



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

# **Transmissão DSL em Modo Fantasma: Medições e Avaliação de Desempenho**

**Diego de Azevedo Gomes**

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

2012

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

# **Transmissão DSL em Modo Fantasma: Medições e Avaliação de Desempenho**

**Autor: Diego de Azevedo Gomes**

**Orientador: Evaldo Gonçalves Pelaes**

**Dissertação** submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações**.

UFPA/ITEC/PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém, PA  
2012

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

**Transmissão DSL em Modo Fantasma: Medições e Avaliação de  
Desempenho**

AUTOR: Diego de Azevedo Gomes

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

---

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

---

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior  
(Co-orientador - UFPA)

---

Prof. Dr. Ronaldo de Freitas Zampolo  
(Membro - UFPA)

---

Prof. Dr. Johelden Campos Bezerra  
(Membro - IESAM)

UFPA/ITEC/PPGEE

*A vitória cabe aos que mais perseveram.*

*(Napoleão Bonaparte)*

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais, Horácio e Fátima, por todo o apoio e incentivo que me deram desde o início desta jornada.

Aos meus irmãos, Tiago e Laise, pelo companheirismo que sempre me prestaram.

Ao meu orientador, Pelaes, e ao meu co-orientador Aldebaro, pelos conhecimentos fornecidos, conselhos, e por acreditarem no trabalho que eu poderia desenvolver.

A minha namorada, Gabriela, pela paciência e por me ajudar a enfrentar esta etapa.

Aos meus colegas de república Teca, Bruno, Fernando e Breno, pelo apoio nos trabalhos técnicos e pela amizade que construímos.

A todos os integrantes da família LaPS, por me proporcionarem um ambiente amigável para desenvolver as minhas atividades acadêmicas.

Aos integrantes do LEA/LABIT pela ajuda na fase experimental e pela análise dos resultados deste trabalho.

A todos os alunos e professores que participaram das avaliações, pela paciência e contribuição.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e a Ericsson, pelo financiamento da pesquisa.

Muito obrigado.

# Resumo

A demanda por taxa de *bits* vem aumentando a cada ano, devido principalmente pela incorporação de aplicativos *online* ao cotidiano das pessoas. Assim, as companhias prestadoras deste tipo de serviço estão sempre investindo em pesquisa por tecnologias que possibilitem o aumento da taxa de *bits* com um bom custo-benefício. Seguindo esta perspectiva, este trabalho apresenta o modo de transmissão fantasma (*Phantom mode*), que visa aumentar a taxa total de transmissão de *bits* em sistemas DSL, quando múltiplos pares de cobre estão disponíveis. Aqui também são mostrados resultados e discussões importantes sobre desempenho do modo de transmissão fantasma. Também são discutidos procedimentos para a execução de medições de modo fantasma em frequências de 100 kHz a 300 MHz, em uma maneira que permite a medição de modo fantasma e modo diferencial com o mesmo *setup*. Novos resultados são apresentados sobre canal direto, *far-end crosstalk* (FEXT) e *conversão de modo*, para um cabo Cat-5e de 50 metros. Dentre outros fatos, foram verificadas grandes diferenças no canal direto de modo fantasma quando foram comparadas medições com cabo enrolado e desenrolado, e que a forma como o modo fantasma é construído influencia bastante no comportamento das curvas de canal direto, FEXT e conversão de modo. Também são apresentados resultados de estimação da taxa de bits quando são usados modo fantasma e modo diferencial simultaneamente, e observou-se que há um ganho de até 60% quando foram usados este dois modos e *vectoring*.

**Palavras chave:** Linha digital do assinante (DSL), Phantom Mode, Medição, Taxa de Bits, Vectoring.

# Abstract

Demand for bit rate is increasing every year, mainly due to the incorporation of online applications into people's life. So the companies which provide this type of service are always investing in research for technologies that enable increased bit rate with a good value for money. Following this perspective, this paper presents transmission phantom mode, which aims to increase the overall rate of transmission of bits in DSL systems when multiple copper pairs available. Here we also show results and discussions on performance of phantom mode. We discuss procedures for performing measurements in phantom mode at frequencies from 100 kHz to 300 MHz, in a way that allows the measurement of phantom mode and differential mode with the same setup. New results are presented on the direct channel, far-end crosstalk (FEXT) and mode conversion for a Cat-5e cable of 50 meters. Among other facts, we verify large differences in the direct channel phantom mode when comparing rolled and unrolled cable measurements, and that manner how we build the phantom mode greatly influences the behavior of the curves of direct channel, FEXT and mode conversion. We also present results of estimating bit rate when using phantom mode and differential mode simultaneously, and observed that there is a gain of up to 60 when we use this two modes and vectoring.

**Keywords:** Digital Subscriber Lines (DSL), Phantom Mode, Measurement, FEXT, Mode Conversion, bit rate, vectoring.



# Lista de Figuras

1.1	Evolução dos sistemas DSL e previsões para o futuro. . . . .	18
1.2	Estrutura da rede utilizada na Primeira e Segunda Geração de DSL. O comprimento do cabo poderia chegar a 6 Km. . . . .	19
1.3	Estrutura da rede utilizada na Terceira Geração de DSL (e provavelmente na Quarta). Note a existência do <i>distribution point</i> (DP), que é conectado a CO através de fibra óptica (FO). Nesta estrutura, o comprimento dos cabos de cobre não ultrapassam 1 km (na quarta geração acredita-se que não passará de 200 m). . . . .	19
2.1	Circuito elétrico básico. . . . .	24
2.2	Relação entre corrente e voltagem em um circuito com uma resistência de $2 \Omega$ . . . . .	24
2.3	Circuito com sinalização em modo simples. . . . .	25
2.4	Circuito com sinalização em modo diferencial. . . . .	25
2.5	Forma de onda dos sinais de ida (curva sólida) e de retorno (curva tracejada) em um circuito com sinalização em modo diferencial. . . . .	25
2.6	Interferência em modo comum em um sistema com sinalização em modo diferencial. . . . .	26
2.7	Formas de onda trafegando em um circuito com sinalização em modo comum. . . . .	27
2.8	Imagem de um transformador - [1]. . . . .	27
2.9	Circuito equivalente de um transformador. $N1$ denota a quantidade de enrolamentos do condutor primário, e $I1$ , $V1$ e $Z1$ são a corrente, a voltagem e a impedância no condutor primário, respectivamente. De forma semelhante, $N2$ , $I2$ , $V2$ e $Z2$ , são definidos para o condutor secundário. No centro dos enrolamentos podem ser notados os <i>center taps</i> (círculos negros). . . . .	28
2.10	Circuito equivalente de um BALUN. . . . .	28
2.11	Exemplo de como MF pode ser feito usando dois pares de cobre. . . . .	30

2.12	Exemplo de MF em multi camadas. . . . .	31
2.13	Representação eletromagnética de um segmento utilizado como base para modelagem de canal de um par trançado. . . . .	32
2.14	Esquema de NEXT e FEXT em uma linha telefônica. . . . .	34
2.15	Exemplo de condutores desbalanceados, em que $Z1$ e $Z2$ não são iguais, fazendo com que $I1$ e $I2$ sejam diferentes. . . . .	35
3.1	Visão frontal de um Network Analyzer. . . . .	37
3.2	Visão de um NA, com destaque para suas portas. . . . .	37
3.3	Plano de calibração. . . . .	38
3.4	Um cabo cat-5e real. À esquerda temos um cabo Cat-5e enrolado, e à direita, tem-se em destaque a ponta deste cabo, evidenciando os pares trançados: laranja ( <i>la</i> ), verde ( <i>ve</i> ), azul ( <i>az</i> ) e marrom ( <i>ma</i> ). . . . .	39
3.5	Seção transversal de um cabo Cat-5e. A parte <i>A</i> indica como construir modo fantasma no arranjo <i>diagonal</i> , e parte <i>B</i> como construir modo fantasma em arranjo <i>aresta</i> . . . . .	40
3.6	Placa utilizada nas medições. . . . .	41
3.7	Esquema da placa de circuito utilizada nas medições de MD e MF. . . . .	41
3.8	Lado esquerdo: utilização da placa para medição em MD. Lado direito: utilização da placa para medição de MF. . . . .	42
3.9	Conectores utilizados nas calibrações. A - conector para calibração <i>through</i> ; B - conector para calibração <i>short</i> ; C - conector para calibração <i>open</i> ; D - conector para calibração <i>load</i> ( $100 \Omega$ ); E - conexão da PC com o cabo. . . . .	42
3.10	Esquema de como o notebook foi conectado ao NA, para podermos obter os dados das medições armazenadas no NA. . . . .	43
3.11	Placas blindadas utilizadas nas medições. . . . .	44
3.12	Esquema de medição de FTD de MF. . . . .	44
3.13	Detalhes da conexão de pares de um cabo Cat-5e com a PC, para medição de FTD de um modo fantasma. Neste exemplo é mostrado a conexão para medição do canal fantasma <i>azve</i> . . . . .	45
3.14	Ilustração de medição de FEXT de um par em MF para um par em MD. . . . .	46

3.15	Exemplo de como foi feita a conexão do cabo Cat-5e com a PC, para medição de FEXT de MF para MD. Neste exemplo, é mostrada a medição de FEXT do canal fantasma <i>lama</i> para o canal diferencial <i>ve</i> . . . . .	47
3.16	Esquema de medição de conversão de modo de MF para um MD que o compõe. . . . .	48
3.17	Detalhe da conexão do cabo Cat-5e com as PCs para medição de CM. Neste exemplo foi feita a medição de CM do canal fantasma <i>azve</i> para o canal diferencial <i>ve</i> . . . . .	48
3.18	FTD de um cabo Cat-5e em MD e MF, usando um cabo enrolado. . . . .	50
3.19	FTD de um cabo Cat-5e em MD e MF, usando um cabo desenrolado. . . . .	50
3.20	Comparação de resposta ao impulso entre um cabo enrolado e um cabo desenrolado. . . . .	51
3.21	FEXT de MD para MD em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m. . . . .	53
3.22	FEXT de MD para MF em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m. . . . .	53
3.23	FEXT de MF para MD em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m. . . . .	54
3.24	FEXT de MF para MF em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m. . . . .	54
3.25	MC em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m. . . . .	55
4.1	Canal dividido em $N$ tons. . . . .	57
4.2	Esquema simplificado de modulação DMT. . . . .	58
4.3	Esquema de estimação de canal feito em <i>vectoring</i> . Na parte (a), o DSLAM envia um sinal $x$ conhecido para os modems. Estes então calculam o erro $e$ que ocorreu durante a transmissão, subtraindo o sinal recebido $y$ pelo transmitido. Na parte (b) os modems enviam o erro calculado para o DSLAM, que usa esta informação para estimar o canal ( $H'$ ). . . . .	60
4.4	Cenário com 12 transceptores em um cabo Cat-5, usando MD e MF. . . . .	63
4.5	Taxas de transmissão (em Gb/s) de um cabo Cat-5e de 50 m, utilizando uma largura de banda de 200 MHz. . . . .	64

# Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros para um cabo 26-AWG. . . . .	33
3.1	Taxa de tranças dos pares de um cabo Cat-5e. . . . .	39
3.2	Funções de Transferência Diretas medidas em MD e MF. . . . .	46
3.3	Lista de CM e FEXT medidos. . . . .	49
4.1	Taxa de transmissão média por usuário (em Gb/s) por canal. . . . .	64

# Lista de Siglas

ADSL - Assymetric Digital Subscriber Line  
BALUN - balanced/unbalanced  
CDA - conversor digital-analógico  
CM - conversão de modo  
CMOS - complementary metal-oxide-semiconductor  
CO - Central Office  
CT - center tap  
DMT - Discrete Multitone Modulation  
DP - Distribution Point  
DSL - Digital Subscriber Line  
DSLAM - Digital Subscriber Line Access Multiplexer  
DUT - device under test  
FDD - frequency division duplex  
FEXT - Far end Crosstalk  
FTD - função de transferência direta  
FTTH - Fiber to the Home  
GPIB - General Purpose Interface Bus  
HDTV - High Definition Television  
LAN - local area network  
LSNA - Large Signal Network Analyzer  
MC - modo comum  
MD - modo diferencial  
MF - modo fantasma  
MIMO - multiple-input and multiple-output  
NA - Network Analyzer  
NEXT - Near end Crosstalk  
PC - placa de circuito  
PSD - power spectral density  
QAM - Quadrature amplitude modulation

SNA - scalar network analyzer

SNR - signal-to-noise ratio

TDD - time division duplex

TDF - Transformada Discreta de Fourier

TIDF - Transformada Inversa Discreta de Fourier

USB - universal serial bus

VDSL - Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line

VDSL2 - Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line 2

VNA - vector network analyzer

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>17</b>
1.1 A Tecnologia DSL . . . . .	17
1.2 Phantom Mode . . . . .	19
1.3 Aumentando a Taxa de <i>Bits</i> . . . . .	20
1.4 Objetivos . . . . .	21
1.5 Organização do Trabalho . . . . .	22
<b>2 Linhas de Transmissão e Modelo de Canal</b>	<b>23</b>
2.1 Modos de Sinalização . . . . .	23
2.1.1 Modo Comum e Modo Diferencial . . . . .	23
2.1.2 Transformador e BALUN . . . . .	27
2.1.3 Modo Fantasma . . . . .	29
2.2 O Par Trançado . . . . .	31
2.2.1 Características Eletromagnéticas do Par Trançado . . . . .	32
2.2.2 Crosstalk . . . . .	34
<b>3 Medições de Enlaces DSL</b>	<b>36</b>
3.1 Introdução . . . . .	36
3.1.1 Network Analyzer - NA . . . . .	36
3.2 Calibração e Compensação . . . . .	38
3.3 Construção de MF sobre um cabo Cat-5e . . . . .	39
3.4 Metodologia . . . . .	40

---

3.4.1	Medições de Função de Transferência Direta . . . . .	43
3.4.2	Medições de Crosstalk (FEXT e CM) em Modo Fantasma . . . . .	45
3.5	Resultados . . . . .	48
3.5.1	Função de Transferência Direta . . . . .	49
3.5.2	FEXT e CM . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Taxa de Transmissão</b>	<b>56</b>
4.1	Modulação DMT (Discrete Multi-Tone) . . . . .	56
4.2	Vectoring . . . . .	59
4.3	Cálculo de Taxa de Transmissão . . . . .	61
4.4	Resultados . . . . .	62
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>66</b>
5.1	Trabalhos Futuros . . . . .	67
	<b>Trabalhos Publicados Pelo Autor</b>	<b>69</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>69</b>



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 A Tecnologia DSL

A tecnologia de acesso Linha Digital do Assinante (do inglês *DSL - Digital Subscriber Line*) é uma das mais difundidas no mundo [2] e está no mercado desde a década de 80 [3]. Tal tecnologia de acesso tornou-se bastante popular devido ao baixo custo dos equipamentos e cabos (quando comparada com outras tecnologias de acesso), e devido ao reuso da infraestrutura da rede telefônica. Por utilizar cabos telefônicos, DSL transmite dados sobre pares trançados de cobre [3].

Da década de 80 até os dias atuais, a DSL teve várias versões (ou gerações, como denominado por alguns autores). A Fig. 1.1 mostra o histórico de implantação de equipamentos de acesso em DSL. A primeira geração fazia uso direto da banda utilizada para telefonia. Já a Segunda Geração, marcada pelo uso assimétrico de banda para *download* e *upload* (*Assymetric DSL - ADSL*), iniciou o uso de frequências fora da banda de telefonia [4]. A Terceira Geração é a mais recente no mercado, representada pelo *Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line 2* (VDSL2), que alcança taxas de bits de até 100 Mbps [2,5]. Atualmente, está sendo desenvolvido a próxima geração de DSL (Quarta Geração), na qual espera-se atingir 1 Gbps de taxa agregada (*download* e *upload*). Na Fig. 1.1 podemos ver que entre o surgimento de uma geração e outra há em média uma década. Avaliando desenvolvimeto de cada geração no mercado, podemos verificar que taxa de bits cresce 1 ordem de grandeza a cada nova geração. Se tal comportamento se mantiver nos próximos anos, é esperado que tenhamos a Quinta Geração (*Fiber to the Home - FTTH*), com taxa de bits estimada em 10 Gbps [6].

Nas duas primeiras gerações de DSL, a estrutura da rede era composta basicamente pela operadora de telefonia (*CO - Central Office*), a qual continha os DSLAMs (*Digital Subscriber*

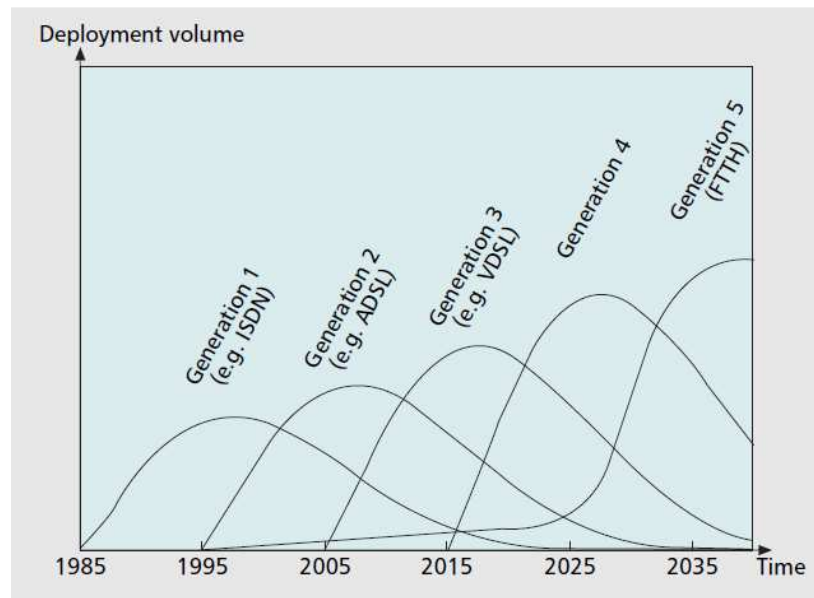


Figura 1.1: Evolução dos sistemas DSL e previsões para o futuro.

