 p_N(f)}, \quad (2.14)$$

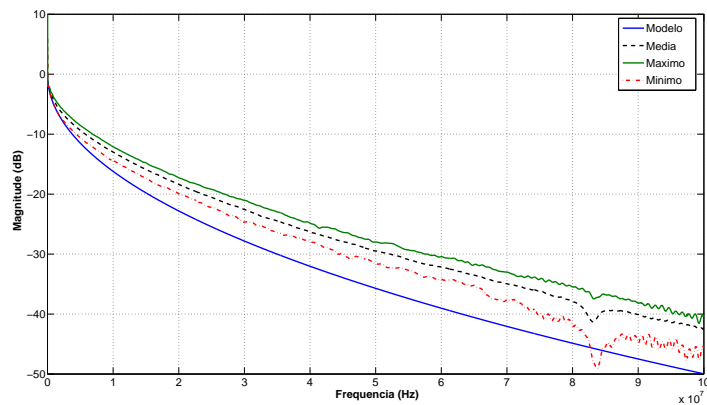


Figura 2.10: Função de transferência direta para o cabo de 200 m.

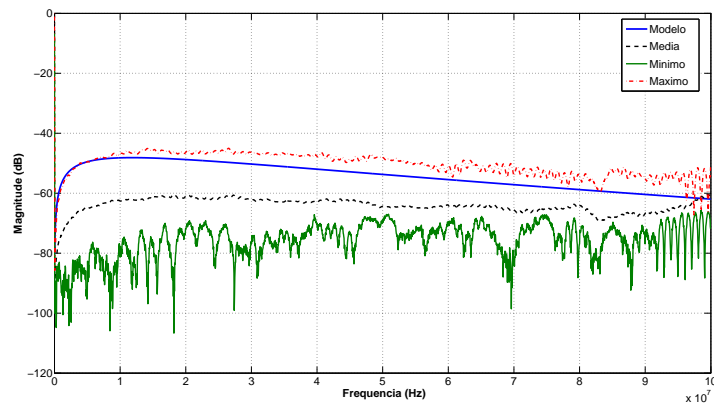


Figura 2.11: FEXT para o cabo de 200 m.

onde $H_{F,j}(f)$ é a função FEXT do j -ésimo canal, $p_F(f)$ é a PSD aplicada ao canal FEXT, $H_{N,i}(f)$ é a função NEXT do i -ésimo canal e $p_N(f)$ é a PSD aplicada ao canal NEXT.

A Equação 2.14 descreve a SNR de um sistema afetado por ambos os tipos de *crosstalk*: FEXT e NEXT. Entretanto embora o *crosstalk* seja iminente em DSL técnicas modernas de transmissão podem ser utilizadas afim de minimizar os efeitos destes distúrbios.

A aplicação de técnicas como o cancelamento de eco (*echo cancellation*) e *Frequency Division Duplex* (FDD), na qual faixas de frequências diferentes são alocadas para *upstream* e *downstream*, possibilitam a mitigação do NEXT, neste caso apenas o FEXT é a parcela causadora de interferências provenientes de *crosstalk* [KSly05].

Considerando a aplicação das técnicas de mitigação de *crosstalk* descritas, e assumindo que as PSDs utilizadas nas transmissões são iguais [KSly05], a Equação 2.14 pode ser reescrita

como:

$$SNR(f) = \frac{|H_{IL}|^2}{\frac{\sigma^2}{p(f)} + \sum_{j=1}^{L_F} |H_{F,j}(f)|^2}, \quad (2.15)$$

As equações para o cálculo das capacidades, bem como as respectivas SNRs, descritas até aqui são válidas para obtenção de resultados de sistemas SISO (*Single Input Single Output*). Técnicas de DSM descritas na Seção 1.3, como as de nível 0, 1 e 2 podem ser aplicadas a este tipo de configuração. Técnicas de DSM modernas, as chamadas nível 3 ou MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) requerem uma outra análise para obtenção destes resultados.

A capacidade de um sistema DSL implementando técnicas MIMO de DSM, onde L é o número de linhas pertencentes ao MIMO, é dada por [KSly05]:

$$C = \int_{BW} \log_2 \det(\mathbf{I} + |H_{IL}(f)|^2 p(f) \mathbf{R}_{nn}^{-1}(f)) df, \quad (2.16)$$

Onde \mathbf{I} é a matriz identidade $L \times L$, $H_{IL}(f)$ é a função de transferência direta do canal (assumida igual para todos os L pares do sistema MIMO), $p(f)$ é a densidade espectral de potência aplicado as linhas (assumida igual para todos os pares) e \mathbf{R}_{nn} é a matriz covariante $L \times L$, de interferência mais ruído presente na saída do sistema MIMO para a frequência f definida como:

$$\mathbf{R}_{nn} = p(f) \mathbf{G}_F(f) \mathbf{G}_F^H(f) + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (2.17)$$

Onde $\mathbf{G}_F(f)$ é a matriz de *crosstalk* $L \times L_F$. Cada elemento (m,l) da matriz é um coeficiente de acoplamento complexo do l -ésimo FEXT interferente à m -ésima linha do sistema vetorizado.

De modo geral a capacidade de sistemas DSL pode ser calculada com o conhecimento do canal direto e do *crosstalk*, além das densidades espectrais de potência do sinal enviado e ruído de fundo. As informações referentes ao *crosstalk* e canal direto utilizadas neste trabalho foram coletadas durante o processo de medição de cabos reais descritos previamente na Seção 2.3, sendo assim a obtenção das capacidades fica diretamente ligada aos níveis de PSD utilizados, que será descrito a seguir.

2.4.1 PSDs de Entrada e Ruído de Fundo

Níveis reais de ruído e densidades espectrais de potência definidos na norma CISPR 22, [IEC98], são a base para a obtenção dos resultados desejados. A norma CISPR 22 define as máscaras de PSDs de acordo com informações físicas dos condutores e equipamentos utilizados, e neste trabalho é aplicada como:

- **PSD de Entrada:** Para frequências de 0-30 MHz as máscaras utilizadas seguem o plano do padrão VDSL2, que é de -60 dBm/Hz. A PSD cai linearmente de -60 para -80 dBm/Hz na frequência de 100 MHz. Este valor garante que um equipamento receptor da transmissão que tenha como características um campo elétrico de força menor que $12 \text{ dB}\mu/\text{m}$, como utilizado nos modems DSL atuais.
- **Nível de Ruído:** A norma descreve níveis de PSD para ruído de -125 dBm/Hz para frequências abaixo de 10 MHz. Este valor cresce linearmente até o nível de -90 dBm/Hz em 30 MHz, permanecendo constante até o final da faixa de frequência utilizada.

A Figura 2.12 ilustra os níveis de ruído e PSDs de entrada utilizados na obtenção das capacidades dos sistemas DSL obtidas neste trabalho.

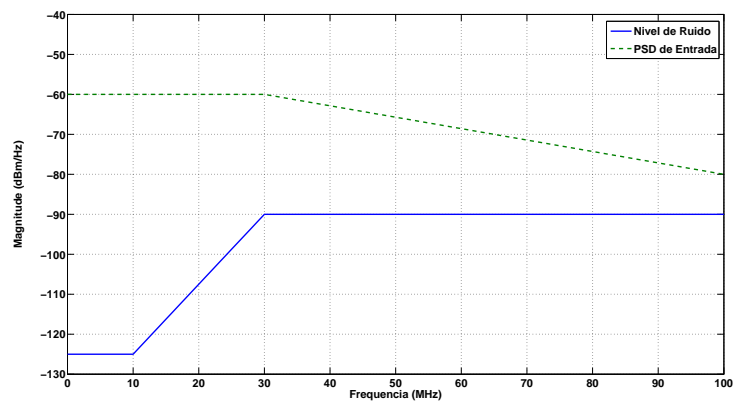


Figura 2.12: PSDs de entrada e níveis de ruído.

2.4.2 Análise e Resultados

De posse de todos os parâmetros necessários: função de transferência direta do canal, *crosstalk*, PSD de entrada e nível de ruído, a obtenção da capacidade de transmissão de canais

DSL de curta distância operando em altas frequências pode ser facilmente encontrada utilizando como ferramenta as equações descritas na Seção 2.4 implementadas via *software*, um *script* MATLAB neste caso.

Primeiramente os resultados das medições dos cabos de 50 m e 200 m foram importados ao *software* e passadas como parâmetro ao *script*. Definiu-se então as PSDs e níveis de ruído de acordo com os níveis descritos na Subseção 2.4.1.

Para o cálculo das capacidades vários cenários foram definidos. O primeiro caso obtém a capacidade de um sistema DSL para uma transmissão sem interferentes (*crosstalk*), levando em consideração apenas o ruído de fundo presente na linha definido pela Equação 2.13. Este cenário simula o melhor caso possível onde apenas um usuário estaria fisicamente ligado a central DSL.

O segundo caso obtém a capacidade de sistemas DSL onde além do canal de transmissão direto se tem a interferência de um FEXT causado por alguma linha vizinha ao transmissor. A Equação 2.15 descreve este caso.

Nas duas primeiras análises nenhuma técnica de DSM é aplicada, ou seja, o DSL não possui qualquer controle dinâmico de espectro para contornar problemas provenientes de *crosstalk*. Para o primeiro caso isto é irrelevante pois apenas um transmissor é levado em consideração, entretanto o segundo caso apresenta interferências causadas pelo FEXT de uma linha vizinha.

Dito isso, o terceiro caso contorna essa situação e calcula a capacidade de canais DSL em um sistema que implementa técnicas MIMO para controle de *crosstalk*. Com o intuito de enriquecer os resultados foram levadas em consideração vários cenários MIMO, variando o número de linhas incorporadas ao sistema: 2 linhas, 4 linhas, 6 linhas, 9 linhas, 12 linhas e 15 linhas. A Equação 2.16 descreve este cenário.

Em todos os 3 casos o cálculo das capacidades foi feito com base nas medições obtidas para o pior canal, melhor canal e média do canal para ambos os tamanhos de cabo, 50 m e 200 m.

A Tabela 2.1 mostra os resultados. L denota o número de linhas presentes no MIMO, onde $L=1$ (sem FEXT) e $L=1$ descrevem os dois primeiros casos (sem implementação de MIMO) e $L=2$ a $L=15$ descrevem os resultados obtidos para os cenários implementados por MIMO, além de Max, Av e Min representaram o melhor canal, média do canal e pior canal para ambos os cabos utilizados.

Tabela 2.1: Capacidade de canal para os diferentes cenários analisados em Gb/s.

	1 (sem FEXT)	1	2	4	6	9	12	15
Max - 50 m	0,791	0,776	0,776	0,776	0,776	0,776	0,776	0,776
Av - 50 m	0,777	0,753	0,757	0,762	0,765	0,768	0,769	0,770
Min - 50 m	0,765	0,547	0,636	0,691	0,713	0,730	0,739	0,745
Max - 200 m	0,428	0,410	0,410	0,410	0,410	0,410	0,410	0,410
Av - 200 m	0,410	0,396	0,399	0,402	0,403	0,405	0,405	0,406
Min - 200 m	0,389	0,324	0,357	0,378	0,386	0,393	0,396	0,398

A Figura 2.13 ilustra os resultados em forma gráfica.

Os resultados mostram que o desempenho de sistemas DSL implementados por técnicas MIMO sofrendo interferência de uma fonte de FEXT são equivalentes, ou até melhor, que a performance de sistemas DSL sem implementação de técnicas DSM porém não sofrendo qualquer distúrbio causado por FEXT. Isso pode ser verificado para o pior canal do cabo de 200 m onde, num cenário afetado por apenas por ruído de fundo obteve-se a capacidade de 0,389 Gb/s enquanto que em um cenário afetado por ruído de fundo e *crosstalk* mas aplicando-se MIMO em 15 linhas a capacidade obtida foi de 0,398 Gb/s.

Além disso, embora para o melhor canal e para a média do canal o aumento tenha decorrido de forma discreta, para as piores medições, com o aumento do número de linhas inclusas no MIMO, o ganho foi bastante significativo, como pode ser verificado nas medições do cabo de 50 m. Foi demonstrado então a capacidade do DSM, particularmente o MIMO, no combate ao *crosstalk* de canais que utilizam o meio telefônico como meio, sendo comprovado que o futuro do DSL está diretamente ligado ao desenvolvimento deste tipo de técnica.

2.5 Conclusões

Sistemas DSL operando em altas frequências sobre cabos de curto alcance são um campo ainda inexplorado. Este capítulo descreveu o processo de obtenção das capacidades de transmissão para este tipo de cenário em diferentes casos. A base para análise e efetivação dos cálculos foi uma campanha de medições, com três meses de duração, de cabos telefônicos reais de 50 m e 200 m através de equipamentos de alta precisão realizada no Laboratório DSL

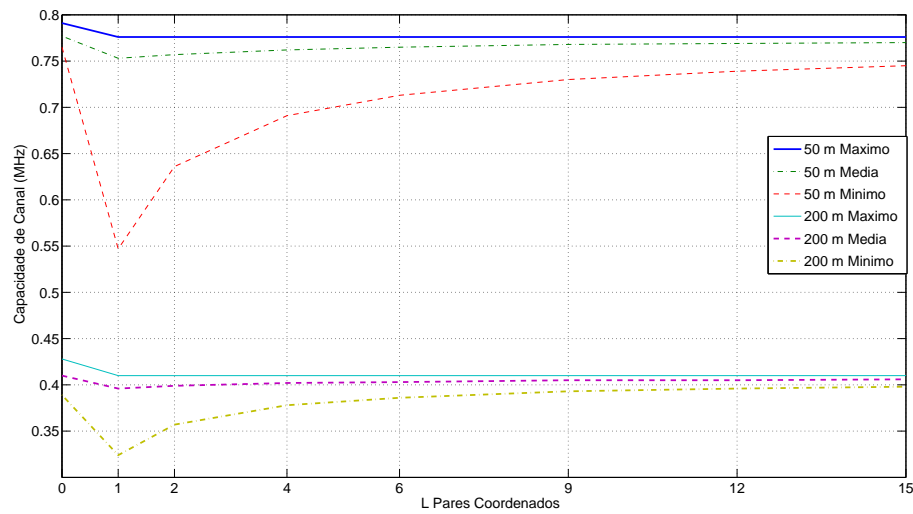


Figura 2.13: Capacidade de canal para os diferentes cenários analisados em Gb/s.

da UFPA - LABIT. Os canais medidos foram comparados com extrapolações de modelos matemáticos existentes na literatura. Embora análises detalhadas de potência tenham sido abstraídas, este processo corroborou a validade das medições já que na maioria dos casos os modelos se comportaram conservativos quando comparados aos canais reais, o que era de se esperar, tornando possível a análise para o cálculo das capacidades.

Para isso as medições dos canais reais foram importados a um *software* desenvolvido por este autor e os resultados descritos na Subseção 2.4.2 deste capítulo. Densidades espectrais de potência de sinais transmitidos e ruído foram aplicadas de acordo com norma CISPR 22 descritas na Subseção 2.4.1. As capacidades obtidas para os diferentes cenários: sem MIMO e sem FEXT, sem MIMO e com FEXT e com MIMO e com FEXT, comprovaram a habilidade de sistemas MIMO em combater o *crosstalk* aumentando consideravelmente as taxas alcançadas, principalmente para os piores canais.

Capítulo 3

Sistema para Medição de Ruídos Impulsivos na Linha Telefônica Causadores de Distúrbios em Transmissões DSL

3.1 Introdução

O combate as intempéries causadas por distúrbios no canal telefônico é um dos maiores desafios para o aperfeiçoamento de sistemas DSL ao longo dos anos. Neste contexto dois grandes causadores de interferência podem ser destacados: o *crosstalk* e o ruído impulsivo. O *crosstalk*, como descrito na Seção 1.2, é um distúrbio nativo da linha telefônica. Provém da natureza do cabo telefônico de par trançado e pode se manifestar de duas formas: FEXT e NEXT (já descritas neste trabalho). A minimização dos efeitos nocivos do *crosstalk* em DSL é realizado por técnicas de controle dinâmico de espectro (DSM) capazes de reduzir grande parte da interferência, ocasionando ganhos considerados nas taxas de transmissões (como comprovado nos experimentos para cálculo de capacidades de sistemas DSL para cabos de curto alcance em altas frequências utilizando técnicas MIMO descritas no Capítulo 2). Dito isso faz-se grande a necessidade de ferramentas para análise e combate do ruído impulsivo.

O ruído impulsivo (*impulsive noise*), ou IN, pode ser descrito como uma interferência eletromagnética estocástica não estacionária caracterizada por picos de energia aleatórios com amplitudes e conteúdo espectral variável. As causas da ocorrência de ruídos impulsivos na

linha telefônica são diversas e podem variar de eventos como atender ou desligar o telefone, utilização de equipamentos elétricos em casas, escritórios e indústrias, descargas atmosféricas dentre outros [Ned03]. Com base nisso, sistemas para detecção, modelagem e mitigação de ruídos impulsivos são de grande importância para a melhoria das transmissões DSL, principalmente pelo fato de que as características do ruído impulsivo podem variar de região para região [Che98].

Este capítulo descreve um sistema, ainda em fase experimental, de medição e análise (para futura modelagem) de IN.

Por linhas gerais o sistema é composto por um filtro passa-alta analógico de quarta ordem e uma placa digitalizadora USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) conectada a um computador via interface USB (*Universal Serial Bus*) sendo gerenciado por um *script* desenvolvido na linguagem Python. O filtro tem a função de cortar faixas de frequência indesejadas e transferir o sinal a placa USRP contendo um conversor analógico/digital (A/D) de 12 bits. *Softwares* de controle e análise implementados em Python e MATLAB são responsáveis pelo tratamento das informações referentes aos ruídos impulsivos coletados.

Através deste processo análises estatísticas poderão ser realizadas, tais como: intervalo entre ocorrências, tempo de duração e espectro de amplitudes. Com estas variáveis devidamente caracterizadas o combate ao ruído impulsivo se torna mais eficiente e técnicas de mitigação podem ser aplicadas.

As seções a seguir descrevem características estatísticas de ruído impulsivo anteriormente propostas e servem como base para análise dos ruídos coletados durante a realização dos testes.

3.2 O Estado da Arte: Análise Estatística de Ruídos Impulsivos

Estudos para análise e investigação de IN vem sendo desenvolvidos desde as décadas de 1960, 1970 e 1980. O fator decisivo para isso foi a introdução de transmissões digitais utilizando como meio o cabo telefônico de par trançado comum feito inicialmente por modems com baixíssimas taxas de transferência. As primeiras propostas para descrição estatística de ruídos impulsivos foram feitas por Mertz (distribuição hiperbólica), Stuck (distribuição log-normal) e Kleiner (distribuição Rayleigh) [Ned03].

Uma nova onda de estudos ocasionada principalmente depois do surgimento do sistema

ADSL ocorreu durante a década de 1990. Os maiores resultados nesta ocasião são relacionados a Cook, um cientista inglês da British Telecom (BT), que propôs um modelo após pesquisa em larga escala da rede telefônica britânica. Este modelo, que ficou conhecido como pulso de Cook, propõe um pulso simbólico contínuo no tempo matematicamente abstrato definido por:

$$h(t) = \begin{cases} V_p |t|^{-\frac{3}{4}} & t > 0, \\ 0 & t = 0, \\ -V_p |t|^{-\frac{3}{4}} & t < 0, \end{cases} \quad (3.1)$$

Entretanto o pulso de Cook gerou várias divergências perante o meio científico, principalmente devido ao fato de um pulso simbólico não representar fielmente as propriedades estatísticas de um processo estocástico. Além disso o formato apresentado não era equivalente ao formato encontrado durante as medições.

Posteriormente Valenti e Kerpez, da Bellcore, propuseram outro modelo analítico para a caracterização de IN que também sofreu retaliações devido a pouca quantidade de amostras coletadas durante os experimentos. Hodiernamente os modelos analíticos para caracterização de IN em sistemas DSL mais aceitos são relacionados aos experimentos realizados por Henkel e Kessler, da alemã Deutsche Telekom (DT), e Levey e McLaughlin da britânica British Telecom (BT) em parceria com a Universidade de Edinburgh [Ned03].

Os modelos DT e BT propõe a descrição e modelagem de IN de acordo com 3 análises básicas: densidade de amplitudes, duração do ruído e intervalo entre ocorrências do fenômeno. Além de convergirem para o mesmo resultado final, ambos os estudos possuem características importantíssimas, a saber:

- Fazem a descrição completa das estatísticas do ruído no domínio do tempo e frequência além de características dos intervalos entre ocorrências.
- São estudos recentes e por isso descrevem fielmente as propriedades estatísticas atuais do ruído impulsivo na linha telefônica. Isto se dá pois no passado grandes fontes de ruído impulsivo na linha eram provenientes de circuitos mecânicos, que hoje em dia foram substituídos por componentes digitais.
- Foram realizadas utilizando faixas de frequência operacionais de sistemas DSL (15 MHz para BT e 5 MHz para DT) e podem ser aplicáveis a tecnologias como VDSL (12 MHz) e ADSL (1,1 MHz).

Tabela 3.1: Valores para u_0 nos diferentes locais de coleta de dados.

Local	u_0 (nV)
Darmstadt	0,7
Ober-Ramstadt	20,9
Frankfurt	46,6
Biebergemund	63,9
Kassel	1,4
Berlin	123,1
Mainz	18,2

- Apesar de terem sido realizadas em locais diferentes (Alemanha e Inglaterra) os resultados mostraram que as características empíricas do ruído impulsivo são invariantes, sendo o impacto da mudança de topologia de rede mais quantitativo que qualitativo. Em outras palavras, embora os fatores de escala das estatísticas do ruído mudem a distribuição estocástica permanece a mesma.

As próximas seções descrevem as características estatísticas de ruído impulsivo na linha telefônica propostas pelos modelos DT e BT.

3.2.1 Amplitude do Impulso

O modelo DT propõe uma aproximação do histograma de voltagens através de uma função densidade exponencial generalizada. O resultado final foi obtido após análise de 51.200 impulsos coletados na rede telefônica alemã em diferentes cidades [HK99]. O modelo descreve a distribuição de amplitudes de acordo com a frequência de ocorrências. Seu histograma é mostrado na Figura 3.1 e a função de modelagem é dada por:

$$f_{ge}(u) = \frac{1}{240u_0} \epsilon^{-|\frac{u}{u_0}|^{\frac{1}{5}}}, \quad (3.2)$$

Onde u é a tensão em mV e u_0 é um parâmetro de escala, em nV, diferente para cada região de coleta dos dados. Como descrito anteriormente embora o parâmetro u_0 mude as características estatísticas do ruído permanecem as mesmas. A Tabela 3.1 mostra os valores de u_0 para as diferentes cidades onde os testes foram realizados.

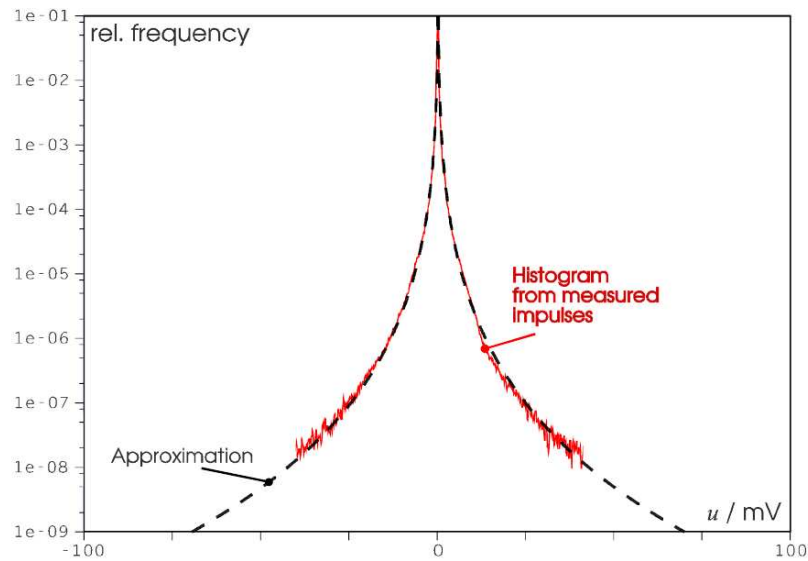


Figura 3.1: Histograma de amplitudes proposto pela DT de acordo com a frequência de ocorrência. Retirado de [HK99].

O modelo BT para amplitudes propõe uma outra abordagem levando em consideração a função densidade de probabilidade de Weibull como alternativa de análise. Na literatura a função densidade de Weibull é definida segundo a Equação 3.3, onde α e b são parâmetros da função dados em volts.

$$f_{wb}(y) = \begin{cases} \alpha b y^{\alpha-1} \epsilon^{-by^\alpha} & \text{Se } y \geq 0, \\ 0 & \text{outro,} \end{cases} \quad (3.3)$$

O modelo BT propõe uma alteração na função de Weibull original afim de torná-la simétrica, tendo como resultado a Equação 3.4.

$$f_{wb}(u) = \frac{1}{2} \alpha b |u|^{\alpha-1} \epsilon^{-b|u|^\alpha}, \quad (3.4)$$

A comparação entre os modelos propostos por BT e DT é ser verificado na Figura 3.2, onde pode-se concluir que embora modelados de forma diferente os resultados alcançados convergem de maneira equivalente [Che98]. A Tabela 3.2 ilustra os valores de α , b e u_0 utilizados na comparação.

Tendo a modelagem da densidade de amplitudes definida podemos encontrar a distribuição de potências do ruído. A potência do ruído impulsivo se relaciona diretamente com a relação sinal/ruído e pode ser usada futuramente para avaliações do impacto do fenômeno durante uma transmissão DSL.

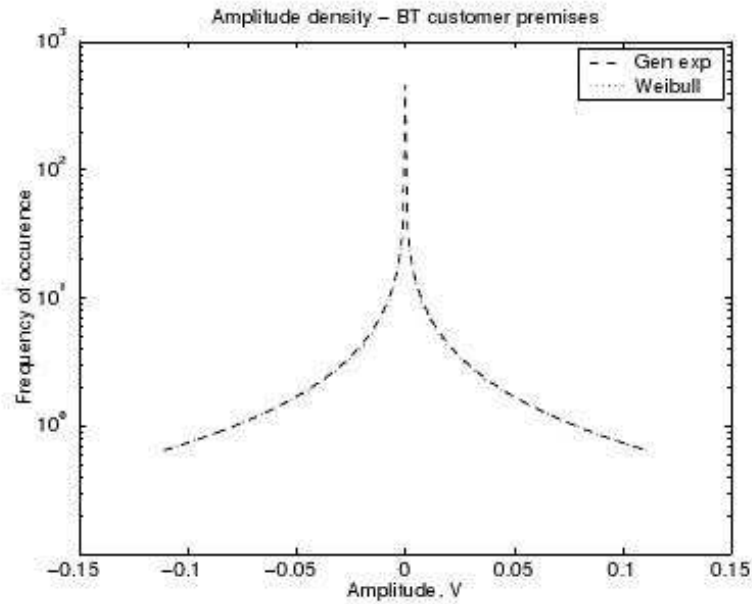


Figura 3.2: Comparação entre os histogramas de amplitude propostos por DT e BT. Retirado de [Ned03].

Tabela 3.2: α , b e u_0 utilizados na comparação entre modelos BT e DT.

Wibull	Exponencial
α, b	u_0
0,263 , 4,77	9,12 μV
0,486 , 44,40	23,23 nV
0,216 , 12,47	30,67 nV

Utilizando o conhecimento matemático que derivando-se a função de distribuição obtemos a função de densidade, as equações que descrevem os modelos estatísticos de distribuição de potências do ruído impulsivo segundo os modelos DT e BT são mostrados nas Equações 3.5 e 3.6 respectivamente, onde $P_0 = u_0^2$ e $P_u = u^2$:

$$f_{ge}(P_u) = \frac{1}{240\sqrt{P_0 P_u}} e^{-(P_u P_0)^{1/10}}, \quad (3.5)$$

$$f_{wb}(P_u) = \frac{\alpha}{2} b P_u^{\frac{\alpha}{2}-1} e^{-b P_u^{\frac{\alpha}{2}}}, \quad (3.6)$$

A Figura 3.3 ilustra a comparação das distribuições de potência entre modelos DT e BT encontradas a partir do histograma de amplitudes.