*Line Access Multiplexer*), um cabo telefônico (cada cabo contendo vários pares trançados), que iam diretamente da CO para a residência (escritório, prédio, etc) do usuário [7] (esta afirmação é correta no sentido que da CO até a casa do usuário, o cabo telefônico não passa por nenhum dispositivo que execute algum tipo de processamento sobre o sinal), e o modem localizado na residência do usuário final, como mostra a Fig. 1.2 [7]. Nestas gerações, o comprimento do cabo poderia chegar até cerca de 6 km [4]. Entretanto, a estrutura das duas primeiras gerações não permitiria a taxa de bits que é entregue pelo VDSL2. Assim, foi necessária a implantação do *Distribution Point* (DP) na estrutura da rede, como mostrado na Fig. 1.3. Este elemento (o DP) permite que se use cabos de cobre mais curtos (menores que 1 m), que proporcionam canais com menor atenuação, e conseqüentemente taxas de bits maiores (na verdade este é um dos parâmetros que permitem o alcance de taxas maiores, porém, outros parâmetros devem ser considerados quando se trata de taxas de bits, como veremos a frente). Neste novo cenário, para que realmente se consiga entregar alta taxa de bits para cada usuário, é necessário que o enlace entre a operadora e o DP seja de banda bastante larga, tal como fibra óptica [8]. É esperado que na geração 4 seja utilizada uma infraestrutura parecida com a de VDSL2, todavia, com cabos ainda mais curtos (de 20 a 200 metros) [6].

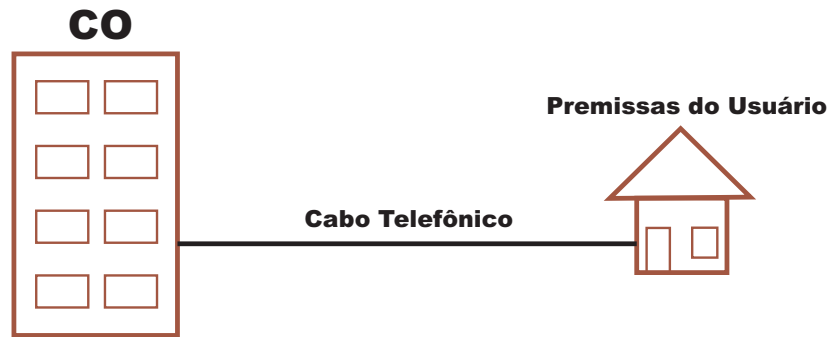


Figura 1.2: Estrutura da rede utilizada na Primeira e Segunda Geração de DSL. O comprimento do cabo poderia chegar a 6 Km.

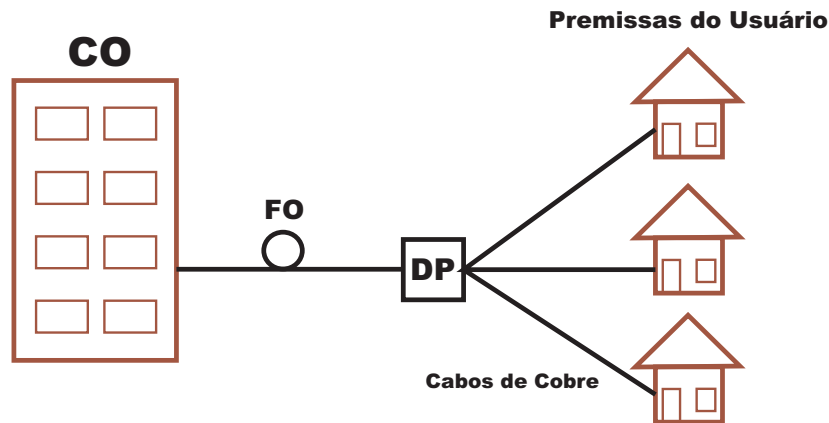


Figura 1.3: Estrutura da rede utilizada na Terceira Geração de DSL (e provavelmente na Quarta). Note a existência do *distribution point* (DP), que é conectado a CO através de fibra óptica (FO). Nesta estrutura, o comprimento dos cabos de cobre não ultrapassam 1 km (na quarta geração acredita-se que não passará de 200 m).

## 1.2 Phantom Mode

O VDSL, assim como os padrões anteriores de DSL foram desenvolvidos para utilizar modo diferencial de transmissão [3], onde um par trançado de fios de cobre é o canal de transmissão. Entretanto, quando  $N$  pares estão disponíveis, a combinação dos fios e usando ou não o terra como caminho de retorno para os sinais de transmissão, podem dar origem a novos *modos* de transmissão, em que um máximo de  $2N - 1$  canais podem ser estabelecidos (os quais são, teoricamente, independentes) [9–11]. Por exemplo, uma alternativa é separar um fio para ser o caminho de retorno de todos os outros  $2N - 1$  fios. Todavia, esta e algumas outras alternativas poderiam requerer o desenvolvimento de novos transceptores, dado que os

padrões correntes de DSL adotam modo diferencial.

O presente trabalho investiga uma alternativa que permite usar transceptores DSL “de prateleira” combinando os modos comuns de dois pares trançados distintos, para criar um *Modo Fantasma*.

A construção de modo fantasma permite criar  $N - 1$  canais fantasmas e  $N$  canais diferenciais. Para alcançar a quantidade máxima de  $2N - 1$  canais, a *primeira camada* de canais fantasmas é usada para compor uma *segunda camada*, e assim por diante, como exemplificado em seguida.

Assumindo que  $N$  é par, a primeira camada é composta por  $N/2$  canais fantasmas. Já a segunda camada de canais fantasmas teria  $N/4$  canais, e assim por diante. Por exemplo, se  $N = 4$  (um cabo Cat-5e), pode-se criar quatro canais diferenciais, dois canais fantasmas de primeira camada e um canal fantasma de segunda camada. Neste trabalho, somente canais fantasmas de primeira camada serão considerados. A construção de canais fantasmas permite a adoção de transceptores padrões (a forma como o canal fantasma é contruído é transparente para o transceptor), que é uma vantagem quando comparado ao *split-pair* discutido em [9]. Alguns trabalhos importantes são discutidos a seguir.

Em [9], o limite teórico de transmissão com modo comum é investigado e um esquema que separa os fios é avaliado. O trabalho desenvolvido em [11] apresenta um modelo de canal para modo fantasma, considerando ele como um *automodo* do cabo *quad*. Os resultados apresentados foram baseados numa frequência máxima de 25 MHz. O autor de [12], discute medições de impedância, e apresenta um método que permite a medição de modo fantasma sem o uso de transformadores para inserção de sinais em modo comum. Vincent Lenir [13] apresenta uma discussão sobre *setup* de medições de canais em modo diferencial e modo comum, em bandas de frequência de VDSL2. No presente trabalho, apresentamos um *setup* que permite medições de modo fantasma e modo diferencial, em frequências de até 300 MHz.

### 1.3 Aumentando a Taxa de *Bits*

Com excessão de locais de extrema pobreza, o acesso a internet banda larga é algo comum e se tornou um serviço essencial para o estilo de vida moderno. Tal fato pode ser confirmado pelo aumento do uso de soluções *web* para negócios, entretenimento, relações sociais, e outros serviços que demandam altas taxas de transmissão, tais como: (i) Teletrabalho, uma modalidade de trabalho na qual a pessoa tem locais de trabalho flexíveis, e executa as suas tarefas diárias usando enlaces de telecomunicação que a conecta com a central de trabalho; (ii) Vídeo Conferência, que permite que várias pessoas de diferentes localidades

interajam usando os seus telefones celulares ou computadores, desfrutando ao mesmo tempo de vídeo e áudio; (iii) Rede Doméstica, na qual um *link* de internet é compartilhado por vários dispositivos da casa; (iv) TV de Alta Definição (HDTV), que provê áudio e vídeo de alta qualidade, mas usa mais *pixels* por *frame*; (v) TV sobre *IP* (IPTV), que não usa o canal *broadcast* tradicional, satélite ou cabo padrão, em vez disso, usa internet; (vi) Jogos *online*, que permitem que vários usuários joguem no mesmo ambiente virtual; e outros exmplos [14]

Considerando este cenário, o modo de transmissão fantasma, de maneira similar a *bonding* [3], tem o potencial de aumentar a taxa de dados total quando se dispõe de vários pares trançados de cobre, pois vários canais são agregados para compor o canal total. Indiretamente, é como se houvesse a disponibilidade de uma *largura de banda* maior, e como, em sistemas DSL, ha uma relação de proporcionalidade entre quantidade de *tons* (sub-bandas nas quais os bits são carregados) e a largura banda, aumentando a largura de banda, é possível aumentar a quantidade de bits transmitida por símbolo (soma de todos os tons).

O aumento da largura de banda (ou aumento dos canais destinados a transmissão) pode aumentar a taxa de bits, todavia, esta afirmação só é correta se os canais utilizados para transmissão tiverem boa qualidade, ou seja, se a magnitude destes for grande em relação aos ruídos aos quais estão sujeitos. Dentre as interferências que atingem os sistemas DSL, o FEXT (*Far End Crosstalk*) é a que causa mais danos [2], principalmente nas frequências mais altas. Assim, para se alcançar altas taxas de *bits*, além de se dispor de maior largura de banda, é preciso utilizar técnicas de mitigação de *crosstalk*, tais como *vectoring* [2, 15, 16].

## 1.4 Objetivos

Este trabalho procura investigar o comportamento do canal de modo fantasma, bem como as interferências às quais este canal está sujeito, além de avaliar as taxas de *bits* que podem ser obtidas quando se utiliza este canal. Os objetivos específicos são listados a seguir:

- Mostrar como um canal de modo fantasma pode ser implementado em um cabo Cat-5e;
- Apresentar uma proposta de *setup* para medição de modo fantasma em frequências de até 300 MHz, que possibilite também a medição de modo diferencial, modificando apenas a forma como o cabo é conectado ao *setup*;
- Mostrar resultados de medições de Função de Transferência Direta de modo fantasma e modo diferencial, usando cabo enrolado e desenrolado, e suas implicações no comportamento do canal;

- 
- Mostrar resultados de interferências padrões de DSL, tais como FEXT e Conversão de Modo, e o impacto do uso de modo fantasma sobre o comportamento destas interferências;
  - Apresentar uma formulação de cálculo de taxa de *bits*, considerando transmissão em vários modos;
  - Apresentar resultados de cálculo de taxa de *bits* considerando cenários que usam o modo fantasma e diferencial simultaneamente, ou não, com e sem a aplicação de *vectoring*.

## 1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado como a seguir:

- O Capítulo 2 apresenta uma breve discussão sobre modos de transmissão (incluindo detalhes da definição de modo fantasma), questões sobre o par trançado e definição de alguns tipos de *crosstalk*.
- O Capítulo 3 expõe questões acerca de medições, tais como os equipamentos utilizados com mais frequência e o processo de medição. Este também mostra como combinamos os fios do cabo Cat-5e para construirmos modo fantasma, e os resultados das medições de função de transferência direta, FEXT e conversão de modo.
- O Capítulo 4 apresenta uma visão geral do processo de modulação *DMT*, a formulação que adotamos no cálculo de taxa de *bits*, e os resultados das simulações de taxa.
- Finalmente, no Capítulo 5 apresentamos as conclusões do trabalho.

# Capítulo 2

## Linhas de Transmissão e Modelo de Canal

### 2.1 Modos de Sinalização

Há várias formas de enviar sinais em um circuito (as quais são chamadas de sinalização), as quais determinam a infraestrutura do circuito, assim como as características do sinal elétrico que passa por ele. As formas mais comuns de sinalização são modo diferencial e modo comum. Todavia, antes de investigarmos as formas de sinalização, é necessário definirmos alguns parâmetros básicos que nos ajudarão a entendê-las.

#### 2.1.1 Modo Comum e Modo Diferencial

Na Fig. 2.1 é mostrado o esquema de um circuito básico composto por uma fonte de tensão e um resistor, conectados ao terra. A fonte de tensão gera uma diferença de potencial elétrico dependente do tempo  $V(t)$ , que causa um fluxo de corrente elétrica também dependente do tempo  $I(t)$ . Entretanto, para que a corrente possa fluir em um circuito elétrico, é necessário que esta atravesse um caminho fechado entre os pólos da fonte, de forma que a corrente gerada é direcionada do pólo positivo para o negativo da fonte de voltagem (como indicado pela seta). Na figura, o circuito é fechado através da conexão com a terra, que serve como um retorno da corrente que passa pelo resistor, para a fonte. A corrente gerada é relacionada à tensão de acordo com a lei de Ohm:

$$V(t) = RI(t) \tag{2.1}$$

onde  $R$  é a resistência do resistor [17]. Considerando que  $R$  não é dependente do tempo, pode-se afirmar que, via de regra, a forma de onda da corrente é uma versão escalada da forma de onda da voltagem, como pode ser visto na Fig. 2.2. Tal afirmação é verdadeira até o limite em que não se consideram os efeitos parasíticos, que serão mostrados posteriormente.

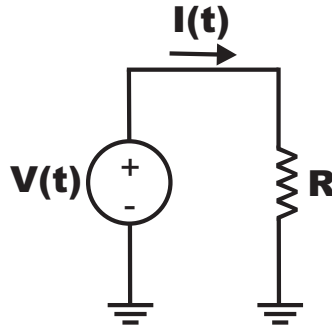


Figura 2.1: Circuito elétrico básico.

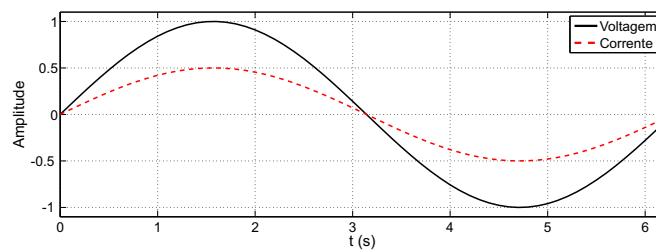


Figura 2.2: Relação entre corrente e voltagem em um circuito com uma resistência de  $2 \Omega$ .

A forma mais simples de realizar sinalização é através do Modo de Sinalização Simples, como mostrado na Fig. 2.3, em que apenas um fio é responsável pela transmissão do sinal e o retorno é feito através do terra [18, 19]. Note que também poderia ser dito que o circuito mostrado na Fig. 2.1, tem sinalização em modo simples, porém, foi inserida a nova figura para se utilizar o conceito de transmissor ( $Tr$ ) e receptor ( $Re$ ), em que transmissor é um dispositivo que transmite informação, enquanto que receptor recebe informação. Transmissor e receptor também podem ser chamados de forma geral como *Transceptores*. Na Fig. 2.3 apenas a corrente é evidenciada, todavia, deve-se ter em mente que conclusões semelhantes podem ser tomadas quando se considera informação de tensão. Esta forma de transmissão tem a vantagem de ser mais barata devido a pequena quantidade de condutores requerida para implementação, entretanto, apresenta problemas com nível de tensão do terra entre as duas pontas do circuito e com indução no fio.



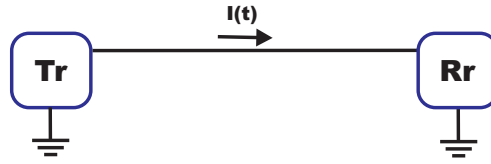


Figura 2.3: Circuito com sinalização em modo simples.

O modo de transmissão diferencial tem a característica de utilizar um condutor entre o transmissor e o receptor para retorno da corrente. Assim, a leitura da corrente nos pontos  $A$  e  $B$  do circuito da Fig. 2.4, é um gráfico como mostrado na Fig. 2.5. Como pode ser observado nesta figura, a cada momento, a corrente tem o mesmo módulo em ambos os fios, porém, com sinais contrários [19, 20]. No receptor, o sinal recebido é definido como a diferença entre os sinais nos dois fios, como na equação abaixo

$$V_d = V_A - V_B, \text{ como } |V_A| = |V_B|$$

$$V_d = V_A - (-V_A) = 2V_A$$

onde  $V_d$  é a tensão diferencial, e  $V_A$  e  $V_B$  são as tensões nos pontos  $A$  e  $B$ , respectivamente.

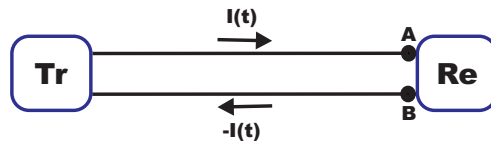


Figura 2.4: Circuito com sinalização em modo diferencial.

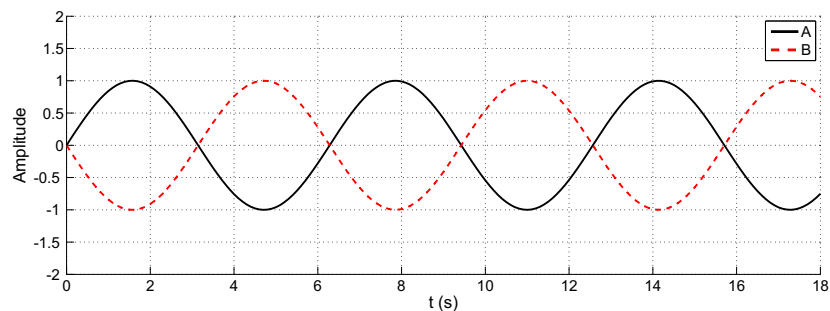


Figura 2.5: Forma de onda dos sinais de ida (curva sólida) e de retorno (curva tracejada) em um circuito com sinalização em modo diferencial.

O modo diferencial resolve o problema da diferença de voltagem entre os transeptores e o terra, através da utilização de um condutor para o retorno da corrente, e o problema da

indução nos condutores é resolvida pela forma como o sinal é medido no receptor, ou seja, através da subtração dos sinais em cada fio. Tal fato ajuda o modo diferencial a ser mais resistente a indução, porque esta geralmente interfere da mesma forma nos dois fios [19, 20], também chamada de interferência em modo comum, como na Fig. 2.6. No receptor, tem-se a seguinte equação

$$V_d = V + \textit{interf} - (-V + \textit{interf}) = V + V + \textit{interf} - \textit{interf} = 2V \quad (2.2)$$

onde *interf* é a interferência de modo comum. Como pode ser observado na Eq. 2.2, em situações ideais, os sistemas com sinalização em modo diferencial são totalmente imunes a interferências em modo comum.

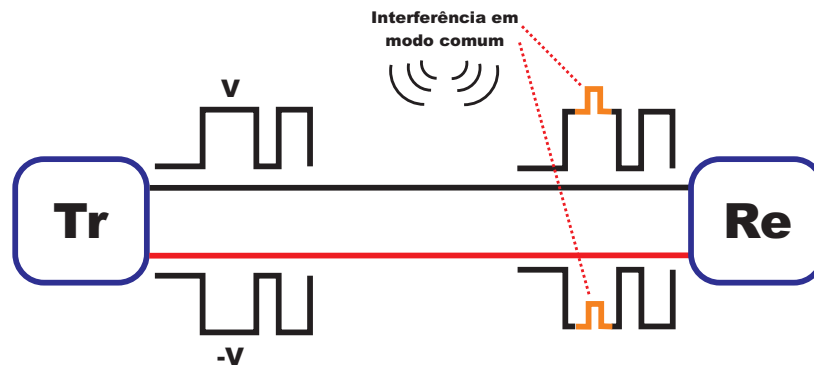


Figura 2.6: Interferência em modo comum em um sistema com sinalização em modo diferencial.

Outra forma de enviar sinais é em modo comum, no qual podem ser utilizados um ou mais condutores para envio do sinal, sendo que as voltagens que trafegam nos condutores têm o mesmo sentido, como na Fig. 2.7 [18, 19]. Note que nesta figura foi utilizado um esquema com 2 fios para mostrar a condução em modo comum, porém, tal sinalização pode ser feita utilizando-se qualquer quantidade de fios, sendo que no receptor, o sinal recebido é calculado como a média aritmética dos sinais nos condutores, como na equação abaixo:

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}, \text{ como } V_1 = V_2 \quad (2.3)$$

$$V_c = \frac{2V_1}{2} = V_1 = V_2$$

onde  $V_c$  é a tensão lida pelo receptor, e  $V_1$  e  $V_2$  são as tensões no primeiro e segundo condutor, respectivamente. Observando a definição de transmissão em modo comum, logo podemos ver que esta é bastante vulnerável a indução.

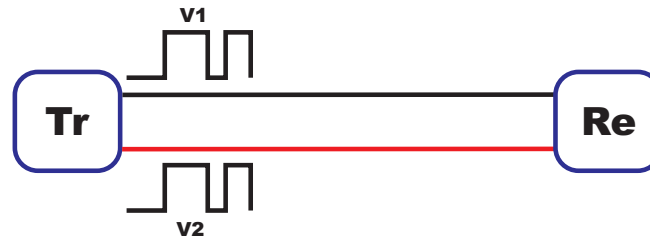


Figura 2.7: Formas de onda trafegando em um circuito com sinalização em modo comum.

## 2.1.2 Transformador e BALUN

Antes de prosseguir com a apresentação das formas de sinalização, é importante fazer uma rápida exibição de dois elementos de circuito que serão utilizados no desenvolvimento do trabalho: o transformador e o BALUN.

O transformador é um elemento passivo de circuito, que transforma alguma característica elétrica do sinal que o atravessa, tal como voltagem, corrente e impedância. Ele é constituído basicamente por dois ou mais condutores enrolados, e ligados pela indutância mútua entre os mesmos. A Fig. 2.8 mostra um transformador simples com dois enrolamentos. Já a Fig. 2.9 mostra o circuito equivalente de um transformador, evidenciando o enrolamento primário e o secundário. Nesta figura também são evidentes os *center taps*, que são conexões no centro dos enrolamentos, que permitem a inserção/leitura de sinais em modo comum no enrolamento no qual é feito.

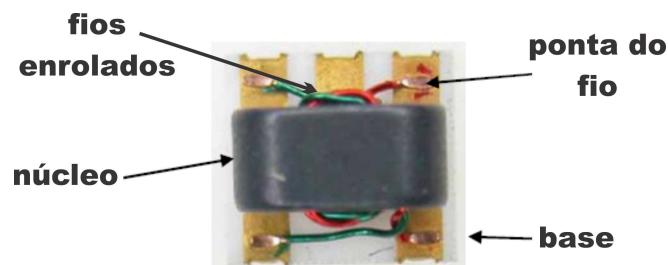


Figura 2.8: Imagem de um transformador - [1].

O transformador tem a capacidade de transformar grandezas elétricas. Tal transformação se dá principalmente por diferenças na indutância mútua, causadas por diferenças entre a quantidade de enrolamentos do primário e do secundário. As transformações de voltagem, corrente e impedância, podem ser relacionadas aos enrolamentos dos fios como nas equações a seguir.

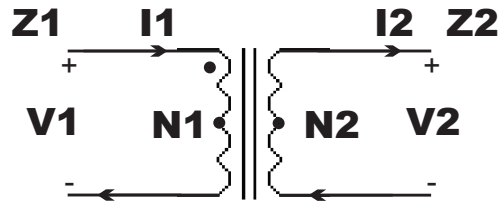


Figura 2.9: Circuito equivalente de um transformador.  $N1$  denota a quantidade de enrolamentos do condutor primário, e  $I1$ ,  $V1$  e  $Z1$  são a corrente, a tensão e a impedância no condutor primário, respectivamente. De forma semelhante,  $N2$ ,  $I2$ ,  $V2$  e  $Z2$ , são definidos para o condutor secundário. No centro dos enrolamentos podem ser notados os *center taps* (círculos negros).

$$\begin{aligned}
 n &= \frac{N2}{N1} \\
 V2 &= nV1 \\
 I2 &= \frac{I1}{n} \\
 Z2 &= n^2 Z1
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

Além de transformar grandezas, o transformador têm outras características que o tornam interessantes em algumas aplicações. Uma dessas características é a rejeição de modo comum, que faz com que sinais aplicados em modo comum em um enrolamento, não sejam passados para o outro enrolamento. Tal característica é importante para transmissão de sinais, pois muitos dos ruídos tem ação em modo comum.

O BALUN (*balance/unbalance* - balanceado/desbalanceado), é um transformador que possui uma ponta de um dos enrolamentos aterrada. O enrolamento que possui o aterramento é chamado de desbalanceado, e outro de balanceado. O seu circuito equivalente pode ser visto na Fig. 2.10.

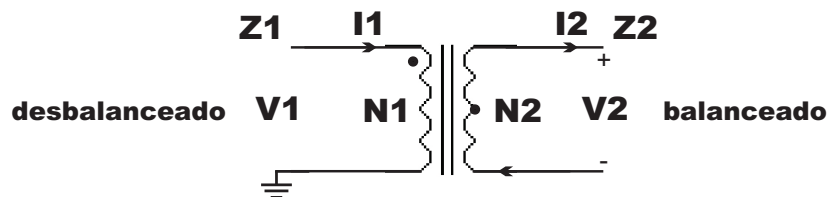


Figura 2.10: Circuito equivalente de um BALUN.

O BALUN possui todas as características de transformação de grandezas de um transformador tradicional, porém, além destas, possui a vantagem de proporcionar a conexão

de cabos desbalanceados a cabos balanceados. Por exemplo, um BALUN pode ser usado na conexão de um cabo coaxial (desbalanceado), a um cabo balanceado qualquer. Neste tipo de aplicação ele também pode fazer o casamento de impedância dos cabos [1].

### 2.1.3 Modo Fantasma

A transmissão de sinais em linhas telefônicas geralmente é feita em modo diferencial (MD), em que, como descrito anteriormente, as amplitudes dos sinais inseridos em cada fio do par trançado são anti-simétricos, ou seja,  $x(t)$  e  $-x(t)$ . Desta forma, dois fios (um par) são usados para transmitir um sinal. Recentemente, novos modos de transmissão têm sido pesquisados para transmissão em sistemas DSL, tais como modo fantasma (MF). MF é um modo de sinalização que usa os modos comuns (MC) de dois pares trançados como se eles fossem apenas dois fios, criando um novo “par fantasma”, como ilustrado na Fig. 2.11, onde  $Tp^+$  e  $Tp^-$  estão em MC. Esta forma de transmissão permite um melhor uso da infraestrutura, pois em MD podem ser transmitidos  $N$  sinais (onde  $N$  é a quantidade de pares), enquanto que em MF podem ser transmitidos até  $2N - 1$  sinais.

Uma das principais vantagens do uso de MF, é o acréscimo de largura de banda devido a criação dos novos canais. Por exemplo, em [21], MF foi utilizado para aumento de largura de banda em tecnologia *CMOS* (*complementary metal-oxide-semiconductor*) de  $0,25 \mu m$ , no qual  $N - 1$  canais a mais foram criados, a partir de  $N$  pares, e foi alcançado uma taxa de transmissão de 1 Gb/s. Em [22] foram mostradas medições de MF e avaliado o ganho de capacidade até 60 MHz, quando MD é usado junto com MF. O trabalho desenvolvido em [15] comparou a capacidade alcançada quando apenas MD é usado, com a capacidade que é alcançada quando MD e MF são usados juntos, considerando várias técnicas de *vectoring* e *alien crosstalk*. Em [23] foi comparado o desempenho de algoritmos de *vectoring* em cenários com transmissão em MD e MF. Em [24] foram feitas simulações de taxa de transmissão alcançadas com uso de MF e MD, e comparadas com testes reais feitos com *modems* VDSL2.

Os trabalhos citados no parágrafo anterior mostram resultados que foram obtidos com simulações e testes reais. Entretanto, muitas situações exigem que se tenha um modelo analítico para avaliar certas características do canal. Em [9, 11] foram desenvolvidos modelos de canal para MF, para faixas de frequência de VDSL, considerando as características físicas e algumas não-uniformidades dos pares trançados .

Tradicionalmente, o sinal fantasma é colocado nos pares trançados através do “center tap” (CT) dos transformadores, o que faz com que cada parte do sinal fantasma trafegue no modo comum de cada par trançado. Assim, sinal em MF é transportado independentemente

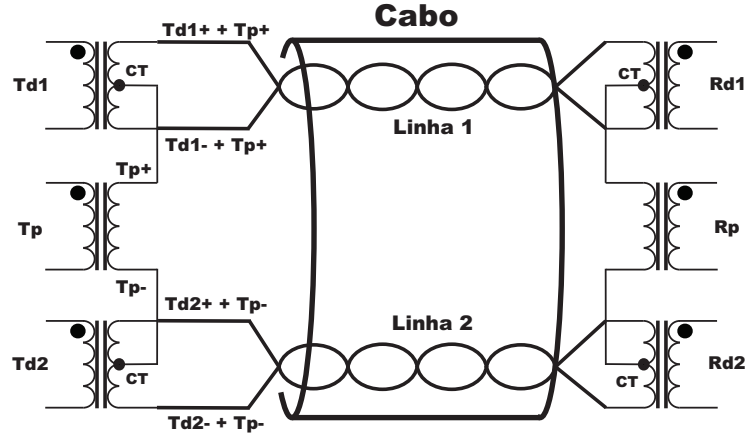


Figura 2.11: Exemplo de como MF pode ser feito usando dois pares de cobre.

do sinal diferencial em cada par, correspondendo à diferença entre as médias aritméticas das tensões nos dois condutores de cada par. Assim, o MF pode ser visto como um novo sinal diferencial que flui através de quatro fios simultaneamente [11, 21]. É importante observar na Fig. 2.11 que o sinal deve ser inserido/lido no lado do cabo no transformador, para que este sinal não seja perdido devido à rejeição de modo comum do transformador [1].

A conclusão de que MD e MF não interferem um com o outro (considerando que os transformadores e as linhas são perfeitamente balanceados), pode ser obtido a seguir.

Assuma que  $Td1$  e  $Td2$  na Fig. 2.11 são sinais transmitidos usando MD, enquanto que  $Rd1$  e  $Rd2$  são os respectivos sinais recebidos. Um terceiro sinal  $Tp$ , é transmitido usando MF e  $Rp$  é o sinal recebido correspondente. Sendo  $Tp^+$  e  $Tp^-$  os modos comuns dos pares de cobre correspondendo a  $Td1$  e  $Td2$ , respectivamente, temos

$$\begin{aligned} Rd1 &= (Td1^+ + Tp^+) - (Td1^- + Tp^+) \\ &= Td1^+ - Td1^- + Tp^+ - Tp^+ = Td1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

e

$$\begin{aligned} Rp &= \frac{(Td1^+ + Tp^+) + (Td1^- + Tp^+)}{2} - \\ &\quad \frac{(Td2^+ + Tp^-) + (Td2^- + Tp^-)}{2} \\ &= Tp^+ - Tp^- = Tp, \end{aligned} \quad (2.6)$$

Os sinais  $Tp^+$  e  $Tp^-$  correspondem às partes positivas e negativas do sinal fantasma, respectivamente, e  $Td1^+$  e  $Td1^-$  são as partes positivas e negativas dos sinais diferenciais da linha 1, respectivamente. O mesmo resultado pode ser obtido para a linha 2. Ambos os

resultados são verdadeiros em condições perfeitamente balanceadas e livre de ruídos.

A discussão anterior não considera interferência entre MC e MD, apenas para mostrar o princípio. Na prática, ambos os transformadores e os pares trançados não são perfeitamente balanceados. Então, em situações reais há interferência entre MF e MD. Neste trabalho, este tópico será abordado através de medições.

A Fig. 2.11 mostra uma situação simples de implementação de MF, em que a quantidade  $2N - 1$  canais foi alcançada com apenas uma camada de canal fantasma. Entretanto, em casos com mais pares trançados, para que seja alcançada a quantidade de  $2N - 1$  canais, deve ser feita uma cascata de MF. A cascata de MF consiste em formar um MF sobre outros MF, como na Fig. 2.12. Note que na figura anterior, os MFs da primeira camada são para o MF de segunda camada, assim como os pares trançados são para os MFs da primeira camada. Neste trabalho serão utilizados apenas os MFs de primeira camada.

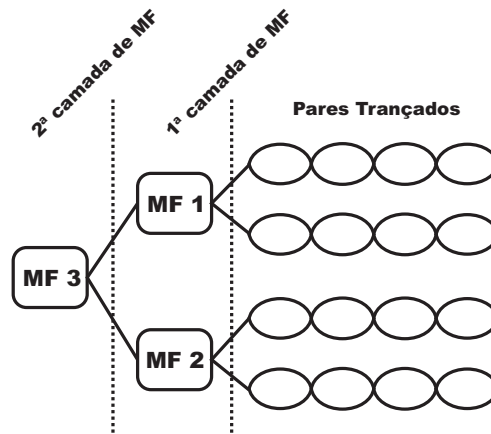


Figura 2.12: Exemplo de MF em multi camadas.

## 2.2 O Par Trançado

O par trançado é o tipo de cabo que é usado em muitas aplicações de transmissão dados, tais como: linhas telefônicas, comunicação entre computadores em uma *Local Area Network* (LAN) e transmissão entre dispositivos de controle em um veículo [25]. Ele é definido basicamente como um par de condutores com isolamento, que são trançados juntos [4]. Este tipo de cabo é muito utilizado pela sua imunidade à interferência e baixo custo de fabricação quando comparado com outros tipos de cabo, tal como o cabo coaxial [4, 26].

## 2.2.1 Características Eletromagnéticas do Par Trançado

As alterações causadas em uma corrente ou tensão elétrica ao passarem por um par trançado, podem ser modeladas de acordo com as leis do eletromagnetismo clássico. A técnica mais usada consiste em dividir o cabo em segmentos muito pequenos, de forma que cada segmento é representado eletricamente como na Fig. 2.13, em que  $R$  é a resistência devida à condutividade finita dos condutores,  $L$  é a auto indutância total dos dois condutores,  $C$  é a capacitância devida à proximidade dos condutores e  $G$  é a condutância total devida à perda no material dielétrico entre os condutores, todos para um segmento de cabo de comprimento  $dz$ . Esta forma de modelagem também é conhecida como *parâmetros RLGC* do cabo. Um dos modelos mais aceitos, define as variáveis RLGC, no domínio da frequência, como a seguir.

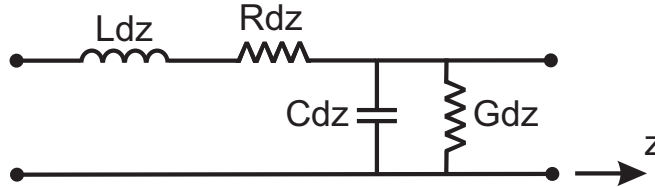


Figura 2.13: Representação eletromagnética de um segmento utilizado como base para modelagem de canal de um par trançado.

### Resistência

$$R(f) = (r_{0c}^4 + a_c f^2)^{0.25} \quad (2.7)$$

onde  $r_{0c}$  é a resistência *dc* e  $a_c$  é a constante que controla o *onset* do fator  $\sqrt{f}$ .

### Indutância

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty \left(\frac{f}{f_m}\right)^b}{1 + \left(\frac{f}{f_m}\right)^b} \quad (2.8)$$

onde  $l_0$  é a indutância nas baixas frequências,  $l_\infty$  é a indutância nas altas frequências, e  $b$  e  $f_m$  são variáveis que controlam a transição entre a indutância nas baixas e nas altas frequências.