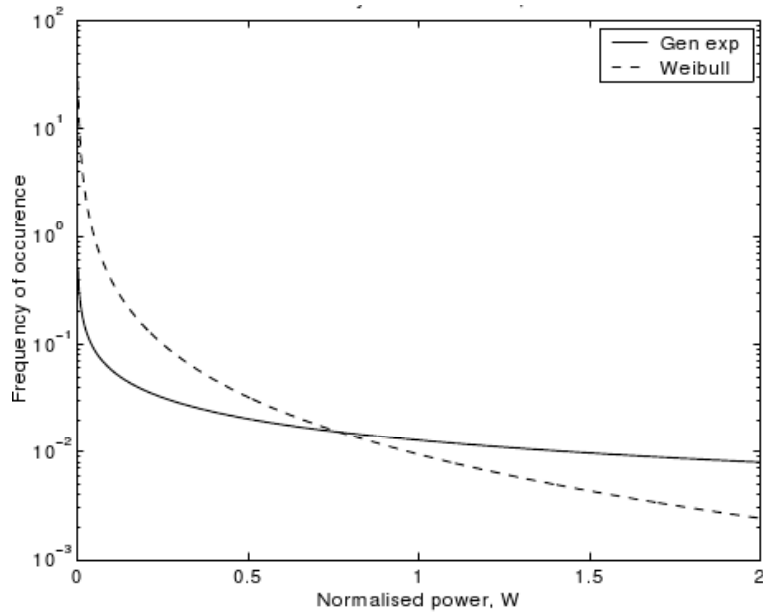


Figura 3.3: Comparação das distribuições de potência entre modelos DT e BT. Retirado de [Ned03].

3.2.2 Duração do Impulso

Outro parâmetro importantíssimo no estudo do comportamento do ruído impulsivo em sistemas DSL é a duração do impulso. Por definição a duração do impulso é definida como o tempo no qual a amplitude do ruído ultrapassa um determinado limiar até o momento no qual essa amplitude volta a níveis normais. Nesta análise, em ambos os modelos DT e BT, a função densidade de probabilidade é descrita como uma soma de funções log-normais matematicamente representada pela Equação 3.7 [HK99]:

$$f_1(\tau) = B \frac{1}{\sqrt{2\pi s_1 \tau}} e^{-\frac{1}{2s_1^2} \ln^2\left(\frac{\tau}{\tau_1}\right)} + (1 - B) \frac{1}{\sqrt{2\pi s_2 \tau}} e^{-\frac{1}{2s_2^2} \ln^2\left(\frac{\tau}{\tau_2}\right)}, \quad (3.7)$$

Onde B , s_1 , s_2 , τ_1 e τ_2 são parâmetros. Se $B=1$ a equação fica reduzida a uma função log-normal simples.

A Figura 3.4 ilustra a função de distribuição da duração do impulso em sua forma logarítmica e também em sua forma linear. A Tabela 3.3 descreve alguns valores típicos dos parâmetros da função de duração encontrados durante a campanha de medições DT nos diversos locais de análise.

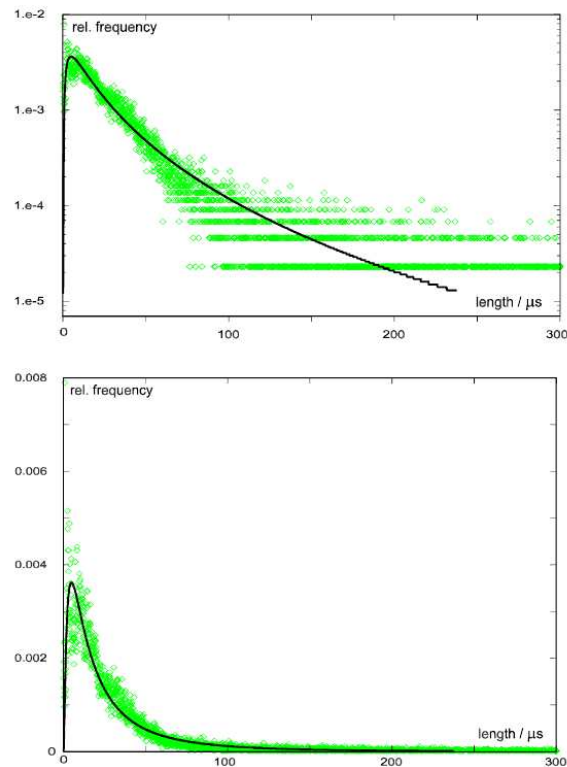


Figura 3.4: Duração do impulso representado em forma logarítmica e linear. Retirado de [HK99].

Tabela 3.3: Valores típicos para os parâmetros da função de distribuição do impulso encontrados pela campanha DT.

Local	Duração (μs)	S_1 ($\times 10^6$)	S_2 ($\times 10^6$)	τ_1 (μs)	τ_2 (μs)
Darmstandt	87,0	8,26	8,96	4,68	128,2
Ober-Ramstandt	101,8	14,54	1,71	109,26	107,1
Frankfurt	85,5	9,83	1,12	93,10	77,8
Kassel	81,8	6,28	8,14	14,50	108,2
Berlin	95,9	7,68	10,44	6,85	158,2
Mainz	93,6	7,68	10,63	7,95	125,7

3.2.3 Intervalo entre Ocorrências

O intervalo entre ocorrências descreve o tempo decorrido entre o aparecimento de um ruído impulsivo ao surgimento da próximo ruído subsequente. A modelagem estatística para o intervalo é o resultado que mais difere entre todos os casos realizados por estudos neste sentido.

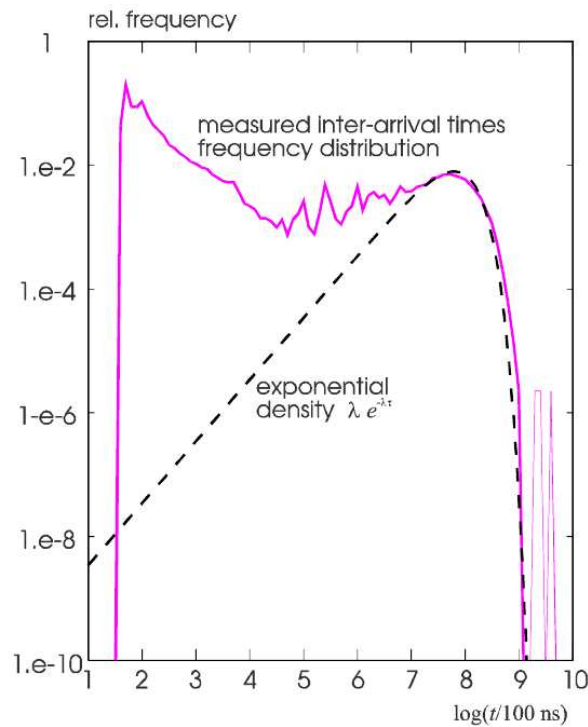


Figura 3.5: Intervalo entre ocorrências proposta pelo modelo DT. Retirado de [HK99].

Ainda na década de 60, Mertz propôs que a modelagem do intervalo poderia ser realizada através uma função distribuição de Poisson. Alguns anos depois Berger e Mandelbrot propuseram o modelo de Pareto como melhor alternativa. Posteriormente Fritchman propôs um modelo considerando o processo como uma cadeia de Markov. Outros estudos propostos por Fano, Cook e Kerpez validaram a ideia da modelagem proposta inicialmente por Mertz a partir do modelo de Poisson (com algumas diferenças entre cada estudo) [Ned03]. Estas divergências se deram pela forma como o fenômeno foi analisado.

Seguindo essa linha, o modelo DT propõe a modelagem do intervalo entre ocorrências como uma função de distribuição de Poisson. Para intervalos pequenos no entanto a função de Poisson não garante a confiabilidade dos resultados, sendo limitada apenas a grandes intervalos. Sendo assim na média uma função exponencial garantiria a confiabilidade dos resultados. A Equação 3.8 descreve o modelo proposto por DT, onde $\lambda=0,16$ Hz. A Figura 3.5 ilustra o mesmo.

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad (3.8)$$

3.3 Técnicas para Detecção de Ruídos Impulsivos

As análises estatísticas propostas pelos estudos descritos na Seção 3.2 foram realizadas com base em dados obtidos através de medições reais de ruídos impulsivos na rede telefônica comum em diferentes partes do mundo.

A detecção correta da ocorrência, para futuro estudo das características temporais e em frequência do ruído impulsivo, é vital para a possível modelagem do fenômeno, principalmente pelo fato deste processo ser realizada com a presença de outros distúrbios inerentes no meio de transmissão como o ruído de fundo por exemplo. Neste cenário duas propostas para técnicas de detecção da ocorrência do ruído são definidas [Ned03].

A técnica de detecção mais utilizada por estudos realizados neste sentido é a técnica conhecida como detecção por *threshold* (limiar) de amplitude, proposta inicialmente por Kaenel [Ned03]. Neste caso considera-se o início do ruído impulsivo quando o valor de amplitude do sinal ultrapassa um determinado *threshold* de tensão U_{th1} e o final quando o valor de amplitude retrocede a um determinado *threshold* de tensão U_{th2} por um período significativo de tempo T_{th} . O grande problema desta técnica vem do fato de que a detecção do ruído depende unicamente do valor escolhido para *threshold*. Se o valor de *threshold* for escolhido de forma errada vários resultados diferentes podem ser gerados, por exemplo, um valor de amplitude do ruído de fundo mais elevado que o normal pode ser classificado como ruído impulsivo, ou um único impulso pode ser classificado como vários impulsos menores de maior duração, dentre outros.

A segunda técnica proposta para detecção do ruído impulsivo foi proposta por Mann, Levey e McLaughlin e é conhecida como detecção por estatísticas do impulso [Ned03]. Nesta técnica análises estatísticas do ruído de fundo são calculadas para um certo ponto. Estas estatísticas são janeladas e essa janela é comparada com as próximas informações vindas do sinal. Mudanças significativas entre as informações da janela e as informações vindas do sinal são indicadas como ocorrência do ruído impulsivo. Para esta análise usa-se como ferramenta o teste de chi-square, definido pela Equação 3.9:

$$X^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{(X_i - x_i)^2}{x_i}, \quad (3.9)$$

Onde N é o número de pontos do histograma, X_i é o valor do i -ésimo ponto observado e x_i é o valor do i -ésimo ponto esperado. Se uma janela é marcada como contendo um ruído impulsivo um novo teste de comparação é realizado, somente com a validade do segundo teste

é declarado a ocorrência de fato do distúrbio. O problema desta técnica está na dificuldade de escolha dos parâmetros do teste de chi-square como a duração e passo da janela, além da maior complexidade computacional necessária para realização do teste.

Experimentos mostram que resultados obtidos com o uso diferente das técnicas citadas podem diferir em alguns casos. Um exemplo disso é a detecção de um único impulso pela técnica de detecção por *threshold* de amplitude ou de um trem de impulsos com duração menor pela técnica de estatísticas do impulso. Embora esta divergência ocorra, em geral, se os parâmetros forem bem definidos os resultados convergem em ambos os casos [Ned03]. A Figura 3.6 ilustra o modo de atuação das duas técnicas descritas.

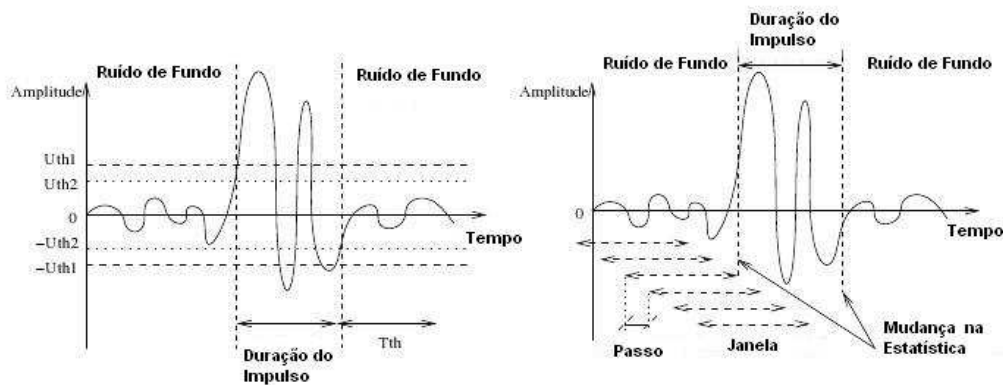


Figura 3.6: Técnicas para detecção do impulso.

Feito uma análise geral das técnicas de detecção utilizadas, veremos como este processo foi realizado na prática com base nos estudos do modelo DT e do modelo proposto por Valenti e Kerpez [HK99], [HK94].

3.3.1 Campanha de Medições da Deutsche Telekom - Modelo DT

A campanha de medições DT proporcionou um dos modelos estatísticos para análise de ruído impulsivo em sistemas DSL mais aceitos no meio científico atual. Os experimentos da Deutsche Telekom utilizaram como base a técnica de medição de *threshold* de amplitude, descrita na Seção 3.3, e foram realizados em 7 cidades da Alemanha, das quais algumas pertenciam a antiga Alemanha Oriental onde o sistema telefônico é notoriamente antigo e propício à ocorrência ruídos na linha. É válido citar que em todos os locais de teste as linhas foram colocadas fora de serviço [HK99].

O aparato para medição consistia de um amplificador de sinal, um filtro analógico, uma

unidade de *trigger*, um osciloscópio e um *software* de gravação de dados. Além disso um resistor de 124Ω era colocado no final de cada linha simulando um modem DSL e proporcionando casamento de impedância com o osciloscópio.