### Condutância

$$G(f) = g_0 f^{g_c} \quad (2.9)$$

onde  $g_0$  e  $g_c$  são parâmetros que permitem ajustar este modelo às medidas de condutância, dada a grande dificuldade de realizar uma medição válida de condutância.



Tabela 2.1: Parâmetros para um cabo 26-AWG.

Resistência (valor)	$r_{0c}$ 286,176 $\Omega/\text{km}$	$a_c$ 0,14769620		
Indutância (valor)	$l_0$ 675,369 $\mu\text{H}/\text{km}$	$l_\infty$ 488,952 $\mu\text{H}/\text{km}$	$b$ 0,929	$f_m$ 806,339 kHz
Capacitância (valor)	$c_\infty$ 49 nF/km			
Condutância (valor)	$g_0$ 43 nMho/km	$g_e$ 0,70		

### Capacitância

$$C(f) = C_\infty \quad (2.10)$$

onde  $C_\infty$  é um valor constante de capacitância.  $C$  é definido assim porque que é assumido que a permissividade do dielétrico é constante na banda para qual o modelo foi especificado [7,27].

Na Tab.2.1 podem ser encontrados valores padrão para os parâmetros *RLGC*.

O modelo apresentado acima para os parâmetros primários (RLGC), é empírico e foi desenvolvido pela *British Telecom* [28]. Apesar de empírico e possuir problemas como não causalidade, é o mais utilizado até hoje.

Com os parâmetros RLGC (também chamados de parâmetros primários) descritos anteriormente, podemos derivar os parâmetros secundários, tal como a constante de propagação ( $\gamma$ ) e impedância características ( $Z_0$ ). A constante de propagação é definida como

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) = \sqrt{(R(f) + j\omega L(f))(G(f) + j\omega C(f))} \quad (2.11)$$

onde  $\alpha(f)$  representa a constante de atenuação dependente da frequência, e  $\beta(f)$  representa a constante de fase e determina a velocidade de fase.

A constante de propagação pode ser utilizada para definir a função de transferência ( $H(f)$ ) do canal:

$$H(f) = e^{-|\gamma|l} \quad (2.12)$$

onde  $l$  é o comprimento do cabo. A função de transferência de um canal (o cabo é considerado como um canal neste caso) indica como é o comportamento de um sinal, no domínio da frequência, ao passar pelo cabo.

A impedância característica é um parâmetro que define a oposição total do cabo ao fluxo de uma corrente alternada, que é definido matematicamente como na equação a seguir

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{R(f) + j\omega L(f)}{G(f) + j\omega C(f)}} \quad (2.13)$$

### 2.2.2 Crosstalk

Os sinais transmitidos em linhas telefônicas estão susceptíveis a uma grande quantidade de interferências, tais como: ruído impulsivo, ruído térmico e *crosstalk*. Os dois primeiros têm origem fora do cabo ou são devido fenômenos naturais, como descargas elétricas, dispositivos elétricos ou provenientes da agitação natural das moléculas. Porém, o *crosstalk* é gerado dentro do cabo, sendo que as interferências mais conhecidas desta categoria são: Near End Crosstalk (NEXT), Far End Crosstalk (FEXT) e Conversão de Modo (CM, que também é denominado na literatura como *Leakage*).

NEXT é a interferência causada por um dispositivo sobre outro dispositivo, que está na mesma ponta do cabo que o primeiro [4], devido ao acoplamento eletromagnético entre os pares trançados, como ilustrado na Fig. 2.14. Este tipo de interferência é muito forte, pois a proximidade entre os interferentes é muito pequena, fazendo com que haja pouca atenuação do sinal de FEXT. Entretanto, este tipo de *crosstalk* não chega a ser um problema, pois modulações com divisão na frequência (*FDD*) e no tempo (*TDD*), fazem com que este tipo de interferência ocorra em canais que não estão sendo usados pelo dispositivo receptor da interferência no momento da interferência.

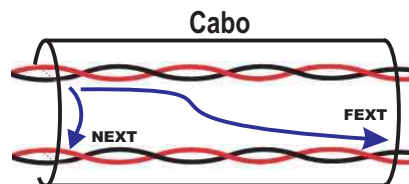


Figura 2.14: Esquema de NEXT e FEXT em uma linha telefônica.

FEXT é o tipo de interferência que ocorre entre dispositivos que estão em pontas diferentes do cabo [4], também devido ao acoplamento eletromagnético, como na Fig. 2.14. Apesar de não ser tão forte quanto o NEXT, este tipo de ruído é um dos grandes limitadores

do uso de bandas maiores, pois nas altas frequências tem magnitude considerável quando comparado com o canal direto.

A conversão de modo (CM) é uma interferência que advém do desbalanceamento dos pares trançados. O desbalanceamento de modo geral decorre da falta de simetria elétrica entre os condutores que compõem um par trançado. Por exemplo, na Fig. 2.15 são mostrados dois condutores de um par trançado com transmissão em MD, e suas respectivas impedâncias e correntes. Num caso ideal  $Z_1$  e  $Z_2$  são idênticos, fazendo com que  $|I_1|$  e  $|I_2|$  também o sejam. Entretanto, em cabos reais  $Z_1$  e  $Z_2$  não são iguais, fazendo com que  $|I_1|$  e  $|I_2|$  sejam diferentes, e assim haja um sinal em modo comum com magnitude diferente de zero. Analisando a situação descrita anteriormente, podemos definir conversão de modo como a transformação de parte do sinal em um modo, para outro, neste caso, de MD para MC [10, 13, 29].

O desbalanceamento das linhas telefônicas tem várias origens, dentre as quais podemos citar: diferença no diâmetro dos condutores, diferença na espessura dos isolantes, variações na taxa de trançamento e alterações nas distâncias entre os fios ao longo do cabo. De maneira geral os fatores citados anteriormente são conhecidos como não-uniformidades do cabo.

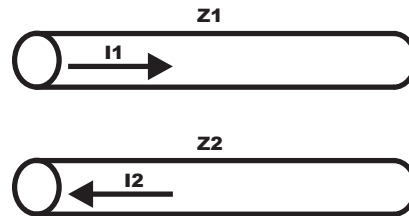


Figura 2.15: Exemplo de condutores desbalanceados, em que  $Z_1$  e  $Z_2$  não são iguais, fazendo com que  $I_1$  e  $I_2$  sejam diferentes.

# Capítulo 3

## Medições de Enlaces DSL

### 3.1 Introdução

Conhecer o comportamento dos canais de enlaces DSL é de suma importância para os projetistas destes sistemas, pois tendo em mãos informações como função de transferência e capacidade de receber/emitir radiação eletromagnética, os projetistas podem desenvolver produtos que funcionam com bom desempenho e a custos apropriados. Tal informação pode ser obtida de duas formas: modelagem de canal ou medição. Este trabalho foca na parte de medições, em que um aparelho é utilizado para fazer uma análise das características eletromagnéticas do cabo.

#### 3.1.1 Network Analyzer - NA

O Network Analyzer é um aparelho largamente utilizado em laboratórios, para medir as características eletromagnéticas de componentes eletrônicos. A gama de dispositivos que podem ser medidos com um NA vai desde componentes simples como resistores e capacitores, até estruturas complexas de cabos. De maneira geral, os dispositivos medidos por um NA são chamados de *Device Under Test* (DUT).

Na Fig. 3.1 e na Fig. 3.2 são exibidas a visão frontal de um NA e as portas que este dispõe. Nesta imagem podem ser vistas as portas  $RF$ ,  $R$ ,  $A$  e  $B$ , que têm as seguintes funções: a porta  $RF$  gera o sinal que será utilizado na medição; a porta  $R$  é a porta de referência; e as portas  $A$  e  $B$  são as portas de recepção. Alguns NA podem ter outras portas além das  $A$  e  $B$ .

O funcionamento deste aparelho é baseado no envio de um pulso e avaliação do pulso recebido ou refletido, dependendo do tipo de medição que se deseja realizar. Existem vários



Figura 3.1: Visão frontal de um Network Analyzer.



Figura 3.2: Visão de um NA, com destaque para suas portas.

tipos de NA, e cada um tem a sua forma de caracterizar os dispositivos sob medição, porém, a finalidade de todos é a mesma. A seguir é apresentada uma pequena descrição de 3 tipos de NA [30].

- Scalar Network Analyzer (SNA) - O SNA é um tipo de network analyzer em que apenas a amplitude é a propriedade de interesse do DUT. Este é o tipo mais simples de NA, e também é o que apresenta o menor preço, quando comparado com outros tipos.
- Vector Network Analyzer (VNA) - o VNA é um aparelho que é capaz de medir mais características de um DUT do que um SNA, pois além de medir amplitude, este também pode medir a fase. Pelo fato de poder medir amplitude e fase, este equipamento é também chamado de *Gain Phase Meter*. Como o VNA pode dar uma visão mais completa do comportamento do DUT, ele é o dispositivo mais utilizado nos laboratórios. Entretanto,

devido a este acréscimo de funções, o VNA é mais caro do que o SNA.

- Large Signal Network Analyzer (LSNA) - o LSNA é um NA altamente especializado para investigar características de sinais com grandes amplitudes.

## 3.2 Calibração e Compensação

Geralmente os conectores dos equipamentos usados nas medições são não balanceados, o que não permite a conexão direta de linhas telefônicas neles. Assim, é necessário colocar uma interface entre o equipamento e o cabo, como na Fig. 3.3. Entretanto, quando se adiciona esta interface, ela se torna parte da medição. Porém, para que esta interface não interfira na medição, é realizada uma “calibração”, que mitiga os efeitos da interface, movendo a referência elétrica para o plano de calibração, que indica o ponto no qual a medição é feita [31].

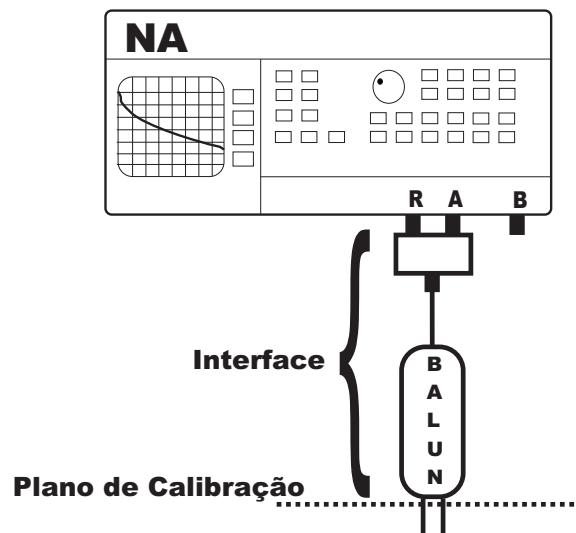


Figura 3.3: Plano de calibração.

Na interface, geralmente é utilizado um BALUN, que é um transformador que possui uma das pontas de um enrolamento aterrado [1]. Todavia, além de permitir esta conversão, o BALUN também faz transformação de voltagem, corrente e impedância (como um transformador padrão). A transformação de impedância torna-se um ponto importante a ser avaliado, uma vez que o lado balanceado deve “casar” o melhor possível com a impedância do cabo, a fim de evitar problemas com reflexões [32].

### 3.3 Construção de MF sobre um cabo Cat-5e

O cabo Cat-5e é uma versão melhorada do cabo Cat-5, que é largamente utilizado em comunicação de dados, tal como redes *Ethernet* [33]. Este é composto por 4 pares trançados organizados em espiral, cujos condutores são de cobre nu recobertos por polietileno termoplástico. A Fig. 3.4 mostra um cabo Cat-5e enrolado e a ponta de um com os pares trançados em destaque. A taxa de tranças dos pares são diferentes para reduzir o acoplamento eletromagnético entre os mesmos [25]. Na Tab. 3.1 é mostrada a taxa de trança para cada par de um cabo Cat-5e.



Figura 3.4: Um cabo cat-5e real. À esquerda temos um cabo Cat-5e enrolado, e à direita, tem-se em destaque a ponta deste cabo, evidenciando os pares trançados: laranja (*la*), verde (*ve*), azul (*az*) e marrom (*ma*).

Tabela 3.1: Taxa de tranças dos pares de um cabo Cat-5e.

Par	[cm] por trança	Tranças por [metro]
azul	1,54	64,8
verde	1,53	65,2
laranja	1,78	56,2
marrom	1,94	51,7

Um esquema da seção transversal de um cabo Cat-5e é mostrada na Fig. 3.5. As linhas pontilhadas indicam as opções para compor um par de MF a partir de um par de MD.

Por exemplo, o par azul (*az*) pode ser combinado com o par verde (*ve*), para formar o par MF *azve* (Fig. 3.5-A). Para o cabo Cat-5e, dois tipos de arranjos de cabos são possíveis:

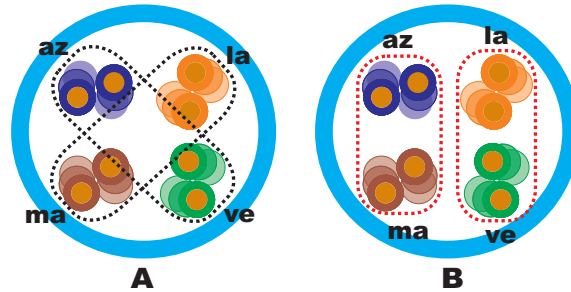


Figura 3.5: Seção transversal de um cabo Cat-5e. A parte *A* indica como construir modo fantasma no arranjo *diagonal*, e parte *B* como construir modo fantasma em arranjo *aresta*.

*aresta*, o qual é ilustrado como a conexão entre pares de MD na Fig. 3.5-B, e *diagonal*, que é a conexão entre os pares MD como na Fig. 3.5-A. Esta terminologia será usada através deste documento.

Neste trabalho, somente a *primeira camada* de canais MF será considerada. Portanto, as medições serão apresentadas apenas para os seis canais de MF de primeira camada (azve, azla, azma, vela, vema, lama).

### 3.4 Metodologia

Os seguintes equipamentos foram usados nas medições:

- Agilent Network Analyzer (NA) 4395A;
- Transmission/Reflection Test Set (TRTS) 87512A;
- North Hills BALUN 50 - 100  $\Omega$ , 100 KHz - 300 MHz;
- Conectores adaptados para MF para realizar as calibrações e medições;
- cabo MULTILAN Cat-5e U/UTP 24AWGx4P de 50 m.

Por razões de praticidade e manuseabilidade dos experimentos, os BALUNs foram colocados em uma placa de circuito (PC), como mostrado na Fig. 3.6. A Fig. 3.7 mostra o esquema desta placa. O lado esquerdo da PC (não balanceado) foi conectado ao NA, e o lado direito conectado aos cabos. Note os quatro pinos no lado direito. A forma como os pinos estão organizados na placa, permite a execução de medições de MD e MF com apenas um tipo de PC. Por exemplo, para executar medições de MD, um dos fios do par é conectado ao pino



2, e o outro ao pino 3. Entretanto, para realizar medições de MF, um fio de um par deve ser conectado ao pino 1 e outro ao pino 2, enquanto que os fios do outro par devem ser plugados aos pinos 3 e 4, de maneira similar ao par anterior. A Fig. 3.8 mostra como a placa pode ser utilizada para medições de MD e MF.

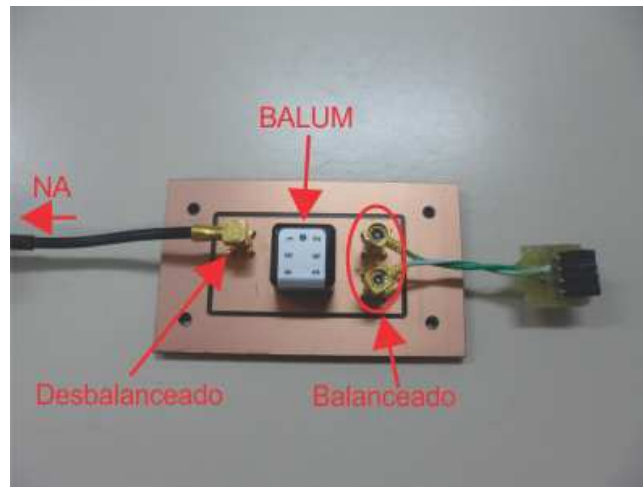


Figura 3.6: Placa utilizada nas medições.

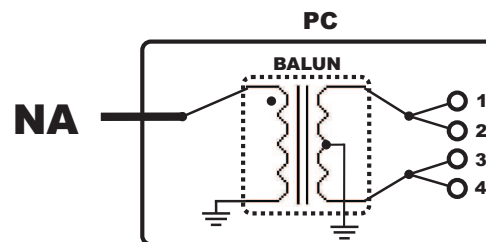


Figura 3.7: Esquema da placa de circuito utilizada nas medições de MD e MF.

Antes de realizar as medições, é necessário, que se faça a calibração. Nas medições de FTD, FEXT e CM foram usados os conectores mostrados na Fig. 3.9, que foram desenvolvidos para permitir a calibração tanto de medições de MD, quanto de MF.

Depois da calibração, as medições foram realizadas usando procedimentos padrão [34, 35], com a diferença de que cada par MF foi tratado como um único fio durante as medições de MF. O cabo de 50 metros foi medido em frequências de 100 kHz até 300 MHz.

Para se obter os dados medidos pelo NA, foi utilizado um software escrito na plataforma MATLAB. Este software foi instalado em um notebook, que foi conectado ao NA através de um cabo que conecta a porta GPIB do NA, à USB do notebook, como na Fig. 3.10.

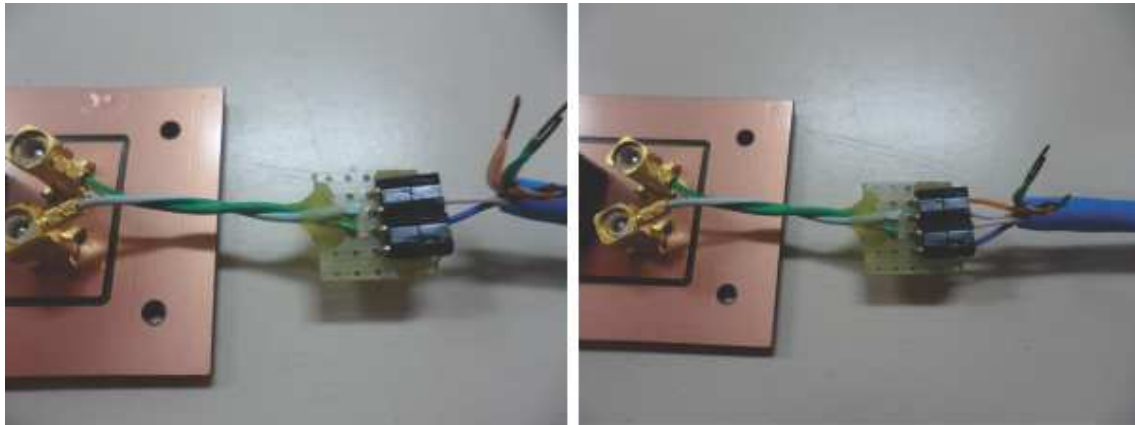


Figura 3.8: Lado esquerdo: utilização da placa para medição em MD. Lado direito: utilização da placa para medição de MF.

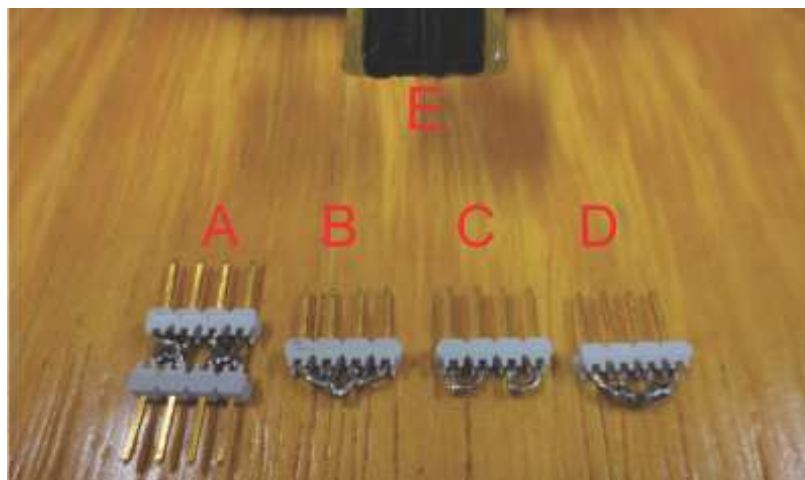


Figura 3.9: Conectores utilizados nas calibrações. A - conector para calibração *through*; B - conector para calibração *short*; C - conector para calibração *open*; D - conector para calibração *load* ( $100\ \Omega$ ); E - conexão da PC com o cabo.

Até pouco tempo atrás, havia poucas indicações sobre a disposição dos cabos durante um procedimento de medição. Porém, após a publicação [36], que mostrou resultados de medições de cabos enrolados e desenrolados, houve fortes indícios de que uma boa medição deve ser feita com os cabos desenrolados, pois, desta maneira, há redução de distorções no domínio da frequência, e respostas ao impulso mais suaves. Todavia, as medições apresentadas em [36], foram feitas apenas para MD. Assim, no presente trabalho, foram feitas medições com cabos enrolados e desenrolados, para ambos os modos: MD e MF, afim de obter informações acerca do efeito de enrolamento sobre medições de MF.

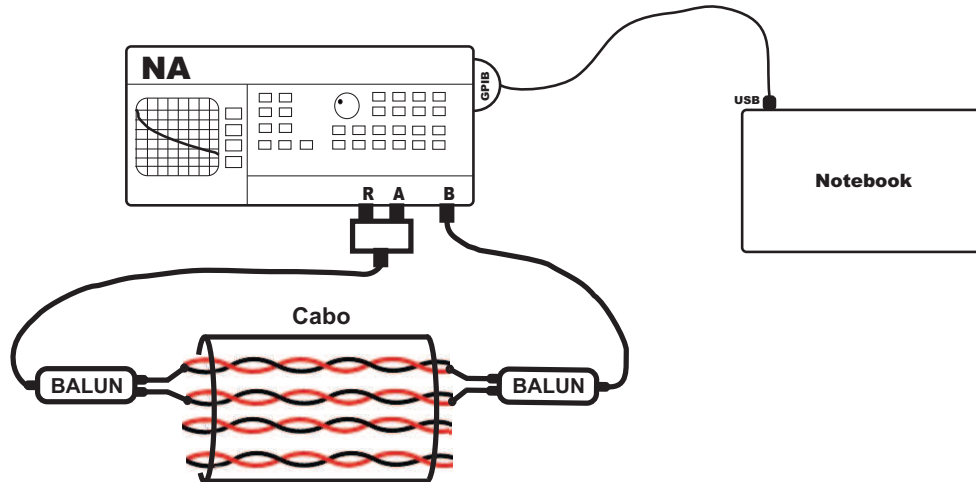


Figura 3.10: Esquema de como o notebook foi conectado ao NA, para podermos obter os dados das medições armazenadas no NA.

### 3.4.1 Medições de Função de Transferência Direta

Procedimentos de medição de linhas telefônicas em MD são bem discutidas na literatura [34,37], porém, não existem muitas referências para medições de MF. Assim, neste documento foi usado um processo para medir MF baseado no trabalho desenvolvido em [12], o qual considera cada par do MF como um único fio.

A função de transferência direta (FTD)  $H(f)$  de um canal, indica como um sinal é modificado, no domínio da frequência, ao passar por este canal, e é definida como a razão:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (3.1)$$

onde  $X(f)$  e  $Y(f)$  são as transformadas de Fourier dos sinais transmitidos e recebidos, respectivamente. A magnitude de uma FTD é dada em  $dB$  por:

$$H_{dB}(f) = 20 \log_{10}(|H(f)|), \quad (3.2)$$

onde  $|\cdot|$  representa o valor absoluto. A FTD também é chamada de *canal direto*, porém, neste documento será utilizado apenas o termo FTD.

Para reduzir o acoplamento eletromagnético entre os BALUNs, as placas foram blindadas (Fig. 3.11), pois testes preliminares mostraram uma grande quantidade de reflexões, que foram reduzidas drasticamente com o uso de blindagem nos BALUNs.

A Fig. 3.12 mostra um esquema de medição de FTD de MF usando o NA, com a FTD



Figura 3.11: Placas blindadas utilizadas nas medições.

sendo a razão do sinal lido na porta  $B$ , pelo sinal enviado na porta  $R$  ( $B/R$ ). Este tipo de medição também é denominado de  $S_{21}$ . Note que a Fig. 3.12 mostra os BALUNs conectados ao cabo, porém, deve-se ter em mente que foi usada a PC da Fig. 3.7, que foi omitida por propósitos de simplificação. A Fig. 3.13 mostra em detalhes como foi feita a conexão dos pares trançados com a PC, para a medição de FTD de um MF.

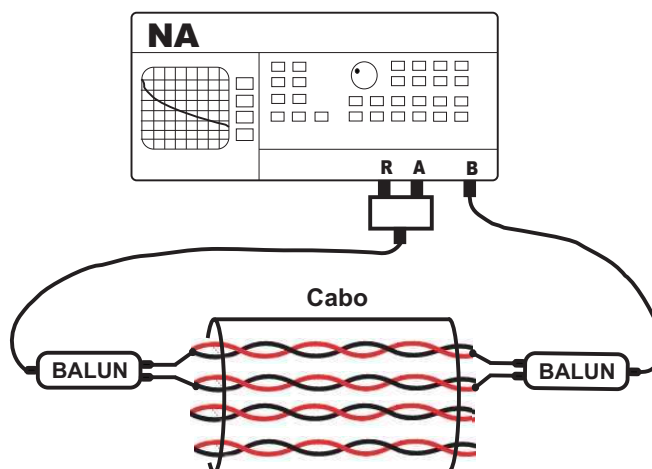


Figura 3.12: Esquema de medição de FTD de MF.

A Tabela 3.2 sumariza os FTDs medidos.



Figura 3.13: Detalhes da conexão de pares de um cabo Cat-5e com a PC, para medição de FTD de um modo fantasma. Neste exemplo é mostrado a conexão para medição do canal fantasma *azve*.

### 3.4.2 Medições de Crosstalk (FEXT e CM) em Modo Fantasma

O FEXT é a principal causa de danos ao sinal DSL nas altas frequências. Conhecer o seu comportamento, é de suma importância para o desenvolvimento de técnicas que possam proteger o sinal dos efeitos nocivos desta interferência. Como dito anteriormente, o FEXT ocorre entre pares diferentes, em pontas diferentes do cabo (canal), assim, ele pode ser definido analiticamente como a função de transferência entre essas duas pontas, como na equação a seguir.

$$G = 20 \log_{10} \left( \frac{V_2}{V_1} \right) \quad (3.3)$$

onde  $V_2$  é a tensão na ponta do par que recebe a interferência, e  $V_1$  é a tensão na ponta do par que envia o sinal. Seguindo esta idéia, apresentamos a seguir o *setup* que utilizamos na medição de FEXT.

A Fig. 3.14 mostra o esquema do *setup* de uma medição de FEXT, e como este sinal trafega de um canal (neste caso um canal MF) para outro (em MD). A Fig. 3.15 mostra como foi feita a conexão do cabo Cat-5e com a PC, para medição de FEXT de MF para MD. Neste trabalho foram feitas medições de FEXT de MD para MD, de MD para MF, de MF para MD e de MF para MF.

Tabela 3.2: Funções de Transferência Diretas medidas em MD e MF.

MD	MF
az	azve
ve	azla
la	azma
ma	vela
	vema
	lama

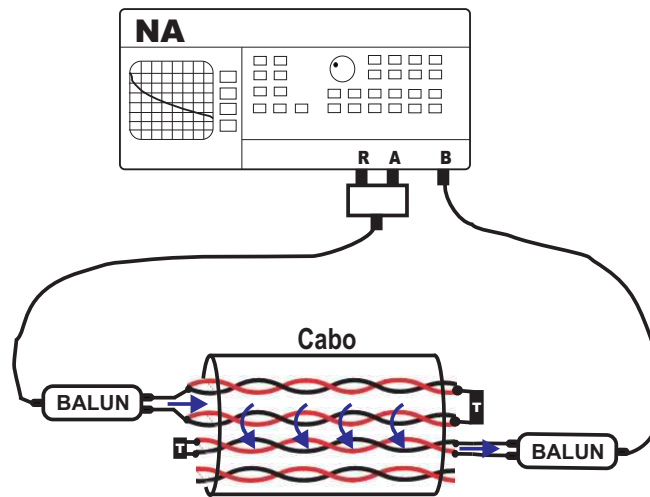


Figura 3.14: Ilustração de medição de FEXT de um par em MF para um par em MD.

Note nas Figs. 3.14 e 3.15, a existência de terminações (T) nos lados dos cabos que não estão conectadas aos BALUNs. Estas terminações são cargas de  $100\ \Omega$ , colocadas nestas pontas especialmente para evitar o descasamento de impedância do cabo para o ar livre. Esta prática reduz a quantidade de reflexões, que poderiam influenciar negativamente nas medições. Diferenças de aproximadamente 10 dB foram encontradas quando da comparação de medições com e sem terminação. O valor de  $100\ \Omega$  foi definido com base na impedância dos dispositivos utilizados atualmente em DSL.

No Capítulo 2 foi mostrado que a CM é a transformação de parte do sinal em MD para MC, e vice-versa, no mesmo para trançado. Entretanto, devido a utilização de MF este conceito deve ser estendido. Na Fig. 3.16 é mostrado como CM foi medida e indica que (em uma medição de CM de MF para MD) a CM é composta por duas parcelas: uma do mesmo par (par A da Fig. 3.16) e outra do outro par (do par B para o par A). A parcela que ocorre



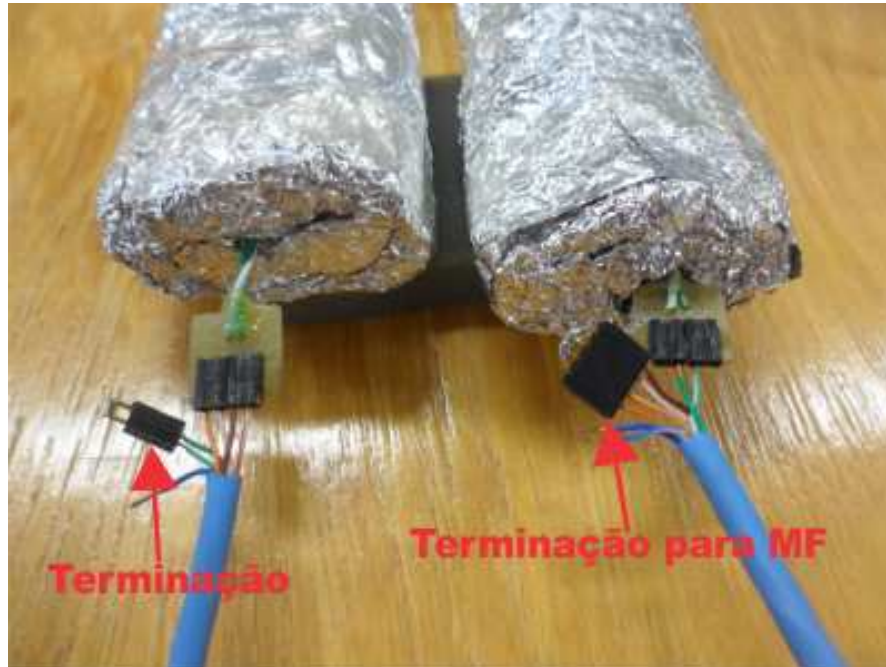


Figura 3.15: Exemplo de como foi feita a conexão do cabo Cat-5e com a PC, para medição de FEXT de MF para MD. Neste exemplo, é mostrada a medição de FEXT do canal fantasma *lama* para o canal diferencial *ve*.

no mesmo par é similar ao processo que foi descrito no Capítulo 2. Porém, a segunda parcela decorre do acoplamento eletromagnético entre o par *B* e o par *A*. Neste ponto, é necessário determinar a diferença entre esta interferência e FEXT. No FEXT há o acoplamento entre dois cabos em que há a transmissão e leitura de sinal em MD, já no caso da segunda parcela de CM descrita na Fig. 3.16, há o acoplamento entre um par em que há transmissão em MC (pois o BALUN 1 está enviando sinais em MC para os dois pares), e outro em que a leitura do sinal está sendo feita em MD (pois o BALUN 2 está conectado ao par *A* com o seu lado balanceado). Daí, acreditamos que seja mais coerente agregar esta interferência ao processo de CM. A Fig. 3.17 mostra como foi feita a conexão do cabo com as PCs para medição de CM.

Note que aqui a ponta livre do canal em MF também foi terminada com uma carga de  $100\ \Omega$  (o componente “T” na Fig. 3.16), para reduzir reflexões.

Em um caso ideal, nenhum sinal deveria ser recebido no lado não balanceado do BALUN 2 (da Fig. 3.16), uma vez que o sinal enviado pelo BALUN 1 está em modo comum nos dois pares, e a leitura está sendo feita em modo diferencial no BALUN 2 (propriedade de rejeição de modo comum [1]). Entretanto, por razões explicadas anteriormente, uma parte do sinal é

esperada no lado não balanceado do BALUN 2.

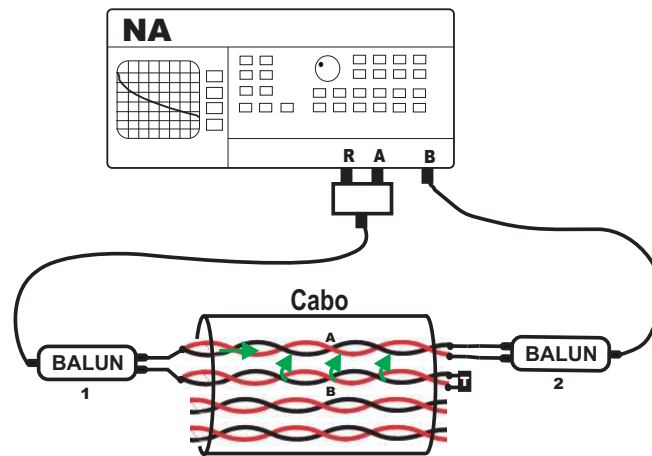


Figura 3.16: Esquema de medição de conversão de modo de MF para um MD que o compõe.



Figura 3.17: Detalhe da conexão do cabo Cat-5e com as PCs para medição de CM. Neste exemplo foi feita a medição de CM do canal fantasma *azve* para o canal diferencial *ve*.

A Tabela 3.3 lista os pares usados nas medições de FEXT e CM.



Tabela 3.3: Lista de CM e FEXT medidos.

MD para MD	MD para MF	MF para MD	MF para MF	CM
az-ve	az-vela	vela-az	azve-lama	azve-az
az-la	az-vema	vema-az	azla-vema	azve-ve
az-ma	az-lama	lama-az	azma-vela	azla-az
ve-la	ve-azla	azla-ve		azla-la
ve-ma	ve-azma	azma-ve		azma-az
la-ma	ve-lama	lama-ve		azma-ma
	la-azve	azve-la		vela-ve
	la-azma	azma-la		vela-la
	la-vema	vema-la		vema-ve
	ma-azve	azve-ma		vema-ma
	ma-azla	azla-ma		lama-la
	ma-vela	vela-ma		lama-ma

## 3.5 Resultados

Esta seção apresenta os resultados obtidos nas medições de FTD, FEXT e CM, feitas em um cabo Cat-5e de 50 m.