Durante a coleta de dados a tensão no final de cada linha era amplificada em 27 dB e aplicada a um filtro passa-baixas (*low pass filter*) com frequência de corte em 4,25 MHz (o que garantia a análise dos dados para sistemas DSL como o ADSL). Quando a tensão ultrapassava um determinado limite de *threshold* (positivo ou negativo) a unidade de *trigger* gerava um pulso de gravação. Este sinal era amostrado com frequência de 10,24 MHz e digitalizado por um conversor A/D de 12 bits. O nível de *threshold* era escolhido como 2 vezes maior que o nível de ruído de fundo (*background noise*) verificado anteriormente pelo osciloscópio. Estas amostras coletadas eram chamadas de bloco e possuíam informações da ocorrência do ruído impulsivo em seu conteúdo. Após a gravação de 256 blocos os dados eram salvos em um arquivo através de um *software* de controle. Para cada cidade 200 arquivos de 256 blocos foram salvos, totalizando a gravação de aproximadamente 50.000 ocorrências de ruídos impulsivos. A Figura 3.7 ilustra um dos ruídos impulsivos gravados durante a campanha.

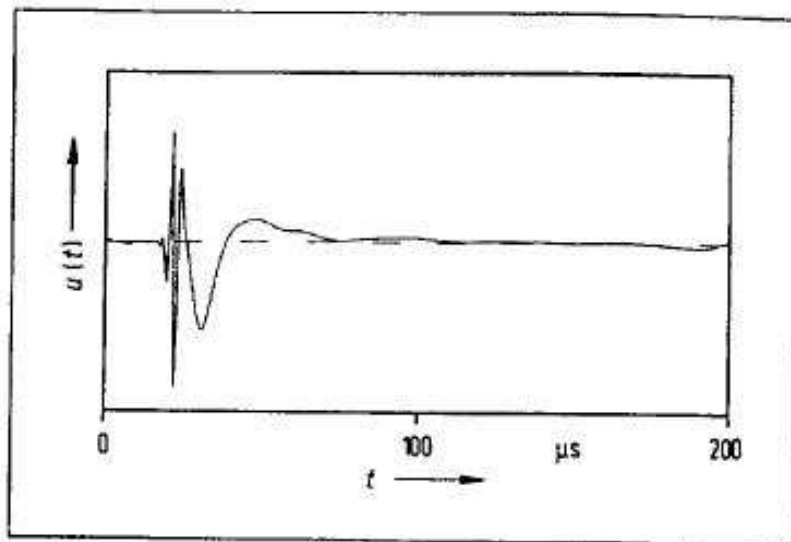


Figura 3.7: Ruído impulsivo gravado pela campanha DT. Retirado de [HK94].

Para a determinação do histograma de amplitudes o sistema colhia 2^{21} amostras provenientes do A/D e realizava o cálculo da distribuição. Quando novos valores de tensão eram digitalizadas o *software* calculava a média entre estes valores e os valores previamente gravados e depois disso descartava as amostras antigas. A geração do histograma durou de 3 a 7 dias

dependendo do local de realização dos testes [HK94].

A medição do intervalo entre chegadas utilizou o mesmo valor de *threshold* previamente estabelecido. Desta vez a saída de um contador de 32 bits era lida (ao invés das amostras do sinal). O contador era incorporado ao osciloscópio e tinha frequência de 10 MHz. O processo de medições mostrou que na maioria dos casos intervalos de ocorrência não ultrapassavam 10 minutos.

3.3.2 Campanha de Medições de Valenti e Kerpez

Embora os resultados da campanha de medições de Valenti e Kerpez sofra divergências em relação ao número de medidas utilizadas nos resultados finais, o modelo proposto para obtenção dos dados é bastante conveniente e cabe a este trabalho relatar o processo.

As medições de Valenti e Kerpez foram realizadas na rede telefônica de 3 localidades da cidade de Nova Jersey nos Estados Unidos (Mountain View, Fair Haven e Fairmingdale) e são consideradas pioneiras no estudo de ruído impulsivo em sistemas DSL [VK94]. De maneira geral o esquema montado para realização das medições é mostrado na Figura 3.8.

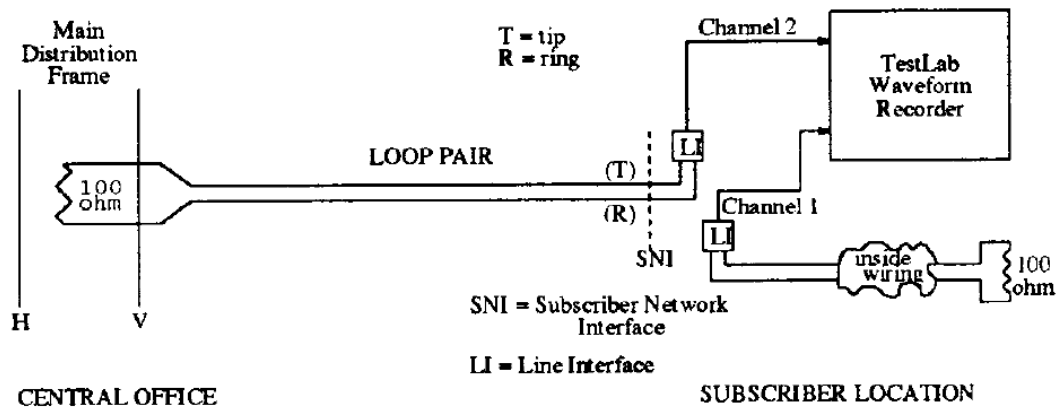


Figura 3.8: Configuração do modelo para medições de Valenti e Kerpez. Retirado de [VK94].

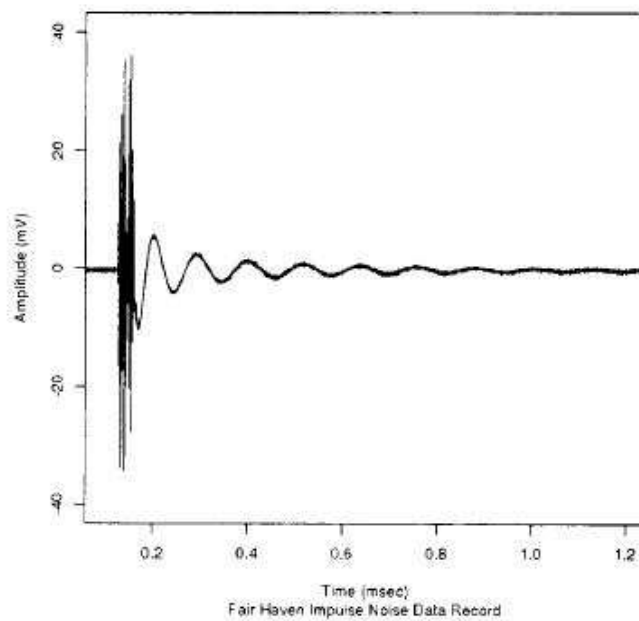
Para a realização das medições utilizou-se a técnica conhecida como detecção de *threshold* descrita na Seção 3.3. O *threshold* de amplitude variou de acordo com a região da cidade em que o processo foi realizado. A Tabela 3.4 mostra os valores para 2 localidades.

A largura de banda utilizada nos experimentos foi de 2 MHz, conveniente para a análise do ADSL por exemplo. Além disso um filtro passa-alta (*high pass filter*) com 3 dB em 8 kHz foi

Tabela 3.4: Valores de *threshold* para duas regiões utilizadas nas medições de Valentin e Kerpez.

Local	Número de impulsos gravados	Valor do <i>threshold</i> , <i>T</i> , em milivolts
Mountain View	281	7
Fair Haven	399	16,4

utilizado para filtrar distúrbios em baixas frequências, como harmônicos em 60 Hz provenientes de indução de potência. Durante a ocorrência de um impulso um total de 8.192 amostras do sinal espaçadas em $0,16 \mu\text{s}$ umas das outras eram gravadas. A Figura 3.9 ilustra um destes impulsos medidos na localidade de Fair Haven.

**Figura 3.9:** Ruído impulsivo gravado na localidade de Fair Haven. Retirado de [VK94].

Feito uma abordagem geral das técnicas utilizadas para medição de ruído impulsivo em sistemas DSL as próximas seções descrevem um sistema de medição de IN proposta por esse trabalho.

3.4 Sistema Desenvolvido para Medição de Ruído Impulsivo na Linha Telefônica

O objetivo final de todo o estudo relacionado ao ruído impulsivo em sistemas DSL é propor técnicas para mitigação desta interferência. A mitigação no entanto é o último passo neste tipo de análise. O ruído impulsivo precisa primeiramente ser medido e modelado, ou seja, é necessário a prévia coleta (medição) de ocorrências do fenômeno para estudo de suas características comportamentais (descritas por modelos estatísticos).

As propriedades estatísticas do ruído impulsivo na rede telefônica são características que variam de acordo com a região onde a análise é feita, como exemplo disso podemos citar os diferentes valores de *threshold* escolhidos durante a técnica de detecção por limiar de amplitude do IN para os diferentes locais de coleta de dados em [HK99] e [VK94]. Embora estudos anteriores provem que mesmo com essa variação a modelagem estatística sempre convirja para o mesmo resultado, saber as diferenças apresentadas pela forma na qual o distúrbio se apresenta é fundamental para a futura mitigação desta interferência.

Sendo assim testes laboratoriais para medição e modelagem do ruído impulsivo em diferentes regiões são fundamentais para futura tentativa de mitigação do distúrbio nestes locais. Com base nisso esse trabalho propõe um sistema para medição e futura modelagem de IN.

Este sistema é formado por componentes de *hardware*, para digitalização e coleta dos sinais provenientes da rede, e *software* para análise dos dados coletados e futura modelagem do ruído. Além disso um projeto de construção de um banco de dados para identificação das diferentes fontes causadoras do distúrbio é apresentado.

As próximas seções descrevem todos os elementos responsáveis pela composição do sistema.

3.4.1 *Front-End* para Digitalização da Linha Telefônica

O primeiro passo para coleta e análise dos sinais provenientes da linha telefônica é o desenvolvimento de um *front-end* responsável pela captura dos sinais que trafegam na rede. Os sinais da rede telefônica são por natureza sinais do tipo analógicos, entretanto o processamento realizado por sistemas computacionais é feito a partir de sinais digitais, cabendo aqui uma breve descrição das diferenças entre estes tipos de sinais [Hsu95].

Sinais analógicos são sinais de tempo contínuo que podem assumir qualquer valor num

intervalo infinito de análise.

Sinais digitais são sinais discretos no tempo que podem assumir valores limitados num intervalo infinito de análise. Partindo disso podemos definir um sinal digital binário como um sinal digital que pode assumir apenas dois valores, tipicamente 0 ou 1.

Sendo assim as informações coletadas da rede telefônica precisam de um processamento prévio, em outras palavras, a conversão do formato analógico para o formato digital afim de que possam ser analisadas por um sistema computacional.

Além da digitalização dos sinais, é necessário a análise destas informações em frequências convenientes ao estudo do impacto do ruído impulsivo em sistemas DSL. A rede telefônica fora inicialmente desenvolvida para tráfego de sinais de voz, que tipicamente utilizam frequências entre 300 Hz e 3,3 kHz [Fon05]. Sendo assim a implementação de um filtro para seleção das frequências desejadas é vital para a construção do sistema. Este filtro seria responsável pela atenuação tanto da componente DC do sinal quanto do sinal de toque do telefone que possui frequência em torno de 20 Hz.

Sendo assim, pode-se idealizar o *front-end* sendo composto por um filtro seletor de frequências conectado a uma placa digitalizadora (responsável pela conversão analógico/digital) com interface de conexão a um computador. Deste modo os sinais originais da linha são filtrados, digitalizados e transferidos ao PC para análise dos dados via *software*. A Figura 3.10 ilustra a visão geral dos componentes do *front-end*.

É válido lembrar que o sistema precisa ter alta impedância de entrada com a finalidade de não causar distúrbios na comunicação entre a CO e o modem DSL.

As próximas seções descrevem o processo de construção do *hardware* para implementação do sistema.

3.4.2 Filtro Analógico

Um filtro eletrônico (analógico ou digital) é definido como o componente responsável pela passagem ou atenuação de um certo sinal no qual é submetido a sua entrada [Paa01]. A partir deste conceito pode-se imaginar um filtro eletrônico que seja capaz de permitir a passagem das componentes em alta frequência de um determinado sinal, atenuando completamente as baixas frequências do mesmo. Este filtro é conhecido como filtro passa-alta (*high pass filter*).

Filtros passa-alta são bastante utilizados em processamento de sinais. Sua função é liberar a passagem de uma parte de interesse do sinal (nas altas frequências) bloqueando comple-

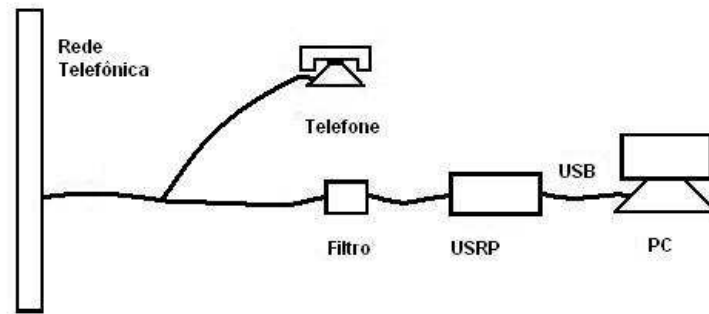


Figura 3.10: Visão geral do *front-end*.

tamente a parte do sinal contendo baixas frequências, neste caso o nível DC e o sinal de toque do telefone em 20 Hz, como descrito anteriormente. O limiar de decisão entre a passagem e a atenuação do sinal é conhecida como frequência de corte do filtro.

A implementação básica de um filtro passa-alta é feita através da utilização de um resistor em série com um capacitor, chamado filtro *RC*, como ilustra a Figura 3.11.

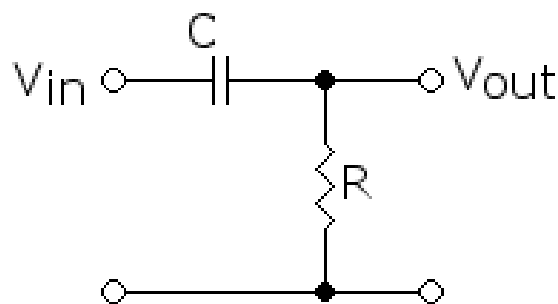


Figura 3.11: Filtro passa-alta *RC* básico.