### 3.5.1 Função de Transferência Direta

Para demonstrar a importância de utilizar cabos desenrolados nas medições de MF, as FTDs foram medidas com o cabo enrolado e com o cabo desenrolado.

As figuras 3.18 e 3.19 mostram os gráficos das FTDs de MD e MF obtidas com o cabo enrolado e desenrolado, respectivamente.

Quando as figuras 3.18 e 3.19 são comparadas, pode ser notada uma redução significativa de distorções, redução de ressonância e um deslocamento para cima na magnitude das curvas de MF (linhas tracejadas), principalmente em MF aresta. Quando comparadas as duas figuras, pode ser observada também uma grande redução na discrepância em aproximadamente 100 MHz. Para as curvas de MD, houve uma suavização das curvas com o desenrolar do cabo.

A Fig. 3.19 também indica que para frequências maiores do que 100 MHz, a FTD dos

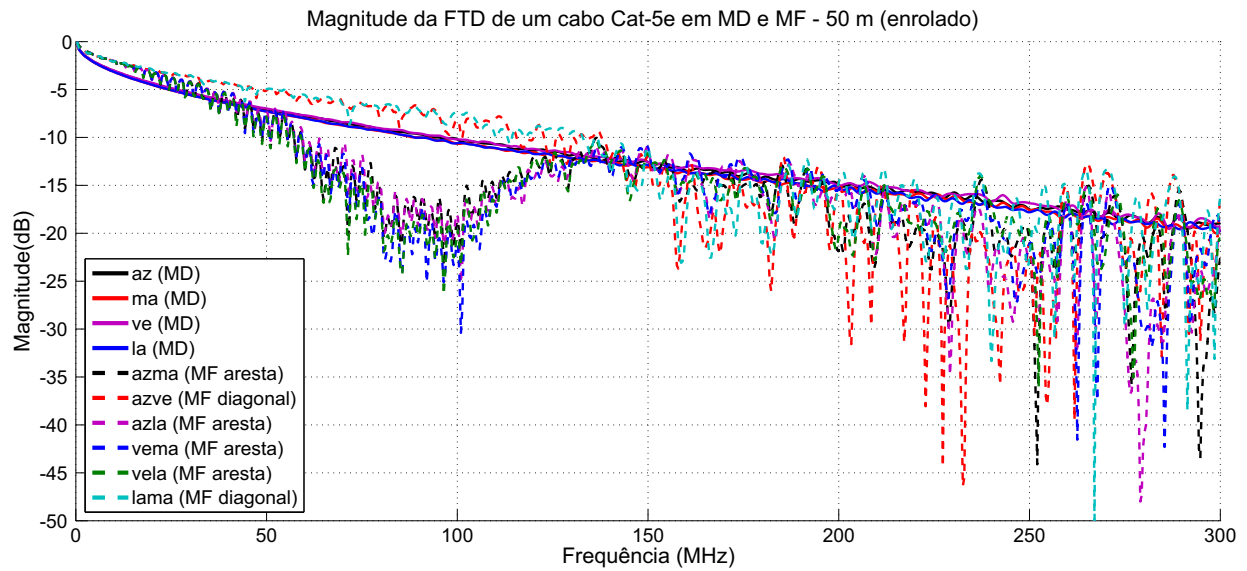


Figura 3.18: FTD de um cabo Cat-5e em MD e MF, usando um cabo enrolado.

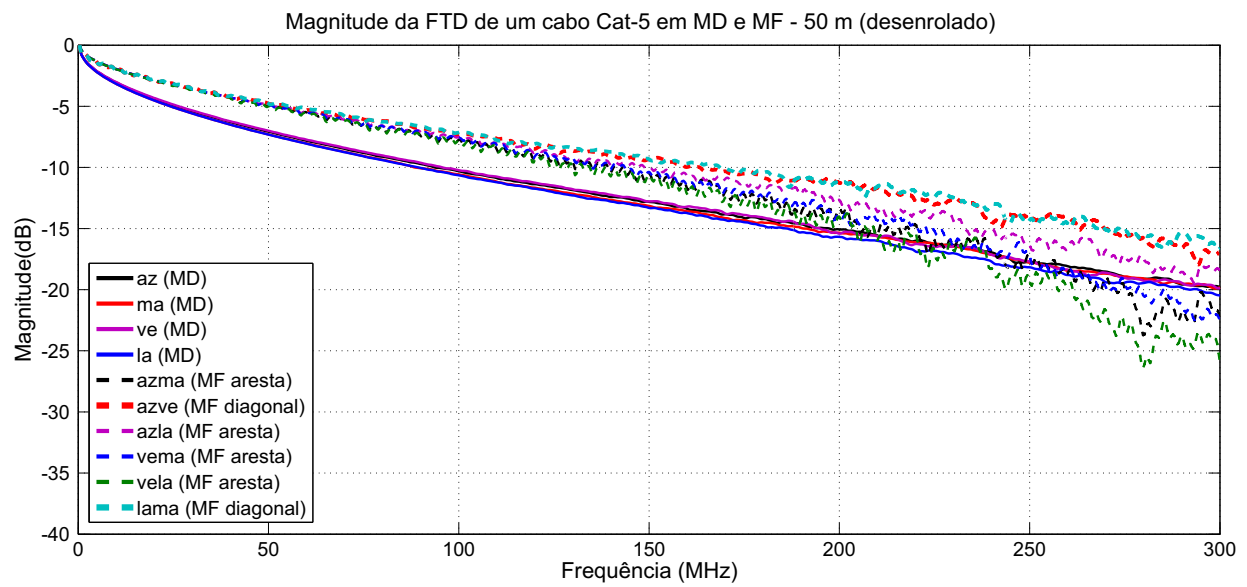


Figura 3.19: FTD de um cabo Cat-5e em MD e MF, usando um cabo desenrolado.

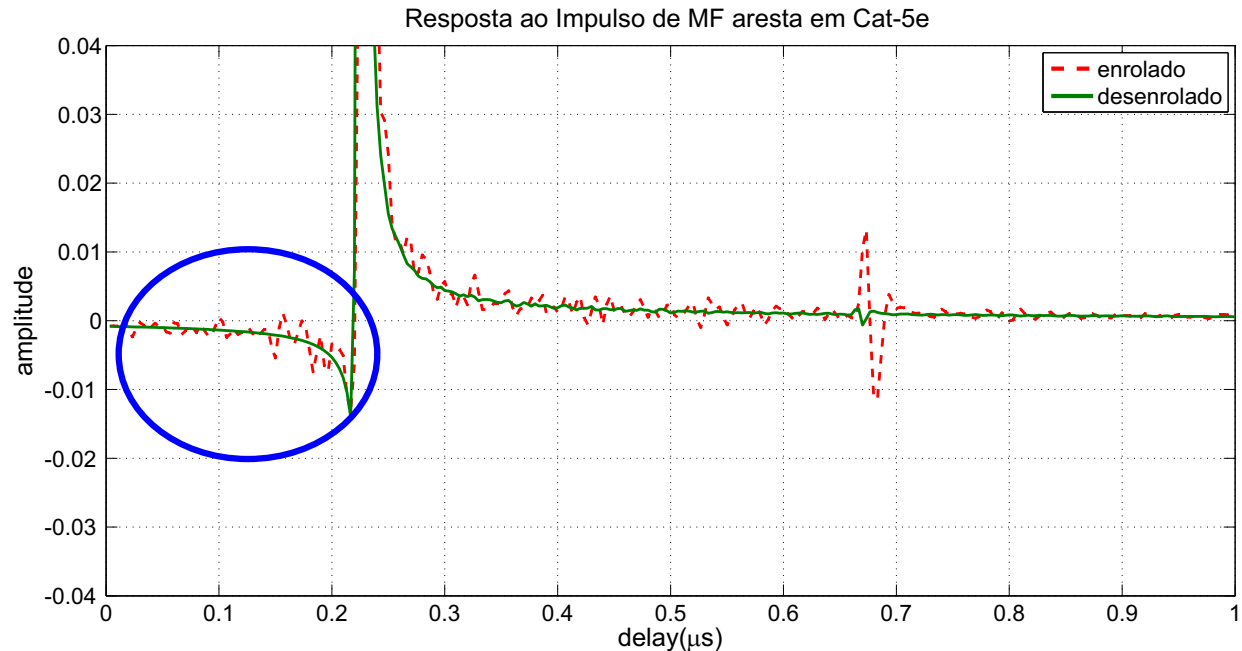


Figura 3.20: Comparação de resposta ao impulso entre um cabo enrolado e um cabo desenrolado.

MFs diagonal são ligeiramente maiores do que as FTDs dos MFs aresta. Tal fato ainda está em investigação.

Em [36] além da análise no domínio da frequência, também foi feita uma avaliação da medição de cabos desenrolados no domínio do tempo, através da resposta ao impulso das medições. Seguindo esta linha, esta avaliação também foi feita no presente trabalho, porém para MF. Na Fig. 3.20 é mostrada uma comparação entre as respostas ao impulso das medições feitas com o cabo enrolado e com o cabo desenrolado, que foram obtidas através da Transformada Inversa Discreta de Fourier (TIDF). Nesta figura pode ser visto que o uso de cabos desenrolados leva a suavização da resposta ao impulso, a uma redução da quantidade de energia não causal (energia antes do pico principal, destacada pela circunferência azul na figura), e ao decréscimo da amplitude da reflexão em aproximadamente 0,7 microssegundos. Tais melhoras ocorrem porque quando o cabo está enrolado, há acoplamento eletromagnético entre segmentos do mesmo cabo, pois estes ficam adjacentes devido o enrolamento, porém em posições diferentes do cabo. Quando desenrola-se o cabo, reduz-se drasticamente esses acoplamentos, pois não há mais ocorrência de contato longitudinal de segmentos diferentes do cabo.

### 3.5.2 FEXT e CM

Esta seção mostra os resultados obtidos nas medições de FEXT e CM.

Da Fig. 3.21 até a Fig. 3.24 são mostrados os gráficos de FEXT de MD para MD, de MD para MF, de MF para MD e de MF para MF, respectivamente.

Na Fig. 3.21 pode ser notado que os FEXTs entre os pares *az-ve* e *la-ma*, que correspondem a organizações em diagonal apresentaram valores de FEXT maiores do que os pares de FEXT em aresta. Este comportamento não era esperado, dado que pares organizados em aresta são adjacentes, e portanto, mais próximos do que pares organizados em diagonal, e assim deveriam apresentar um FEXT mais intenso do que os pares em diagonal. Entretanto, a Tabela 3.1 indica que existe um melhor casamento de impedância entre os pares em diagonal do que entre os pares em aresta, pois as taxas de trançamento dos pares em diagonal são mais próximas, o que pode ser a razão para os resultados obtidos, dado que as taxas de tranças e distância entre os pares influenciam nas características eletromagnéticas do canal [25]. Coincidentemente, o FEXT entre os pares *az* e *ve* foi o mais intenso, e a taxa de tranças destes pares são as mais próximas.

A Fig. 3.24 indica que o FEXT de um MF diagonal para outro MF diagonal é menos intenso do que o FEXT entre modos fantasma em aresta. Suspeita-se que isto pode ser devido a configuração semelhante a de um cabo “Quad”, que é formada pelos pares trançados de um cabo Cat-5e quando estes são usados como “simples condutores” para criar MF diagonal. Observando a Fig. 3.5, pode ser visto que as distâncias entre pares envolvidos em um FEXT de MF diagonal para MF diagonal, exibem uma simetria maior do que os pares em FEXT de MF aresta para MF aresta. Então, em uma configuração em MF diagonal em um cabo Cat-5e, é mais provável que haja o comportamento semelhante a configuração de um MD diagonal em um cabo quad, no qual o MD diagonal recebe pouco *crosstalk* de outro MD diagonal devido os efeitos de cancelamento no acoplamento MD para MD.

As Fig. 3.22 e Fig. 3.23 não mostram diferenças significativas entre o FEXT de MD para MF e de MF para MD, o que era esperado, dado a semelhança dos circuitos formados nestas duas situações. Estes gráficos mostram que estes FEXTs são um pouco mais fortes do que o FEXT de MD para MD. Este resultado, indiretamente indica que o MF é mais sensível a ingresso e egresso do que o MD.

A Fig. 3.25 mostra CM médias dos MF diagonais para DM, e dos MF arestas para DM em um cabo Cat5e. Neste gráfico pode ser observado que CM parece aumentar até aproximadamente 30 MHz, e que a partir daí tem um comportamento quase constante. Também pode ser visto que CM de MF diagonal para MD é menos intenso do que CM de

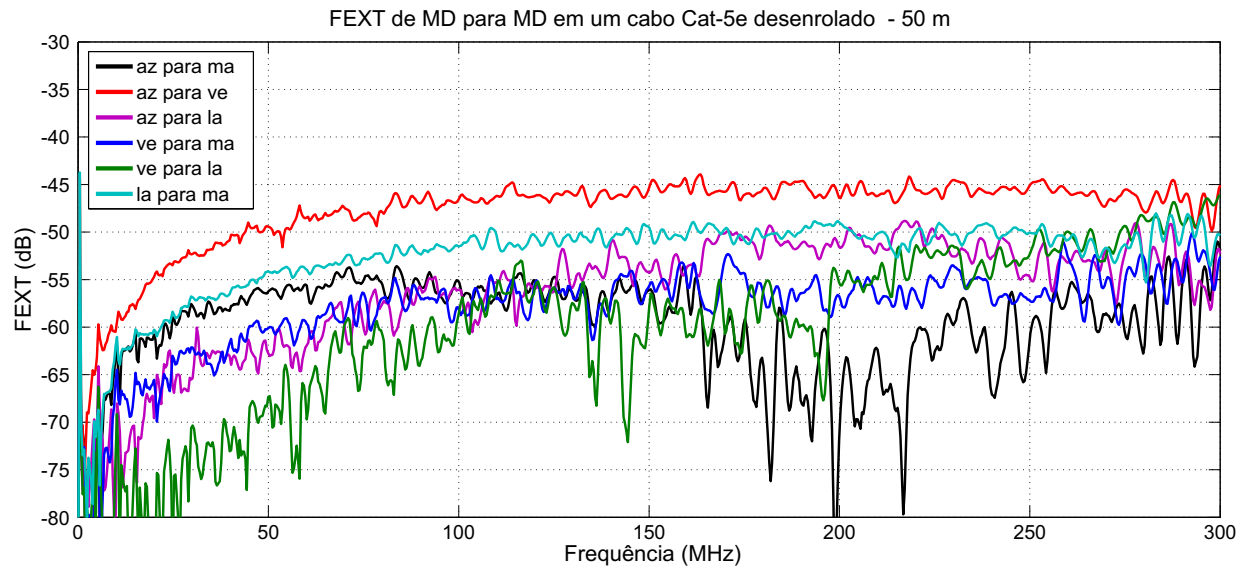


Figura 3.21: FEXT de MD para MD em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m.

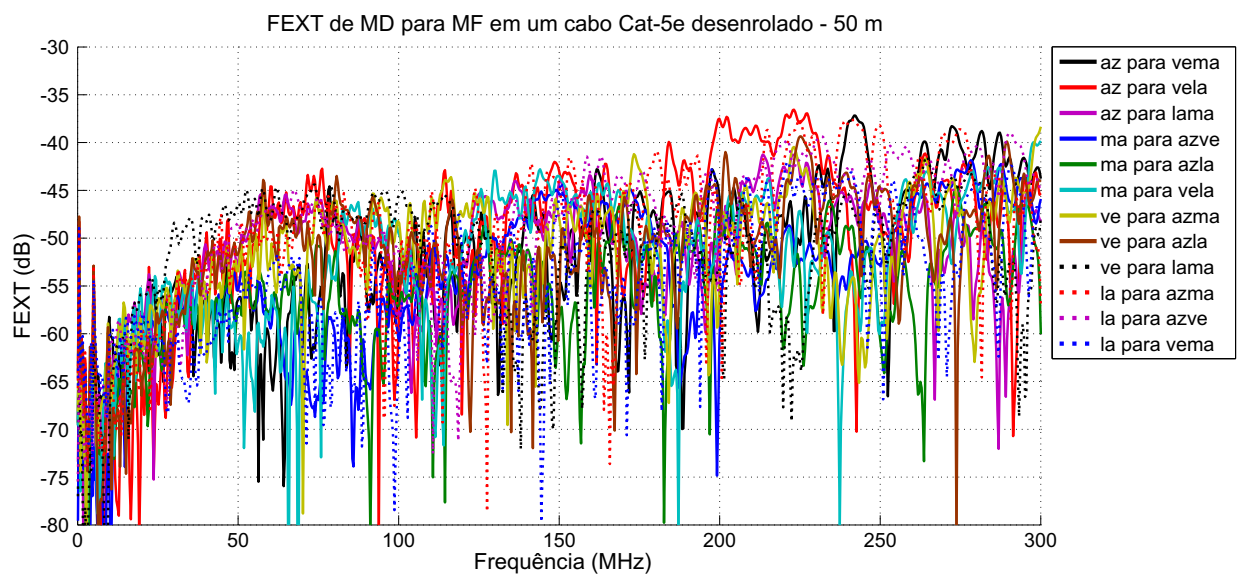


Figura 3.22: FEXT de MD para MF em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m.