A frequência de corte desse filtro definida pela Equação 3.10 é inversamente proporcional a constante de tempo, definida pelo produto entre o valor da resistência e o valor da capacitância descrita na Equação 3.11.

$$f_c = \frac{1}{RC2\pi}, \quad (3.10)$$

$$ct = RC, \quad (3.11)$$

Para fins práticos a frequência de corte define que o valor no qual a tensão de saída é de 0,707 vezes o valor de tensão da entrada, ou -3dB.

Para a implementação do *front-end*, testes iniciais foram realizados utilizando um filtro passa-alta do tipo *RC*. Este filtro foi projetado utilizando um resistor de 4,7 k Ω em série com um capacitor não eletrolítico (não-polarizado) de 13 nF. Esta configuração proporcionou frequência de corte em 2,6 kHz de acordo com a Equação 3.10.

Embora o filtro *RC* seja conveniente para análises iniciais, a implementação de um filtro passa-alta mais robusto faz-se necessário para melhoria da qualidade dos dados coletados. Sendo assim, posteriormente, implementou-se um filtro passa-alta de segunda ordem do tipo Butterworth utilizando a topologia Sallen-Key. O filtro Butterworth é constituído de resistores, capacitores e um amplificador operacional. Com esta nova configuração conseguiu-se a frequência de corte em 394 Hz. A Figura 3.12 ilustra os elementos que compõe o filtro de segunda ordem.

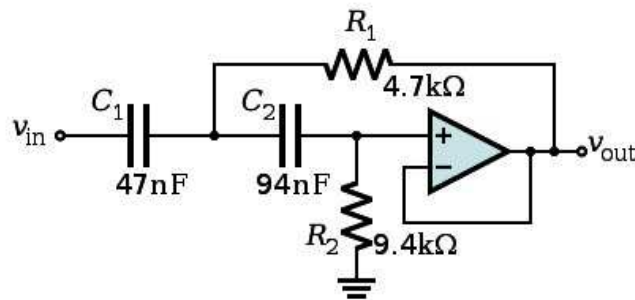


Figura 3.12: Componentes do filtro Butterworth.

O filtro Butterworth de segunda ordem foi o segundo esquema de filtro utilizado durante a realização dos experimentos. Entretanto, após a realização de uma série de medições com esta configuração pensou-se em como melhorar ainda mais o ganho do filtro. Sendo assim implementou-se, por fim, um filtro de quarta ordem. O filtro de quarta ordem é constituído de dois filtros Butterworth de segunda ordem utilizando a topologia Sallen-Key ligados em série. Com esta configuração conseguiu-se a frequência de corte em 160 Hz. A Figura 3.13 ilustra o

esquema de montagem do filtro bem como os valores de seus componentes, enquanto a Figura 3.14 ilustra a placa PCB do filtro de quarta ordem devidamente montada.

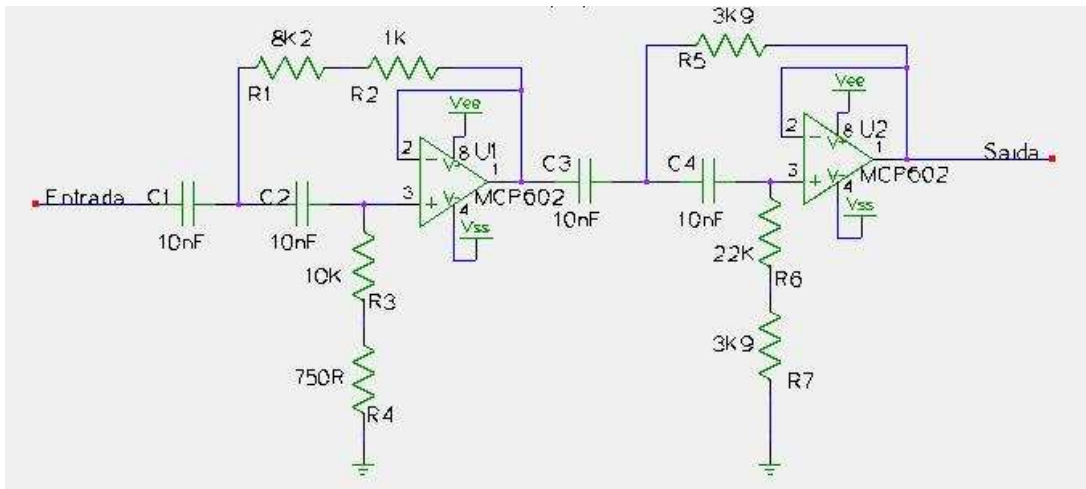


Figura 3.13: Esquema de montagem do filtro de quarta ordem utilizado nas medições.

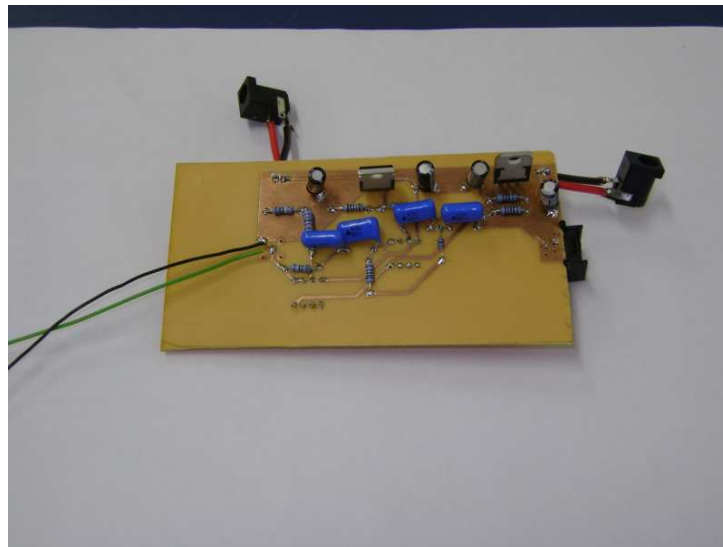


Figura 3.14: Placa PCB do filtro de quarta ordem utilizado nas medições.

A alteração das configurações de montagem do filtro proporcionou melhorias significativas na filtragem dos sinais provenientes da linha telefônica. O ganho proporcionado, bem como a rapidez na resposta do filtro, foram melhorados a cada nova montagem como podemos verificar analisando a Figura 3.15, que faz um comparativo entre o comportamento dos três filtros utilizados durante a realização dos experimentos de acordo com uma simulação computacional.

A filtragem dos sinais provenientes da linha telefônica é primeiro passo no processo

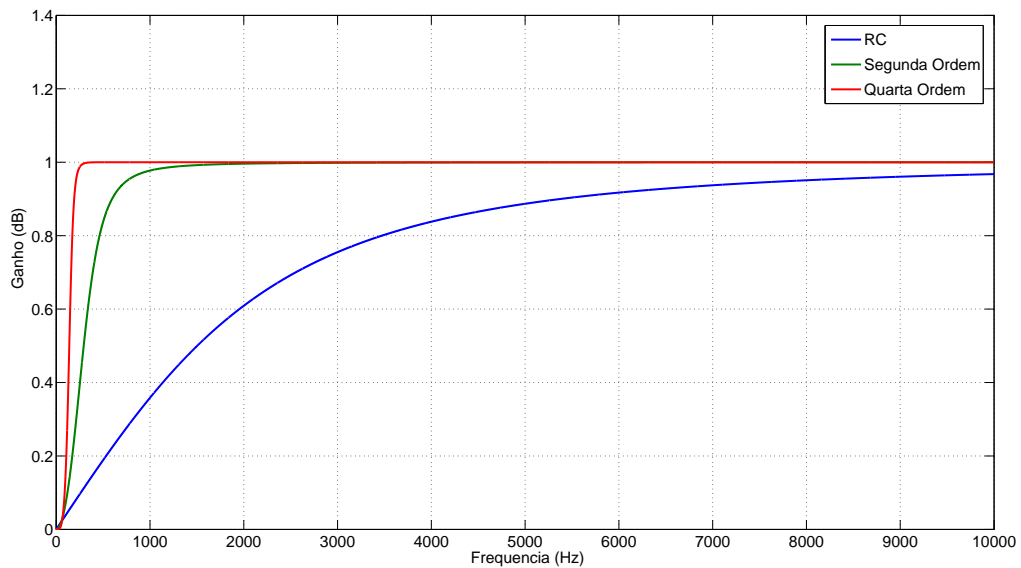


Figura 3.15: Comparação entre os ganhos do filtro de quarta ordem (vermelho), segunda ordem (verde) e RC (azul).

de detecção do ruído impulsivo em sistemas DSL. A próxima seção descreve o processo de digitalização dos sinais coletados.

3.4.3 Placa Digitalizadora - USRP - *Universal Software Radio Peripheral*

Encerrado o processo de filtragem os sinais precisam ser convertidos a um formato no qual possam ser analisados por um sistema computacional. Para isso é necessário a transformação deste sinal analógico em um sinal digital. O componente chave para essa transformação é conhecido na eletrônica como conversor A/D (analógico/digital).

Embora um conversor A/D fosse apropriado para o serviço a utilização de um *hardware* mais complexo a nível de componentes torna o processo mais eficaz e robusto. Pensando nisso utilizou-se na construção do *front-end* para digitalização dos sinais da linha telefônica a *Universal Software Radio Peripheral*, USRP.

A placa USRP, Figura 3.16, é um produto comercial desenvolvido por Matt Ettus como uma forma barata de implementação de modelos de rádio definidos por *software* (*software radio*) baseados no GNU Radio [IS06]. Um rádio definido por *software* pode ser descrito como um *transceptor* reconfigurável capaz de atuar como emulador de qualquer *hardware* que utilize rádio-frequência para operação, como um telefone sem fio, um GPS (*Global Positioning*

System) ou um telefone celular. Já o GNU Radio é um *framework* (kit de desenvolvimento) utilizado para implementação de rádios definidos por *software* que utiliza a linguagem de programação Python como base.



Figura 3.16: *Universal Software Radio Peripheral - USRP.*

A principal tarefa da USRP é o processo de conversão A/D, D/A, além de decimações e multiplexações. A placa é formada pelos seguintes elementos:

- Quatro conversores A/D de 12 bits e 64 Ms/s para digitalização dos sinais. Tais conversores podem digitalizar um sinal com frequência máxima de 200 MHz com banda de 32 MHz.
- Quatro conversores D/A de 128 Ms/s (frequência de Nyquist de 64 MHz) de 12 bits.
- Um FPGA (*Field Programmable Gate Array*) Altera EP1C12 Q240C8 Cyclone para redução das taxas de transmissão (decimação) em taxas compatíveis com a conexão USB (480 Mb/s em *Full Speed*). A decimação é feita no FPGA, apesar de seus parâmetros serem definidos por *software* através de um *script* Python. O FPGA também tem a função de multiplexação, ou seja, processamento simultâneo de até 4 sinais (2 recebidos e 2 transmitidos). Tal multiplexação é necessária para que todos os sinais possam passar pelo canal da placa USRP ao PC.
- Dois *slots* para placas filhas (*daughterboards*) de transmissão (TX) e dos *slots* para placas filhas de recepção (RX).

- Interface USB (*Universal Serial Bus*) 2.0.

O modo de funcionamento da USRP é definido pela montagem de suas placas filhas e pelo desenvolvimento dos *scripts* Python que, em conjunto, gerenciam o sistema de acordo com a necessidade do usuário.

Por tratar-se de componentes eletrônicos de alta tecnologia os elementos da placa possuem dimensões bastante reduzidas (medidos em milímetros). As Figuras 3.17 e 3.18 ilustram o tamanho de um resistor e um capacitor utilizados na montagem do *hardware* comparados a dimensão de um resistor e um capacitor comercial e uma moeda de 10 centavos.

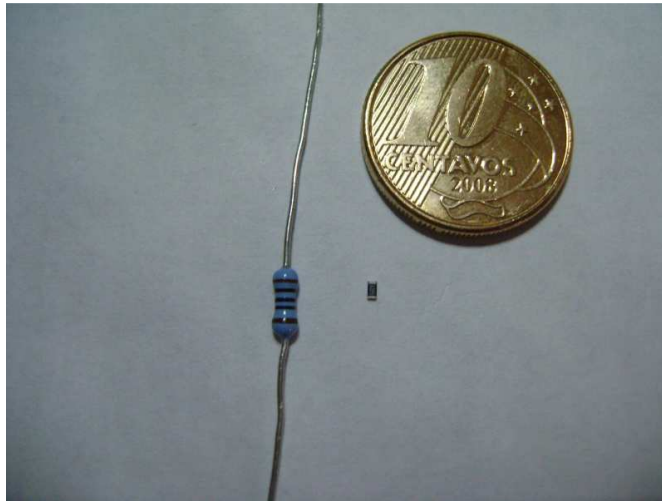


Figura 3.17: Comparação entre o resistor utilizado na construção da *daughterboard*, um resistor comum e uma moeda de 10 centavos.

Com estas dimensões bastante reduzidas torna-se necessário a utilização de técnicas de soldagem SMD (*Superficial Monting Device*). Este tipo de operação é feito, na maioria dos casos, por maquinários especializados com controle de temperatura e pressão, embora este trabalho mostre que é possível realizar soldagem SMD manualmente. A soldagem SMD das placas filhas, realizada no Laboratório de Processamento de Sinais (LAPS), foi a primeira desta natureza que se tem conhecimento no LaPS, e talvez mesmo na Universidade Federal do Pará. As Figuras 3.19 e 3.20 mostram os equipamentos laboratoriais utilizados na construção da *daughterboard* e a placa construída respectivamente. Para fins de comparação a Figura 3.21 ilustra a diferença entre dimensões da *daughterboard* com soldagem SMD e uma placa PCB (*Printed Circuit Board*) soldada no LAPS.