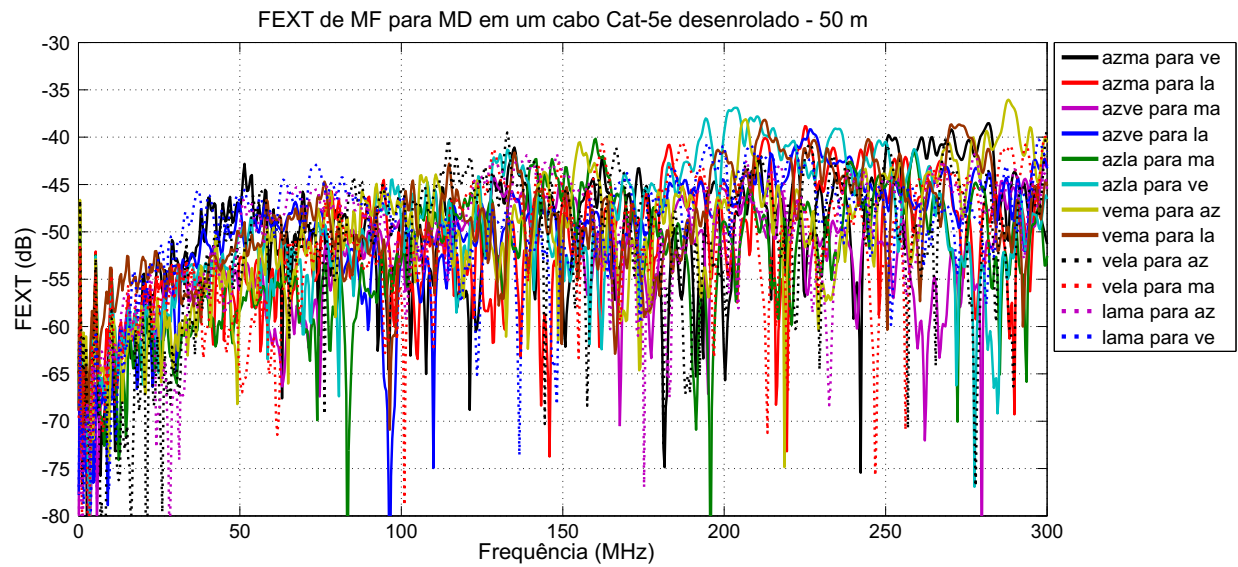


Figura 3.23: FEXT de MF para MD em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m.

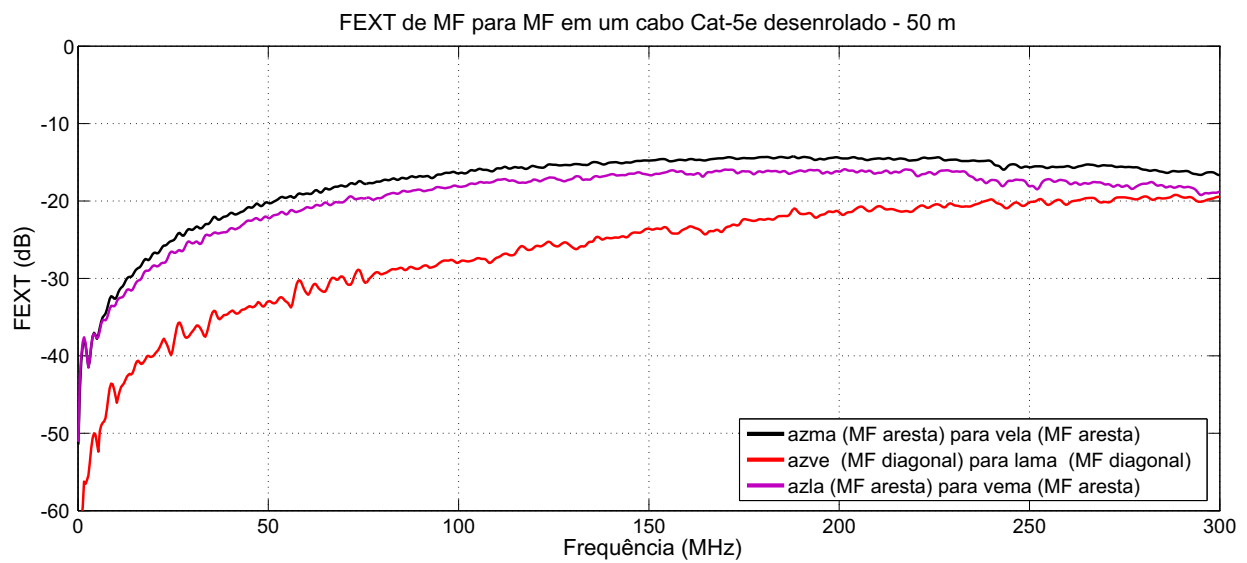


Figura 3.24: FEXT de MF para MF em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m.

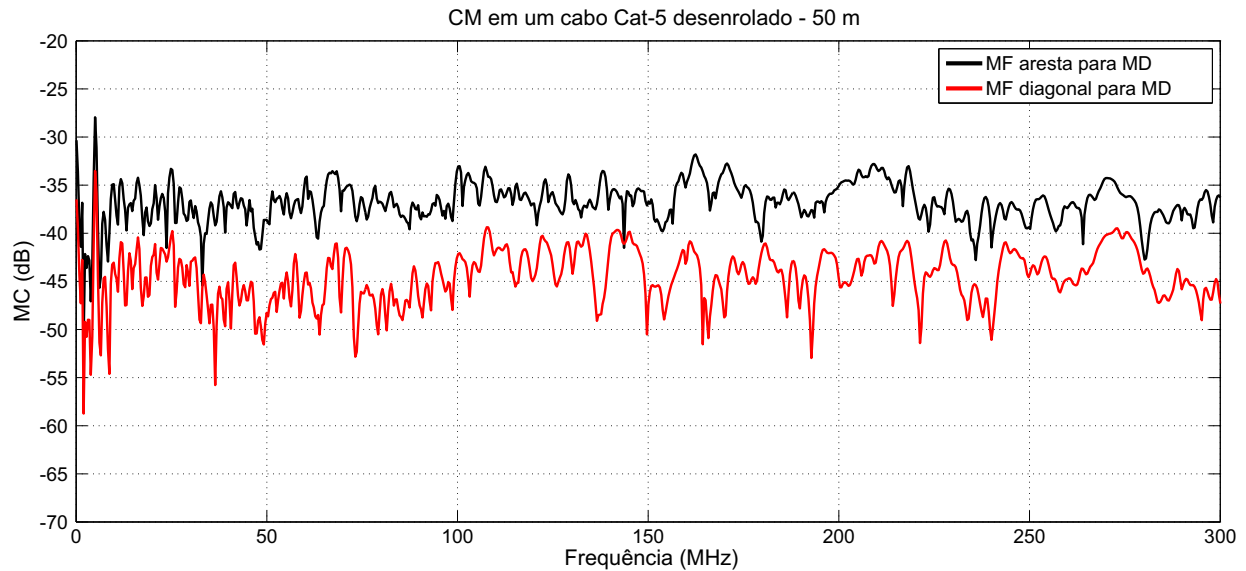


Figura 3.25: MC em um cabo Cat-5e desenrolado de 50 m.

MF aresta para MD. Uma explicação para este resultado pode ser o forte acoplamento entre os pares em aresta, dado que a distância é menor entre esses pares do que pares em diagonal. Para esclarecer possíveis discrepâncias, nesta ocasião não podemos fazer a mesma avaliação que foi aplicada ao FEXT mais intenso entre pares em MD organizados em diagonal, pois o tipo dos sinais é diferente: nos FEXTs entre MD ambos os pares estão transmitindo sinais diferenciais, já aqui, há o acoplamento entre um par que está transmitindo em modo comum e outro em que há a leitura em modo diferencial. Assim, não podemos levar em consideração os resultados mostrados em [25], no qual houve avaliação apenas de transmissões em MD.

# Capítulo 4

## Taxa de Transmissão

No capítulo anterior foram mostrados os resultados das medições de função de transferência e *crosstalk*. Nele foram feitas algumas comparações acerca da magnitude dos canais diretos e *crosstalk*. Entretanto, não foram mostradas comparações de desempenho entre os canais.

Dependendo da aplicação a que se destina o uso do canal em questão, existem várias formas de se medir o desempenho de um canal. Uma das formas de fazer isto é através da taxa de transmissão. Esta métrica é bem aceita como medida porque considera, simultaneamente, o ganho do canal e as interferências às quais este está sujeito, para determinar a máxima taxa de *bits* que pode ser obtida com este canal.

Este capítulo apresenta estimações de taxa de transmissão adotando dois diferentes cenários: um considerando o *crosstalk*, e outro assumindo a completa ausência de FEXT e CM (situação na qual poderia estar sendo usado alguma técnica de *vectoring*)

Antes de começarmos a desenvolver a teoria por trás do cálculo de taxa de transmissão, é interessante que façamos uma pequena introdução a modulação *DMT*, usada nos sistemas DSL atuais.

### 4.1 Modulação DMT (Discrete Multi-Tone)

Devido as nossas características físicas, somos acostumados a entender a natureza no domínio do tempo. Entretanto, muitos fenômenos e até mesmo ferramentas podem ser melhor entendidos, quando analisados no domínio da frequência. Uma ferramenta matemática que permite fazer uma boa avaliação de sinais do domínio da frequência é o par de Transformadas de Fourier (haja vista que são considerados sistemas DSL, é coerente que se use a Transformada



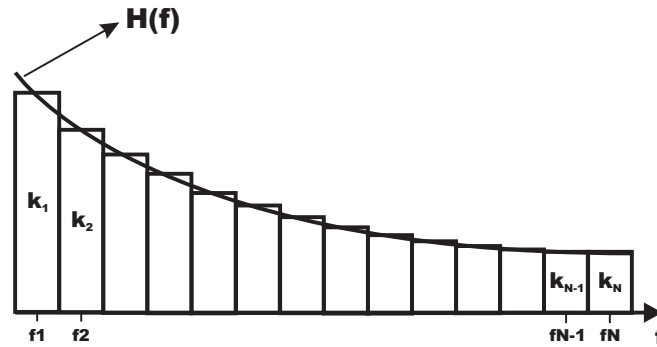


Figura 4.1: Canal dividido em  $N$  tons.

Discreta de Fourier - TDF, que permite a manipulação de sinais digitais). Utilizando a TDF é possível realizar operações de modulação, tais como a DMT, na transmissão de sinais

A DMT é um tipo de modulação multi-portadora, isto é, divide a banda disponível em sub-bandas (também chamadas de *tons*), nas quais serão transmitidos sinais independentes. Tal modulação é muito similar a técnica de Modulação por Divisão na Frequência, porém, a DMT é usada para um mesmo *bitstream*. Na Fig. 4.1 pode ser visto um exemplo no qual a banda de um canal foi dividida em  $N$  tons. Cada tom  $k$  tem uma largura  $\Delta f$ , no domínio da frequência, chamada de largura de banda do tom (em DSL todos os tons tem a mesma largura de banda, para que estes tenham o mesmo período no domínio do tempo). Nesta figura também pode ser visto que cada tom é centrado numa frequência  $f$ , que é chamada de *frequência nominal* do tom. Os sinais enviados nesses tons são transmitidos paralelamente, de forma que a união de todos os tons compõem um símbolo DMT [4, 38].

Em cada tom pode ser transmitido uma quantidade  $b_k$  de bits, que é definida pela qualidade do canal de cada tom, sendo que o total de bits transmitidos  $B$  em um símbolo DMT é

$$B = \sum_{k=1}^N b_k \quad (4.1)$$

Considerando o período do símbolo DMT como  $T$ , a taxa de símbolos por segundo é  $1/T$ , e a taxa obtida pelo sistema é  $R = B/T$  [4]. Resumidamente, o funcionamento da modulação DMT é mostrado na Fig. 4.2. O processo começa com o envio de um *bitstream* a uma taxa de  $R$  *bits/s* para o bloco 1, onde é feita a conversão serial/paralelo dos *bits*. Neste bloco também é feito o agrupamento dos *bits* de acordo com a capacidade de cada tom e codificação destes grupos de bits em símbolos QAM. Esses símbolos QAM são então passados para o bloco 2. Neste bloco, cada símbolo QAM será considerado como um coeficiente

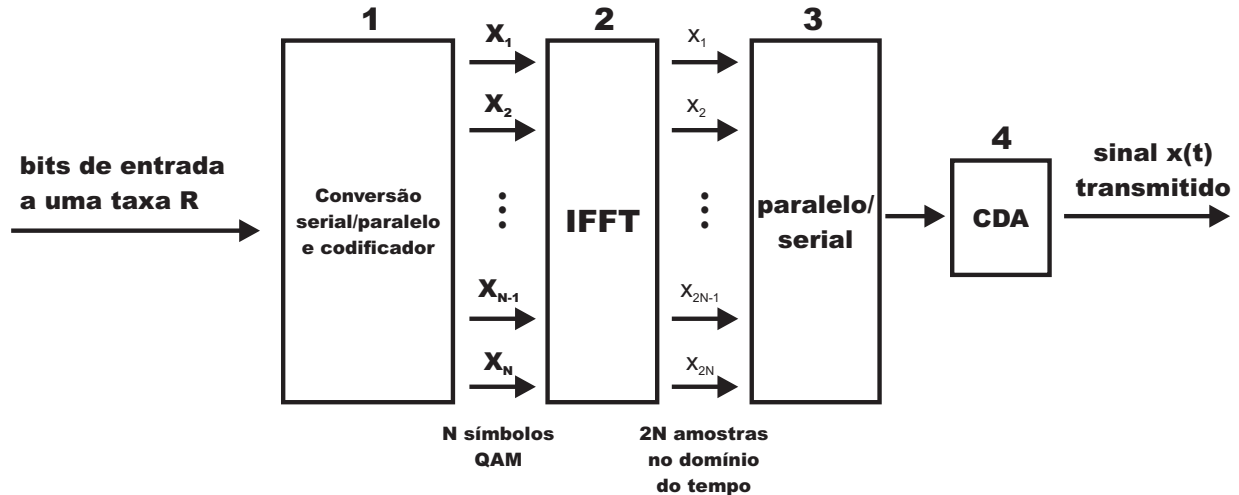


Figura 4.2: Esquema simplificado de modulação DMT.

no domínio da frequência, no qual será aplicado a IFFT (do inglês *-Inverse Fast Fourier Transform*, uma versão otimizada da TDF inversa). Entretanto, antes de aplicar a IFFT, é necessário organizar os símbolos QAM para que tenham simetria *Hermitiana*, para que o sinal obtido com a IFFT seja real. Tal procedimento faz com que a quantidade de símbolos QAM seja dobrada, daí a quantidade  $2N$  na saída deste bloco. É interessante notar que a forma como a IFFT é executada, automaticamente faz com que a informação em cada tom seja independente, e com que não ocorra interferência entre eles. O bloco 3 recebe as amostras da IFFT e então faz a conversão paralelo/serial. Estes dados seriais são enviados para um conversor digital-analógico (CDA), para obtenção de um sinal no domínio do tempo. Todo este processo é realizado na transmissão de um símbolo DMT. Já no lado do receptor, é realizado o processo inverso: conversão analógico-digital, conversão serial/paralelo, aplicação de FFT e remoção de metade dos coeficientes (devido a simetria Hermitiana), decodificação dos símbolos QAM e conversão paralelo/serial.

A quantidade de *bits* alocada para cada tom depende da qualidade do canal neste tom, que geralmente é avaliada com base na razão sinal-ruído (*SNR*) do tom, como na equação a seguir

$$SNR = \frac{|H|_k^2}{\sigma^2} \quad (4.2)$$

onde  $|H|_k^2$  é a energia do canal do tom  $k$  e  $\sigma^2$  é a energia do ruído de fundo, que será considerada como igual para todos os tons. O procedimento de alocação de *bits* pode ser resumido em “alocar mais bits nos tons em que a *SNR* é maior”, obedecendo as regras de quantidade máxima e mínima de *bits* por tom, determinadas para o sistema. Entretanto, devido estratégias

para melhora da estabilidade da transmissão, a SNR é escalada por um fator  $\Gamma$ , ficando  $SNR/\Gamma$ . O fator  $\Gamma$  é definido como na equação

$$\Gamma = L_{mod} + \gamma_m - \gamma_c \quad (4.3)$$

onde  $L_{mod}$  é a perda devido a modulação QAM para que o sistema tenha probabilidade erro menor do que um valor  $P_e$ ,  $\gamma_m$  é chamado de *margem*, uma quantidade extra que é considerada na SNR para evitar perda de desempenho com imprevistos, e  $\gamma_c$  é o ganho obtido com a utilização de codificação de canal.

## 4.2 Vectoring

A interferência mais prejudicial aos sinais DSL em altas frequências, é o FEXT. Ele é o principal fator que faz com que poucos bits possam ser alocados nos tons das frequências mais altas, fazendo com que a taxa entregue por um sistema DSL fique muito aquém da capacidade ideal. Como o FEXT é algo inerente à construção dos cabos, e a estrutura de uma rede de telefonia, é extremamente difícil removê-lo desta situação. No entanto, existem métodos que mitigam os efeitos do FEXT sobre os símbolos DMT. A aplicação da palavra *mitigar* e não *eliminar*, é aplicada de forma mais coerente ao caso, pelo fato de que o FEXT continua existindo, porém, o sinal é protegido dos seus efeitos danosos. O método de mitigação de *crosstalk* que será dado enfoque neste trabalho será o *vectoring*, ou *DSM3*.

O *vectoring* nasceu das teorias desenvolvidas para *MIMO* em sistemas *wireless*. Tal potencial foi percebido por pesquisadores, e vários trabalhos foram feitos para utilização desta técnica em sistemas DSL [39–42]. A idéia principal de *vectoring* é pré-compensar as interferências que o sinal receberá na transmissão pelo cabo.