Após realizada a soldagem das *daughterboards* chegou-se ao último passo necessário para

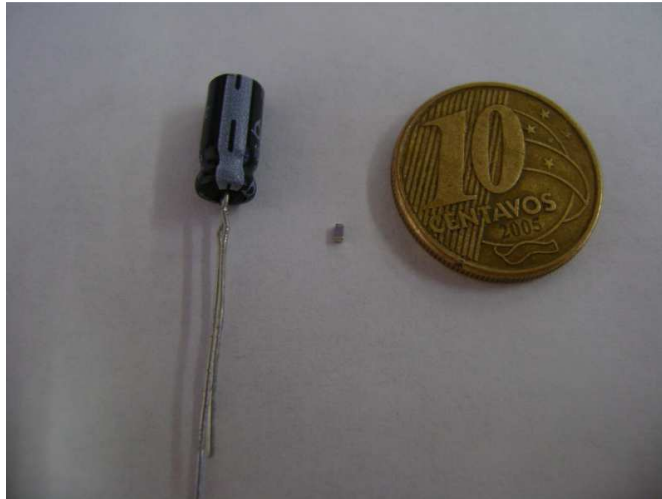


Figura 3.18: Comparação entre o capacitor utilizado na construção da *daughterboard*, um capacitor comum e uma moeda de 10 centavos.

configuração da USRP: a implementação dos *scripts* Python responsáveis pelo gerenciamento do sistema, que foi desenvolvido do seguinte modo:

- Os sinais provenientes da linha telefônica eram gravados aleatoriamente pela USRP num período de 10 segundos com taxa de amostragem de 2 MHz (64 MHz com decimação de 32) e salvos em formato de números complexos.
- Os sinais em números complexos eram convertidos posteriormente para o tipo de dados *float*.
- Após esta conversão os dados eram salvos em um arquivo binário contendo o resultado da gravação.
- De forma paralela os dados em tipo *float* eram utilizados na realimentação de um bloco denominado *Power Squelch* que checava o limiar de potência destes sinais.
- Se o limiar fosse superior a 25 dB de potência estas amostras do sinal eram janeladas e salvas em um segundo arquivo binário contendo informações direta do ruído impulsivo.
- Estes arquivos binários poderiam então ser analisados em *softwares* especializados como o MATLAB e o Audacity.

A Figura 3.22 ilustra os blocos pertencentes ao *software* de controle da USRP.

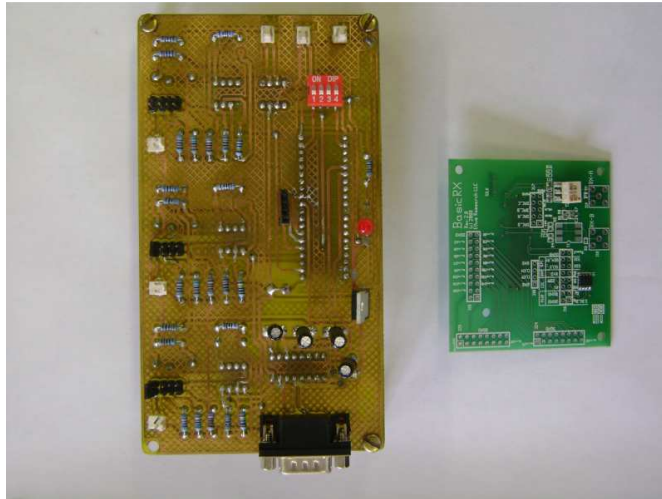


Figura 3.21: Comparação entre uma placa PCB comum e a placa SMD soldada no LAPS.

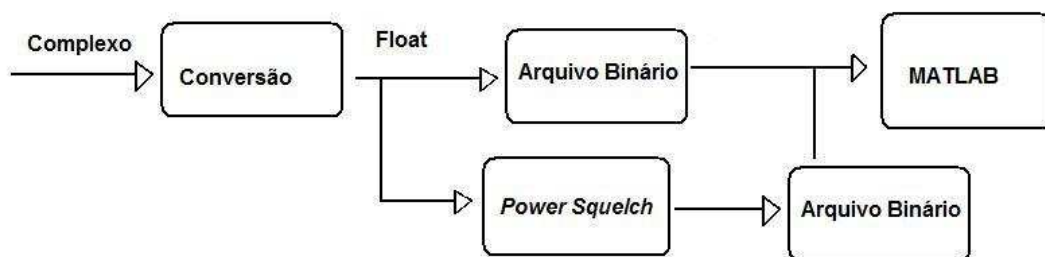


Figura 3.22: Blocos pertencentes ao *script* de controle do sistema.

ram posteriormente carregados e analisados no *software* MATLAB para obtenção dos resultados. As Figuras 3.24, 3.25 e 3.26 mostram alguns destes resultados obtidos durante a realização dos experimentos.

Através destas figuras pode-se verificar claramente o comportamento característico do ruído impulsivo descrito como um distúrbio de curta duração porém de grande amplitude de sinal [Che98]. Além disso analisando os sinais gravados em um *software* de áudio específico, como o Audacity, podemos ouvir o som característico do ruído impulsivo, descrito como um pequeno *click* [BCW01].

Para melhor análise dos resultados os sinais coletados foram utilizados na realimentação



Figura 3.23: Implementação do *front-end* para digitalização e gravação da linha telefônica.

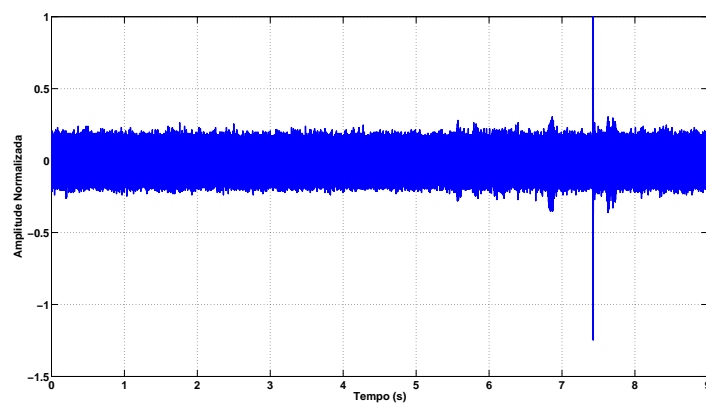


Figura 3.24: Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 1.

de um bloco do *script* chamado *Power Squelch*. Este bloco tinha como função receber em sua entrada os sinais gravados e ter como saída apenas a janela do sinal contendo a ocorrência do ruído impulsivo. As Figuras 3.27, 3.28 e 3.29 ilustram a saída do *Power Squelch* para alguns casos de ruído coletados.

3.4.5 Validação dos Resultados

Determinar a confiabilidade das ocorrências de ruído impulsivo adquiridas durante as medições é fundamental para a validação dos experimentos. Para isso novos testes foram feitos com objetivo de validar estes resultados. Durante estes testes, digitalizações conjuntas utilizando o *front-end* (filtro analógico + USRP) e um sistema digitalizador mais complexo foram

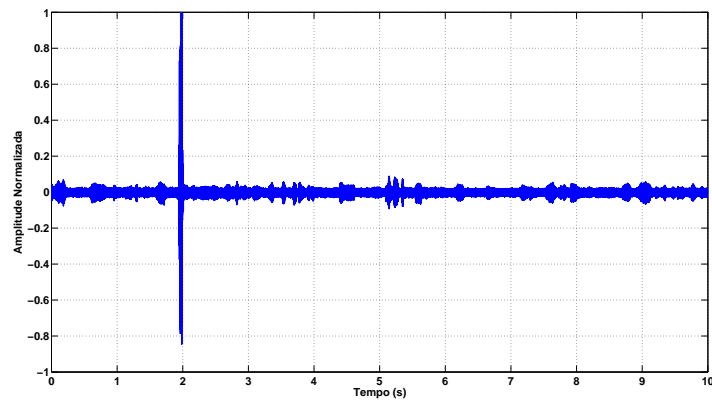


Figura 3.25: Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 2.

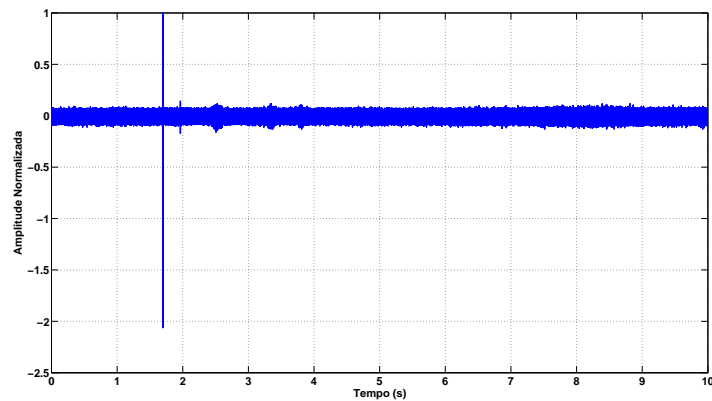


Figura 3.26: Ocorrência de ruído impulsivo coletado durante as gravações da linha telefônica - 3.

realizadas. Mais especificamente, adotou-se para fins de comparação o sistema de digitalização da SIGNATEC (www.signatec.com), chamado aqui simplesmente de “computador”.

O sistema SIGNATEC é composto por um computador com disco rígido de 3,6 TB e possui como um dos componentes de seu *hardware* a placa PDA14, uma placa digitalizadora de alta velocidade com frequência de amostragem máxima de 100 MHz [Sig08], custando em torno de 30 mil dólares. Sendo assim a comparação entre os resultados de um sinal digitalizado pelo *front-end* junto à digitalização de um sinal realizado pelo SIGNATEC é um bom indicativo para validar as medições prévias do IN.

Durante os testes utilizou-se a seguinte metodologia: um sinal conhecido proveniente de um gerador de funções era digitalizado em conjunto pelos dois equipamentos durante o mesmo período de tempo, 10 segundos, e frequência de amostragem praticamente iguais, 3,15 MHz

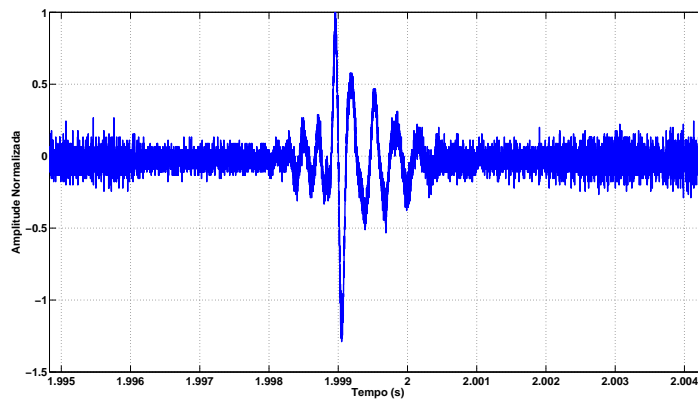


Figura 3.27: Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do *Power Squelch* - 1.

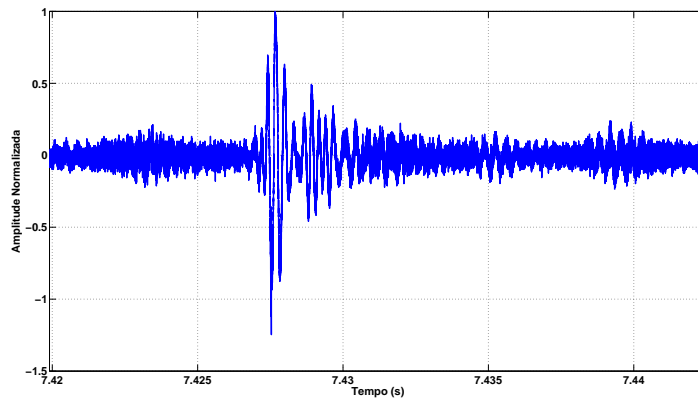


Figura 3.28: Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do *Power Squelch* - 2.

pelo SIGNATEC e 3,2 MHz pela USRP. Os dados obtidos foram posteriormente analisados via *software* afim de determinar a confiabilidade das digitalizações.

As Figuras 3.30 e 3.31 ilustram 100 amostras da digitalização de uma onda senoidal pura com frequência aproximada de 500 kHz (válida para a banda do ADSL) e amplitude de 2 Vpp digitalizada por ambos os equipamentos. Para melhor análise, a Figura 3.32 ilustra a FFT destes sinais. Como pode-se observar, as frequências obtidas pelos dois sistemas foram próximas.

É possível observar a diferença de 1 kHz, ou 0,02 % , no resultado das digitalizações. Este erro pode ser explicada por uma pequena imprecisão entre a frequência de amostragem descrita pelo fabricante e a frequência de amostragem operante.

De posse destas informações um sistema composto por um filtro seletor de frequências em conjunto com um *hardware* para digitalização de sinais é suficiente para coleta de dados

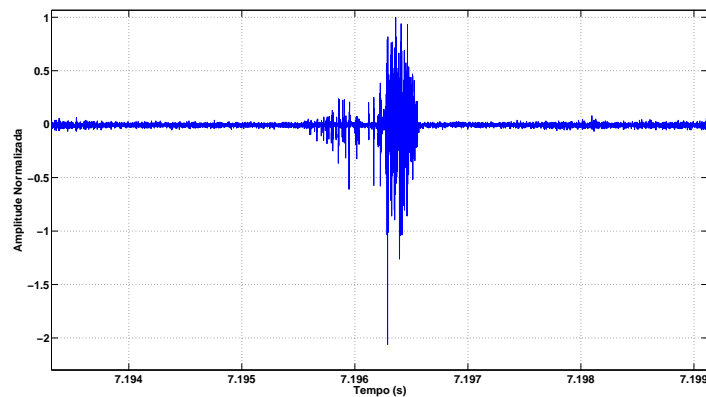


Figura 3.29: Comportamento do ruído impulsivo analisado na saída do *Power Squelch* - 3.

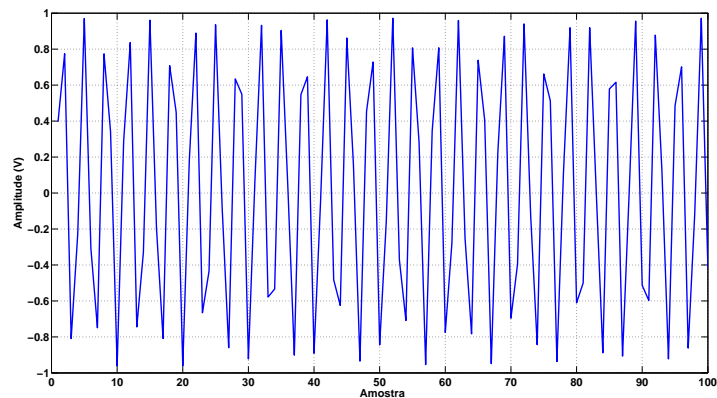


Figura 3.30: Amostras do sinal digitalizado pelo SIGNATEC no teste de validação.

provenientes da linha telefônica com fins de medições da ocorrência de ruído impulsivo. Os dados coletados a partir disso podem ser perfeitamente processados por *software* e seus resultados analisados de forma clara. A partir desta ideia podemos imaginar um sistema mais robusto e complexo, que será descrito na próxima seção.

3.4.6 Sistema Projetado para Futura Identificação da Origem do Ruído Impulsivo

O ruído impulsivo é caracterizado por natureza como fenômeno estocástico, ou seja, tem ocorrência aleatória e pode ser originado de várias fontes como descrito na Seção 3.1. Apesar disso é de conhecimento que grande parte de sua ocorrência é causada por componentes internos de aparelhos eletrodomésticos, em especial motores elétricos. Com base nisso a criação de

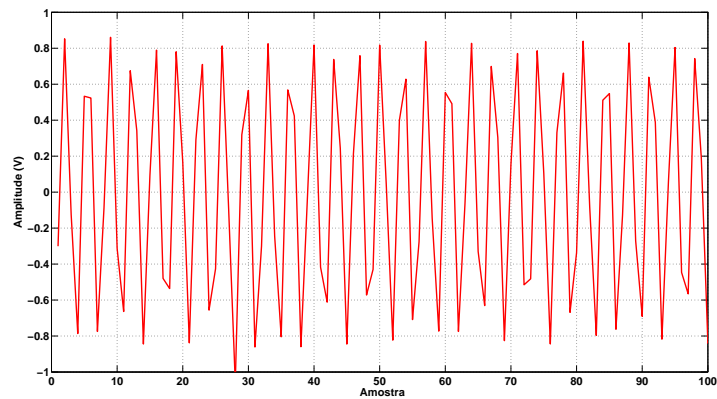


Figura 3.31: Amostras do sinal digitalizado pelo *front-end* no teste de validação.

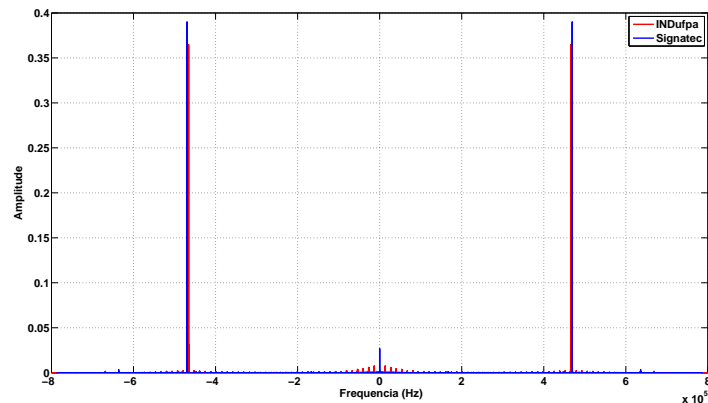


Figura 3.32: FFT dos sinais digitalizados no teste de validação.

um sistema de medição e possível identificação da origem causadora do distúrbio é de grande importância. Este sistema pode ser composto por sensores localizados nas tomadas de uma residência, um *front-end* para coleta dos dados provenientes da linha (como o proposto por esse trabalho) e um banco de dados para armazenamento das informações.

Para o funcionamento do sistema os sensores espalhados nas tomadas enviariam informações ao banco de dados todas as vezes que a mesma tenha sido ligada. A ocorrência de ligar o aparelho *plugado* nesta tomada acionaria o sistema de digitalização e gravação da linha telefônica. Posteriormente estes dados seriam analisados e comparados ao fato do acionamento do equipamento localizado naquela tomada ter provocado a ocorrência do IN.

Deste modo pode ser criado um banco de dados com informações de IN específico para cada equipamento, onde dentre outras análises poderiam ser descritos a forma estatística de

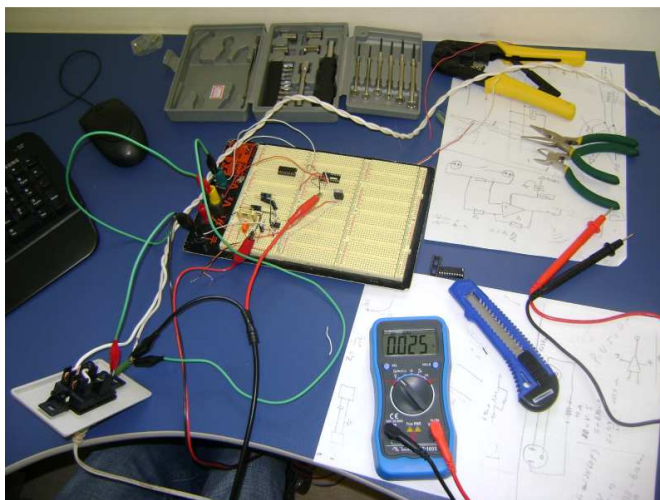


Figura 3.33: Desenvolvimento do sensor de tomada utilizado no sistema de identificação da fonte do IN.

atuação do ruído causado pela bateadeira, ventilador, geladeira, dentre outros.

Pensando nisso foi desenvolvido um protótipo de sensor de tomada para implementação do sistema. Este sensor é composto de um resistor *shunt* aplicado em série com a tomada de forma a atuar como um divisor de tensão. Toda vez que o equipamento que estiver *plugado* na tomada for ligado a queda de tensão provocada pelo resistor é passada a um amplificador operacional e posteriormente enviado a um microcontrolador PIC. O PIC então armazena a informação de acionamento do equipamento e aciona o *hardware* responsável pela gravação da linha telefônica.

A construção do sensor de tomada estava em fase inicial até a conclusão deste trabalho. A Figura 3.33 ilustra seu desenvolvimento.

3.4.7 Conclusões

O combate ao ruído impulsivo tem consequências diretas no desenvolvimento de sistemas que utilizam o cabo telefônico como canal em transmissões digitais e vem sendo alvo de muitas pesquisas ao redor do mundo. Apesar disso modelos estatísticos que descrevam fielmente o comportamento do fenômeno ainda são alvo de grandes desencontros, tendo como principal motivo o fato de que as características do IN sofrem variações de acordo com a região de coleta dos dados, como descrito na Seção 3.1.

Com base nesta lacuna este capítulo propôs um sistema para medição de ruídos impulsivos na rede telefônica. Embora nenhum modelo estatístico tenha sido implementado, devido a

quantidade ainda limitada de gravações, o sistema mostrou-se operante e a coleta de dados proveniente de medições a longo prazo poderia ser o passo inicial para o desenvolvimento de modelos estatísticos para o IN da rede telefônica de Belém.

O *front-end* desenvolvido para as medições da linha é composto por um filtro seletor de frequências, neste caso um filtro passa-alta de quarta ordem, e uma placa digitalizadora do sinal, onde utilizou-se a USRP.

Durante os experimentos os sinais provenientes da linha telefônica eram filtrados e digitalizados pela USRP. A partir disso os dados eram enviados a um PC via interface USB e então analisados por *softwares* específicos. Amostras de resultados prévios obtidos puderam ser verificadas na Subseção 3.4.4 deste capítulo.

Para validação dos experimentos novos testes foram realizados onde gravações conjuntas entre o equipamento desenvolvido e um sistema digitalizador de alta capacidade foram feitas. Estes testes mostraram diferença de 0,02 % em seus resultados, corroborando a validade dos dados obtidos.

Por fim, foi proposto um sistema para identificação da origem do ruído impulsivo proveniente de equipamentos eletrodomésticos. Neste caso sensores localizados nas tomadas poderiam reter informações do estado de funcionamento dos eletrodomésticos e estes dados seriam posteriormente comparados a resultados obtidos em medições da linha telefônica. Sendo assim poderia ser criado um banco de dados com modelos específicos de ruído impulsivo de acordo com o aparelho que possa ter originado o fenômeno.

Capítulo 4

Conclusões

O acesso à *internet* em banda larga com qualidade é uma realidade imposta nos dias de hoje. O usuário atual exige economia, velocidade, estabilidade e praticidade. Sistemas DSL combinam todas estas características e por conta disso são o meio de acesso à transmissão de dados em banda larga mais utilizados. A vida longa do DSL entretanto está ligada diretamente a estudos para minimização do efeito das interferências inerentes deste tipo de transmissão, principalmente pelo fato do DSL possuir concorrentes de mercado em amplo crescimento, como por exemplo a fibra óptica.

Este trabalho descreveu testes laboratoriais para medição e identificação do comportamento de sistemas DSL quando sujeitos a *crosstalk* e ruído impulsivo em diferentes cenários.

Para a modelagem do *crosstalk* foi realizada uma campanha de medições em cabos telefônicos reais de curto comprimento operando em altas frequências (UWB) no Laboratório DSL da UFPA - LABIT. Os resultados obtidos nas medições foram comparados com modelos matemáticos para baixas frequências existentes na literatura e comprovaram a validade dos resultados, mostrando que extrapolações destes modelos podem ser perfeitamente utilizadas. Em outras palavras, os modelos são válidos ainda para os cenários utilizados.

De posse das medidas citadas, foi realizado o cálculo da capacidade de transmissão de sistemas DSL utilizando os mesmos cabos e faixas de frequência medidos e aplicando técnicas DSM nível 3 para combate de *crosstalk*. Este tipo de experimento assume grande importância pois seus resultados podem servir como parâmetro para novas arquiteturas de transmissão utilizando ambientes mistos entre o cabo telefônico de par trançado e fibra óptica como a FTTB e FTTH. Neste tipo de cenário o cabo telefônico de par trançado assume cada vez enlaces menores, caracterizando-se como a última milha de transmissão (*the last mile*), enquanto que a fibra

óptica tende a aumentar o tamanho de seu segmento, caracterizando-se como o *backbone*. A diminuição do tamanho do enlace do cabo telefônico pode ser verificado nas especificações de transmissão dos mais novos *standards* DSL, como o VDSL e o VDSL2. Os resultados dos testes mostram taxas de até 0,7 Gb/s para um cabo de 50 m num ambiente controlado sem *crosstalk*.

Além disso este trabalho propôs o desenvolvimento de um *front-end* de digitalização da linha telefônica para medição e posterior modelagem de ruído impulsivo. Este sistema foi composto de um módulo analógico e um conversor analógico/digital. O primeiro foi implementado através de um filtro Butterworth passa-alta de quarta ordem que tinha como principal característica alta impedância, de modo a não interferir na comunicação entre a CO e o modem DSL, e cuja principal função era eliminar as baixas frequências na linha como o nível DC e o sinal de toque do telefone. O sistema inclui também uma placa digitalizadora USRP, responsável pela conversão analógico/digital e envio dos sinais ao PC através de uma interface USB, desenvolvida utilizando componentes SMD, embora não houvessem equipamentos especializados para isso. *Scripts* de controle desenvolvidos na linguagem Python gerenciam a coleta de dados e possibilitam a análise dos mesmos em *softwares* de tratamento específicos como o MATLAB.

Através deste sistema ocorrências reais de ruído impulsivo na linha telefônica puderam ser observadas durante testes realizados no Laboratório de Processamento de Sinais da UFPA durante os meses de Fevereiro e Março de 2009.

A importância destes experimentos reside no fato de que os resultados podem servir como base para futuras medições com objetivo de serem desenvolvidos modelos estatísticos específicos para o ruído impulsivo de redes telefônicas como a de Belém. Sendo assim, ferramentas de mitigação poderão ser projetadas de forma que se tenha o mínimo distúrbio possível perante a ocorrência do fenômeno em uma transmissão DSL, melhorando cada vez mais a qualidade do serviço.

Para trabalhos futuros relacionados as medidas de *crosstalk* em canais DSL operando em UWB deixa-se a sugestão de uma nova campanha de medições com cabos telefônicos de comprimentos não utilizados por este trabalho como 100 m, 300 m, 400 m e 500 m. Deste modo teria-se uma gama maior de resultados e as taxas de transmissão para estes cenários, ainda inexplorados, poderia ser obtida de forma a melhor caracterizar este tipo de arquitetura.

Para estudos de ruído impulsivo deixa-se a sugestão da conclusão do sistema de digitalização de forma que o mesmo ocorra de modo automático, verificando a linha telefônica e digitalizando os sinais apenas durante a ocorrência de um ruído impulsivo. Deste modo a coleta de dados se-

ria bastante otimizada. Com base nestes resultados modelos estocásticos para caracterização do ruído impulsivo poderiam ser propostos para a rede telefônica de Belém, onde descreveria-se o histograma de amplitudes, a duração do ruído e o intervalo entre ocorrências do fenômeno. Além disso sugere-se a conclusão do sistema para identificação da origem do ruído finalizando-se os sensores de tomada de forma que o mesmo possa operar em conjunto com o digitalizador da linha telefonica proposto por este trabalho.

Apêndice A

Scripts Desenvolvidos

A.1 *Scripts* Desenvolvidos Para o Cálculo da Capacidade de Canais DSL em UWB

Este apêndice contém os principais *scripts* desenvolvidos durante os experimentos do Capítulo 2.

```
%% Geracao dos niveis de Ingress e Egress
%% Autor: Diogo Acatauassu
f=0:1:100;
%% Egress
j=0;
for(z=0:1:30)
    j=j+1;
    ye(j)=-60; %% -60 dBm
end
for(z= 31:1:100)
    j=j+1;
    ye(j)=(-0.285714285714*z)-51.4285714286;
end
%% Ingress
i=0;
for(x=0:1:10)
    i=i+1;
    yi(i)=-125; %% -125 dBm
end
for(x=11:1:30)
    i=i+1;
    yi(i)=(1.75*x)-142.5;
end
```

```

for(x=31:1:100)
    i=i+1;
    yi(i)=-90; %% -90 dBm
end
plot(f,yi,f,ye)
grid
%% Transformacao dBm-linear
s=0;
for(f=0:43125:100000000)
    s=s+1;
    ye(s)=10^((ye(s)-30)/10);
end
h=0;
for(f=0:43125:100000000)
    h=h+1;
    yi(h)=10^((yi(h)-30)/10);
end

```

```

%% Script para geracao do modelo de canal
%% Autor: Diogo Acatauassu
k=0;
z=0;
d=200; %% Comprimento do cabo
%% Parametros empiricos
f=1609.344;
r=4.8*10^-3;
q=-1.709*10^-8;
l=4.907*10^-5;
%% Modelo para insertion loss
for(a=0:43125:100000000)
    k=k+1;
    hil(k)=exp(((d/f)*((r)*(sqrt(a)))+(a*(q)))-j*(d/f)*((l)*a));
end
%% Modelo para FEXT
f=0:43.125e3:100e6;

for(b=0:43125:100000000)
    z=z+1;
    hfext(z)=((10^(-45/20))*(b/1000000))*(sqrt(d/1000))*(abs(hil(z))));
end
plot(f,20*log10(abs(hil)));
plot(f,20*log10(abs(hfext)));

```

```

%%% Script para efetivacao do calculo da capacidade do canal (sem MIMO)
%%% Autor: Diogo Acatauassu
sdbm=-40;
rdbm=-140;
%% Parametros empiricos
k1=4.8*10^-3;
k2=-1.709*10^-8;
k3=4.907*10^-5;
slin=10^((sdbm-30)/10);
rlin=10^((rdbm-30)/10);
%% Carrega a medicao do canal
load trf50m100mhz
trf100quadlin=abs(trf100quad);
%% Passagem das PSDS
d=200/1609.344;
k=0;
q=ye./yi;
p=yi./ye;
h=8*10^-20;
ptrans=transpose(p);
for(f=0:43125:100000000)
    k=k+1;
%% Canal Modelado
    c1(k)=log2(1+(q(k))*exp(-2*d*(k1*sqrt(f)+(k2*f)))); %% FEXT FREE
    c1(k)=log2(1+(1/((h*d*f^2)+(p(k))*exp(2*d*(k1*sqrt(f)+(k2*f)))))); %% 1 SELF FEXT
%% Canal medido
    c1(k)=log2(1+q(k)*trf100quadlin(k)); %% FEXT FREE
    c1(k)=log2(1+(trf200quadlin(k)./(ptrans(k)+fext100quadlin(k)))); %% 1 SELF FEXT
end
g=trapz(c1); %% Efetivacao da capacidade
g=g*43125

```

```

%%% Script para efetivacao do calculo da capacidade do canal (com MIMO)
%%% Autor: Diogo Acatauassu
load fext200m100mhzp2 %% Carrega a medicao do canal
nlinhas=15; %% Numero de linhas no MIMO
gf=[ fext100par1par2 fext100par3par2 fext100par4par2 fext100par5par2
fext100par6par2 fext100par7par2 fext100par8par2 fext100par9par2 fext100par10par2
fext100par11par2 fext100par12par2 fext100par13par2 fext100par14par2
fext100par15par2 fext100par16par2 ];
gf=transpose(gf);
k=0;
l=0;
%% Calculo de rnn
for(f=0:43125:100000000)
    k=k+1;

```



```

    l=l+1;
    rnn{k}=(ye(k)*gf(:,l)*gf(:,l)'+yi(k)*eye(nlinhas));
end
%% Parametros
k1=4.8*10^-3;
k2=-1.709*10^-8;
d=50/1609.344;
k=0;
for(f=0:43125:100000000)
    k=k+1;
    c2(k)=log2(det(eye(nlinhas)+trf200quadlin(k)*ye(k)*inv(rnn{k}))); %% 15 Lines 1 Alien FEXT
end
g=trapz(c2);
g=g*43125;
g=g/nlinhas %% Efetivacao da capacidade

```

A.2 *Scripts* Desenvolvidos Para Leitura e Análise dos Dados das Gravações do Ruído Impulsivo

Este apêndice contém os principais *scripts* desenvolvidos durante os experimentos do Capítulo 3.

```

%% Script desenvolvido para leitura dos dados da USRP
%% Modificado por: Diogo Acatauassu
%% Autor: Igor Almeida
filename='500k2vpp2.dat'; %% Arquivo binario
datatype='float'; %% Tipo de dado
tamanho=inf;
usefile=1;
if usefile
    f=fopen(filename,'r');
    dados=fread(f,tamanho,datatype);
    disp('dados carregados');
end
if usefile
    fclose(f);
end
usrp=dados;

```

```

%% Script desenvolvido para leitura do arquivos binarios gerados pelo SIGNATEC
%% Autor: Diogo Acatauassu
vpp=2; %% Tensao pico a pico
vm=16383; %% Parametro da placa PDA14
tamanho=inf;
fid=fopen('500k2vpp2.rdl4','r'); %% Arquivo binario
vetor=fread(fid,tamanho,'uint16'); %% Tipo de dado
vetorfinal=(-0.5*vpp)+(vetor*(vpp/vm));
signatec=vetorfinal;
file=fclose(fid);

```

```

%% Script desenvolvido para validacao dos resultados obtidos entre USRP e SIGNATEC
%% Autor: Diogo Acatauassu
fusrpnamax=3.2e6/2; %% Frequencia de amostragem
x=max(usrp); %% USRP
usrp=usrp./x; %% Normalizacao
fftusrp=abs(fft(usrp)); %% FFT
z=fftusrp./8e6;
%% Geracao do eixo
frequsrp=-fusrpnamax/2:fusrpnamax/length(usrp):(fusrpnamax/2)-(fusrpnamax/length(usrp));
shift=fftshift(z);
plot(frequsrp,shift,'r')
a=max(signatec); %% SIGNATEC
signatec=signatec./a; %% Normalizacao
fftsigna=abs(fft(signatec)); %% FFT
y=fftsigna./8e6;
fsignamax=3.15e6/2; %% Frequencia de amostragem
%% Geracao do eixo
freqsigna=-fsignamax/2:fsignamax/length(signatec):(fsignamax/2)-(fsignamax/length(signatec));
shiftsigna=fftshift(y);
hold on
plot(freqsigna,shiftsigna)

```

```

%% Script desenvolvido para leitura dos dados do Tracespan
%% Modificado por: Diogo Acatauassu
%% Autor: Harney Abraham
filename = 'medicaol.trd'; %% Arquivo binario
file_name = [pwd '/' filename];
tamanho=inf;
tipo='short'; %% Tipo de dado
file = fopen (file_name,'r');
read= fread(file,tamanho,tipo,'l');
file = fclose(file);
tracespan=read;

```

```

#!/usr/bin/env python
#
# Igor Almeida
# GNU Radio - digitalizacao de picos na linha telefonica

from gnuradio import gr, usrp #sources/sinks
from usrpm import usrp_dbid #daughterboards
import treinamento
import time #sleep

class my_telephone_sink(gr.top_block):
    def __init__(self,
                 peak_rise_factor, peak_fall_factor, peak_lookahead, peak_alpha,
                 sqlch_db, sqlch_alpha, sqlch_ramp, sqlch_gate
    ):
        gr.top_block.__init__(self)
        #fonte de dados
        ## Decimacao deve ser inteiro par entre [4,256]
        self.source = u = usrp.source_c(0, 32) #which, decimacao

        u.u.set_pga(0, 20);

        #escolher daughterboard
        rx = usrp.pick_subdev(u, (usrp_dbid.BASIC_RX, usrp_dbid.TV_RX))

        #setar mux
        bitmap_mux = usrp.determine_rx_mux_value(u, rx)
        u.set_mux(bitmap_mux)

        #conversor
        conv = gr.complex_to_float()

        #bah
        self.vector_sink = gr.vector_sink_f()
        self.connect(conv,self.vector_sink)

        #detector de pico
        self.peakdetect = gr.peak_detector_fb(
            peak_rise_factor, peak_fall_factor, peak_lookahead, peak_alpha
        )

        #liberar somente amostras interessantes
        self.sqlch = gr.pwr_sqelch_ff(
            sqlch_db, sqlch_alpha, sqlch_ramp, sqlch_gate
        )

        #saida do peak detector
        sqwave_peaks = gr.file_sink(gr.sizeof_char, #tamanho das amostras

```

```

        "peaks_b.dat") #caminho do arquivo

#saida do sqlch
signal = gr.file_sink(gr.sizeof_float, #tamanho das amostras
        "signal.dat") #caminho do arquivo

#conectar os blocos
self.connect(self.source, conv, self.peakdetect, sqwave_peaks)
self.connect(conv, self.sqlch, signal)

if __name__ == '__main__':
    #configs
    tempo_treino = 20

    if 0:
        print 'Iniciando treinamento'
        #obtencao de parametros
        treino = treinamento.my_train()
        treino.start()
        time.sleep(tempo_treino)
        treino.stop()

        print 'Calculos'

        #calculos
        medias = list(treino.vect.data())
        ultimamedia = medias.pop()
        ultimamedia = medias[0]

        print ultimamedia

        treino = None
    print 'Iniciando digitalizacao'

    #digitalizacao de ruido da linha
    s = my_telephone_sink(
        2, #peak_rise_factor
        2, #peak_fall_factor
        1000, #peak_lookahead
        0.001, #peak_alpha
        0, #sqlch_db
        0.001, #sqlch_alpha
        0, #sqlch_ramp
        True #sqlch_gate
    )
    s.start()
    #raw_input('ENTER para sair')
    time.sleep(tempo_treino)
    s.stop()

```

Referências Bibliográficas

- [Agi00] Agilent. ADSL copper loop measurements - Agilent Technologies Product Note, 2000.
- [AMK09] Diogo Acatauassu, Francisco Muller, and Aldebaro Klautau. Capacity of MIMO DSL systems using 100 MHz measured channel data. In *International Conference on Telecommunications, 2009. ICT '09.*, pages 266–269, 2009.
- [Awa03] Aware. ADSL2 and ADSL2+ - the new ADSL standards, 2003.
- [Awa06] Aware. VDSL2 - the ideal access technology for delivering video services revision 2, 2006.
- [BCW01] Stephen J. Bigelow, Joseph J. Carr, and Steve Wider. *Understanding Telephone Electronics*. Newnes, 2001.
- [Che98] Walter Y. Chen. *DSL : Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Lines*. Macmillan Technology Series. Macmillan Technical Publishing, Indianapolis, IN, February 1998.
- [CT91] T. Cover and J. A. Thomas. *Elements of Information Theory*. Wiley, 1991.
- [Fon05] Maria Neiva Da Silva Fonseca. *Análise Comparativa de Algoritmos de Gerenciamento Dinâmico de Espectro (DSM) Aplicado à Linha Digital de Assinantes, Dissertação de Mestrado*. UFPA - Universidade Federal do Pará, 2005.
- [GDJ06] Philip Golden, Herve Dedieu, and Krista S. Jacobsen. *Fundamentals of DSL Technology*. Auerbach, 2006.
- [HK94] W. Henkel and T. Kessler. A wideband impulsive noise survey in the german telephone network: Statistical description and modeling. *AEU*, 48:277–288, 1994.

- [HK99] Werner Henkel and Thomas Kessler. A simplified impulse-noise model for the XDSL test environment. In *BAC'99 Broadcast Access Conference, Cracow, Poland*, 1999.
- [Hsu95] Hwei P. Hsu. *Signal and Systems*. Schaum's Outline Series, 1995.
- [IEC98] IEC. Information technology equipment - radio disturbance characteristics limits and methods of measurement. *EN55022:1998 (CISPR22:1997)*, 1998.
- [IS06] Maria Silvia Ito and Rafael Schena. GNU radio e independência do hardware em sistemas embarcados: Considerações sobre a aplicabilidade de SCA como alternativa em busca de maior flexibilidade, 2006.
- [JHC08] S. Jagannathan, Chan Soo Hwang, and J.M. Cioffi. Margin optimization in digital subscriber lines employing level-2 dynamic spectrum management. *IEEE International Conference on Communications, 2008. ICC '08.*, pages 435–440, May 2008.
- [KSLY05] E. Karipidis, N.D. Sidiropoulos, A. Leshem, and L. Youming. Capacity statistics for short DSL loops from measured 30 MHz channel data. In *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, pages 156–160, 2005.
- [MiRJ⁺06] Thomas Magesacher, Jaume Rius i Riu, Milos Jakovljevic, Murilo Loiola, and Klas Ericsson. Measurement and modeling of short copper cables for ultra-wideband communication. Technical report, Access Signal Processing Lab, Ericsson, 2006.
- [MirO⁺06] T. Magesacher, J. Rius i riu, P. Odling, P.O. Borjesson, M. Tilocca, and M. Valentini. Limits of ultra-wideband communication over copper. In *International Conference on Communication Technology, 2006. ICCT '06.*, pages 1–4, 2006.
- [Mor06] Rodrigo Bastos Moraes. *Gerenciamento de Espectro para Linhas Digitais do Assinante, TCC - Trabalho de Conclusão de Curso*. UFPA - Universidade Federal do Pará, 2006.
- [Ned03] Nedko H. Nedev. *Analysis of the Impact of Impulse Noise in Digital Subscriber Line Systems*. PhD thesis, University of Edinburgh, 2003.

- [Paa01] Larry D. Paarmann. *Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective*. Kluwer Academic Publisher, 2001.
- [Sig08] Signatec. PDA14 - Product Information Sheet, 2008.
- [vdB01] Rob F.M. van den Brink. Laboratory performance tests for xDSL systems. *ETSI STC TM6 Meeting*, 5:1–48, 2001.
- [VK94] C.F. Valenti and K. Kerpez. Analysis of wideband noise measurements and implications for signal processing in ADSL. In *IEEE International Conference on Communications, 1994. ICC 94, SUPERCMM/ICC '94, Conference Record, Serving Humanity Through Communications.*, pages 826 – 832 vol.2, 1994.