Para o bom desempenho de *vectoring*, é necessário que as transmissões das linhas envolvidas no processo estejam bem sincronizadas. Considerando que as linhas estão bem sincronizadas, o processo inicia com a estimação do canal (direto e FEXTs). Esta tarefa é feita através do envio de sinais conhecidos do DSLAM ( $x$ ), para os modems dos usuários. Os usuários conhecem o sinal que foi enviado pelo DSLAM, e então calculam a diferença (ou erro) entre o sinal enviado e o sinal recebido  $y$  (é esperado que hajam diferenças nos sinais recebidos, devido a ação das interferências e atenuação do canal -  $H$ ). Esses sinais de erro são enviados de volta para DSLAM, que os usa para compor uma matriz que representa o comportamento estimado do canal ( $H'$ ). Um esquema desse processo pode ser visto na Fig. 4.3.

Com a estimação do canal, o DSLAM cria o pré-codificador, que é, a grosso modo,

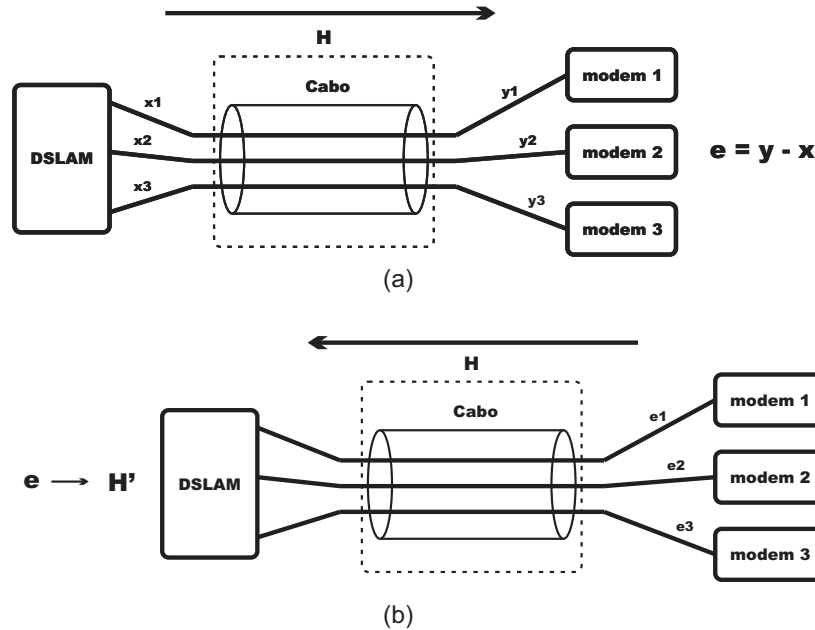


Figura 4.3: Esquema de estimação de canal feito em *vectoring*. Na parte (a), o DSLAM envia um sinal  $x$  conhecido para os modems. Estes então calculam o erro  $e$  que ocorreu durante a transmissão, subtraindo o sinal recebido  $y$  pelo transmitido. Na parte (b) os modems enviam o erro calculado para o DSLAM, que usa esta informação para estimar o canal ( $H'$ ).

o inverso da estimação da matriz do canal vezes a diagonal desta ( $H'^{-1} \cdot \text{diag}(H')$ ). O pré-codificador é aplicado aos sinais transmitidos pelo DSLAM, fazendo com que o sinal transmitido seja  $x \cdot H'^{-1} \cdot \text{diag}(H')$ . Assim, quando o sinal passar pelo canal, teremos:

$$y = x \cdot H'^{-1} \cdot H \cdot \text{diag}(H') + n \quad (4.4)$$

onde  $n$  é o ruído de fundo. É neste ponto que ocorre a mitigação do ruído, pois  $H'^{-1} \cdot H = I$  (isso válido para o caso ideal em que há uma boa estimação de canal, e  $H' = H$ ), onde  $I$  é matriz identidade. Então, o sinal  $x$  será multiplicado pela matriz identidade e pela diagonal de  $H'$ , resultando no sinal  $x$  atenuado pelo canal direto.

É importante ressaltar que o processo descrito anteriormente para *vectoring*, é uma visão bem simplista do que realmente acontece nas implementações de mercado, além de que foi definido para VDSL2, ou seja, funciona para frequências até 30 MHz. Para o padrão G.fast, que utilizará frequências bem mais altas, o processo de completo de *vectoring* ainda está sendo investigado.

### 4.3 Cálculo de Taxa de Transmissão

Esta seção apresenta o procedimento utilizado no cálculo de taxa de transmissão aplicado neste trabalho.

De acordo com *Shannon*, a capacidade  $C$  de um canal depende da largura de banda  $BW$  e da razão sinal-ruído  $SNR$  do canal [43]:

$$C = BW \log_2(1 + SNR). \quad (4.5)$$

que determina a quantidade de *bits* que pode ser transmitida usando um canal  $BW$  com uma razão sinal-ruído  $SNR$ .

Como foi visto na seção anterior, o método de modulação utilizado em sistemas DSL, divide a largura de banda disponível em  $k$  subcanais (ou tons) com bandas menores  $b_k$ , de modo que a capacidade de canal total é a soma das capacidades  $C_k$  de todos tons:

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K bw_k \log_2(1 + SNR_k). \quad (4.6)$$

onde  $K$  é a quantidade total de tons,  $SNR_k$  é a razão sinal-ruído no tom  $k$ ,  $bw_k$  é a largura de banda do tom  $k$ . Considerando que vários modos podem ser usados na transmissão, a capacidade de canal pode ser calculada através da soma das capacidades dos diferentes modos, como em

$$C = \sum_m \sum_k bw_k \log_2(1 + SNR_{k,m}) \quad (4.7)$$

onde  $M$  é quantidade total de modos utilizada em uma transmissão particular. Note que Eq. 4.7 considera que todas as subbandas  $b_k$  são iguais para todos os modos  $m$ , porém, a relação sinal-ruído  $SNR_{k,m}$  é particular para cada subbanda em cada modo. Aqui, a  $SNR_{k,m}$  é dada de forma similar a [44], isto é:

$$SNR_{k,m} = \frac{|H|_{k,m}^2 p_H(k)}{(\sigma^2 + \sum_m \sum_d G_{k,m,d}^2 p_G(k) + \sum_d CM_{k,d}^2 p_{CM}(k))} \quad (4.8)$$

onde  $|H(k,m)|^2$  é a magnitude ao quadrado da FTD (MD ou MF) do canal,  $G_{k,m,d}^2$  é a magnitude ao quadrado do FEXT da  $d$ -ésima fonte de perturbação do  $m$ -ésimo modo (Note que os termos do FEXT são somados em  $m$ , pois, neste trabalho foi considerado que um canal pode receber interferência de perturbadores em todos os modos),  $CM_{k,d}^2$  é magnitude ao quadrado da CM do  $d$ -ésimo perturbador (aqui o índice do modo não fica explícito, porque

estão sendo considerados apenas dois modos, de forma que a CM só pode vir do outro modo),  $\sigma^2$  é a potência do ruído de fundo, e com todos os termos na  $k$ -ésima subbanda.  $p_H(k)$  é a máscara de PSD (ou máscara espectral) aplicada ao canal direto, e  $p_G(k)$  e  $p_{CM}(k)$  são as máscaras espectrais aplicadas ao FEXT e a CM, respectivamente. Considerando que todas as máscaras espectrais citadas anteriormente são iguais, a Eq. 4.8 pode ser reescrita como

$$SNR_{k,m} = \frac{|H|_{k,m}^2}{\left(\frac{\sigma^2}{p(k)} + \sum_m \sum_d G_{k,m,d}^2 + \sum_d CM_{k,d}^2\right)} \quad (4.9)$$

Considerando que se pretende avaliar a capacidade de canal em cenários DSL, será considerada a influência da modulação DMT na SNR de cada subcanal, fazendo com que a SNR seja definida como

$$SNR_{k,m} = \frac{|H|_{k,m}^2}{\left(\frac{\sigma^2}{p(k)} + \sum_m \sum_d G_{k,m,d}^2 + \sum_d CM_{k,d}^2\right) \Gamma} \quad (4.10)$$

onde  $\Gamma$  é o deslocamento da SNR [44] (linear) comumente adotada em sistemas DSL.  $\Gamma$  é definido como na Eq. 4.3. Haja vista que foi adicionado o termo  $\Gamma$ , a capacidade de canal passará a ser chamada de taxa de transmissão ( $R$ ). Considerando que a largura de banda é a mesma para todas as subbandas, pode-se escrever:

$$R = \Delta f \sum_m \sum_k \log_2(1 + SNR_{k,m}) \quad (4.11)$$

onde  $\Delta f$  é a largura de banda dos subcanais.

## 4.4 Resultados

Esta seção apresenta a estimação de taxa de transmissão considerando 2 cenários diferentes: (i) considerando *crosstalk* e (ii) considerando o uso de alguma técnica de *vectoring*, a qual, teoricamente, pode eliminar a interferência causada pelo *crosstalk*.

Embora este documento mostre resultados de medições até 300 MHz, somente as frequências até 200 MHz foram consideradas para os cálculos de taxa de transmissão, com tons (subbandas) com largura de banda  $\Delta_f = 4,3125$  kHz, PSD do ruído de fundo de  $-140$  dBm/Hz, máscara de PSD ( $p(k)$ ) de  $-76$  dBm/Hz (constante), perda de modulação  $L_{mod} = 9,75$  dB, margem de ruído  $\gamma_m = 6$  dB, ganho de código  $\gamma_c = 5$  dB, e *bit loading* máximo (quantidade máxima de *bits* por tom) de 12 e 15 bits.

Para os cálculos de taxa de transmissão foram consideradas situações com *crossstalk* e com *vectoring* (neste caso é suposto que o uso de *vectoring* faz com que interferências devido FEXT e CM sejam muito pequenas, sendo assim, as taxas de transmissão são calculadas considerando estas interferências como nulas). Os modos foram utilizados como a seguir:

- Utilizando 12 *bits*
  - Apenas modo diferencial;
  - Modo diferencial e modo fantasma aresta;
  - Modo diferencial e modo fantasma diagonal;
- Utilizando 15 *bits*
  - Apenas modo diferencial;
  - Modo diferencial e modo fantasma aresta;
  - Modo diferencial e modo fantasma diagonal;

A Fig. 4.4 mostra um cenário com 12 transceptores e 6 canais (4 diferenciais e 2 fantasmas), que pode ser implementado em um cabo Cat-5e. Nas situações em que somente MD é considerado, o cenário fica com apenas 8 transceptores e 4 canais.

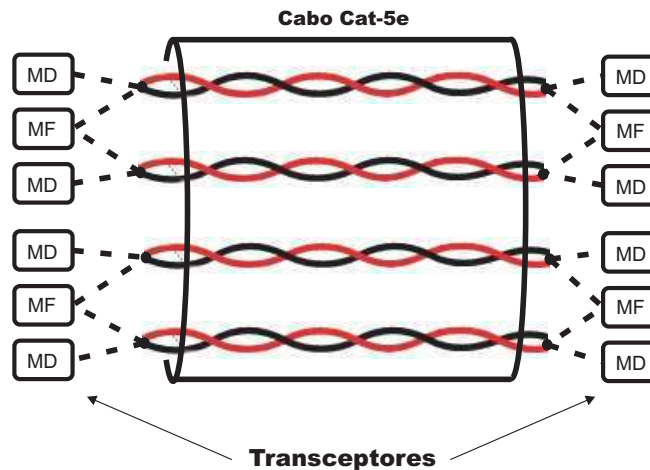


Figura 4.4: Cenário com 12 transceptores em um cabo Cat-5, usando MD e MF.

A Fig. 4.5 sumariza as taxas de transmissão calculadas. O gráfico mostra que, embora as FTDs dos MF tenham grande magnitude, o uso de MD e MF juntos, considerando todas as fontes de *crossstalk*, reduz o desempenho quando comparado com o uso de apenas MD (em ambos os casos, com 12 e 15 *bits*). Isto ocorre, porque, apesar do uso de mais transceptores,

Tabela 4.1: Taxa de transmissão média por usuário (em Gb/s) por canal.

	até 15 <i>bits</i> por tom		até 12 <i>bits</i> por tom	
	Com <i>crosstalk</i>	<i>Vectoring</i>	Com <i>crosstalk</i>	<i>Vectoring</i>
MD	1,690	2,754	1,655	2,398
MD + MF aresta	0,871	2,790	0,869	2,398
MD + MF diagonal	0,974	2,805	0,973	2,398

o uso de MD e MF aumenta a quantidade de fontes de *crosstalk*, pois, cada canal passa a receber FEXT do mesmo modo e do outro modo, além de CM.

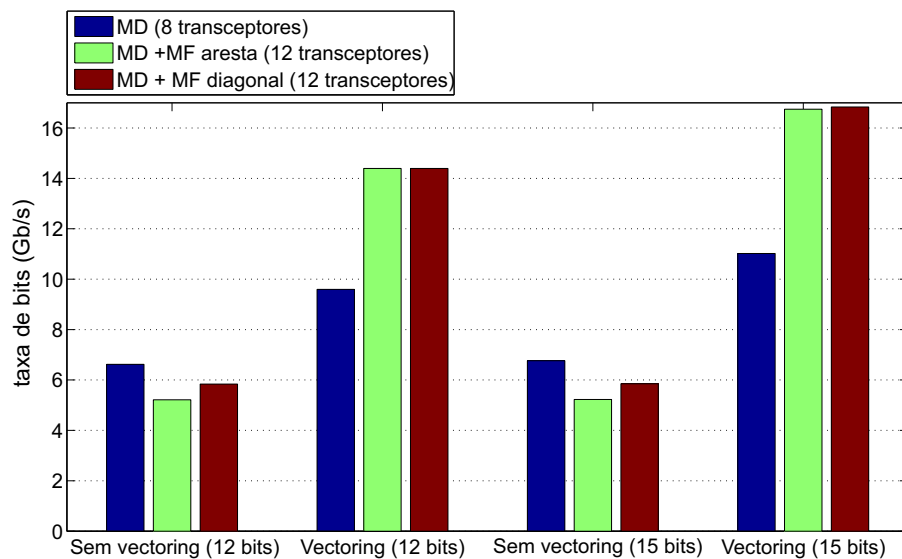


Figura 4.5: Taxas de transmissão (em Gb/s) de um cabo Cat-5e de 50 m, utilizando uma largura de banda de 200 MHz.

Contudo, quando se considera o uso de MD + MF + *vectoring*, os ganhos com desempenho são significativos se comparados com a situação sem *vectoring*, o que está de acordo com os resultados mostrados em [15, 22–24]. Na Tabela 4.1 pode ser encontrada a capacidade média para cada canal (com 2 transceptores para cada canal).

A tabela 4.1 indica que quando os modos fantasmas são adicionados sem o uso de *vectoring*, a taxa de *bits* por usuário é reduzida de aproximadamente 50% para 12 e 15 *bits*. Entretanto, com *vectoring* os ganhos na taxa de *bits* são de 66% e 45% (para 15 e 12 *bits*, respectivamente), quando comparado com a situação em que MD e *crosstalk* são considerados. Quando se comparam situações com uso ou não, de modo fantasma e *vectoring*, pode-se



---

observar que as taxas alcançadas por canal são aproximadamente iguais (isso para um mesmo *bit loading* máximo), e pode ser argumentado que MF não traz ganhos significativos para a transmissão, porém não deve ser esquecido a taxa de *bits* total (a soma das taxas de *bits* de todos os canais), que aumenta consideravelmente.

Foi percebida uma pequena diferença nas taxas de transmissão entre as configurações aresta e diagonal para MF, na qual MF diagonal teve um desempenho um pouco melhor do que MF aresta. Quando foi utilizado até 15 *bits* por tom e *vectoring*, não houve diferença na taxa de *bits* por canal. Isto ocorreu devido a grande *SNR* dos canais considerados, que saturaram a quantidade máxima de *bits* por tom, fazendo com que todos os modos apresentassem a mesma taxa de *bits* por canal.

Uma vez que as taxas de *bits* por usuário são similares para os cenários com MD e MD + MF, com *vectoring*, pode ser argumentado que não há vantagem em usar MF. Todavia as vantagens neste caso são que 6 canais podem ser combinados usando-se apenas um cabo Cat-5e, isto é, 6 canais com 4 pares trançados.

# Capítulo 5

## Conclusão

Este trabalho apresentou os resultados de medição de função de transferência direta, FEXT e conversão de modo, usando modo diferencial e modo fantasma (em arranjos aresta e diagonal), sobre um cabo Cat-5e de 50 m, em frequências de 100 kHz até 300 MHz. Foram discutidos os procedimentos para realizar as medições em modo fantasma, de forma a reduzir reflexões e outras distorções. A taxa de transmissão foi estimada considerando cenários com apenas modo diferencial e com modo diferencial e modo fantasma, com *vectoring* (para eliminar FEXT e conversão de modo) e sem *vectoring*.

Foi mostrado que a prática de realizar medições com o cabo desenrolado melhora significativamente as medições de modo fantasma, pois ocorre redução de distorções e reflexões no domínio da frequência, e redução de distorções e energia não-causal na resposta ao impulso. Tais melhoras ocorrem porque quando o cabo está enrolado, há acoplamento eletromagnético entre segmentos do mesmo cabo, porém em posições diferentes do cabo, e ao desenrolarmos o cabo, reduzimos drasticamente esses acoplamentos.

A função de transferência do modo fantasma apresentou uma magnitude maior do que a do modo diferencial até 200 MHz, com a configuração diagonal de modo fantasma sendo um pouco maior do que a aresta.

Os casos nos quais modo fantasma foi utilizado, apresentaram um FEXT mais intenso quando comparados com casos em que apenas modo diferencial foi utilizado. Por exemplo, o FEXT de MD para MF foram mais intensos (na média), do que FEXT de DM para DM. O FEXT de modo fantasma para modo fantasma apresentou a maior intensidade, com FEXT de modo fantasma aresta para outro modo fantasma aresta representando o pior caso. Isto pode ser devido a configuração semelhante a de um cabo “Quad”, que é formada pelos pares trançados de um cabo Cat-5e quando estes são usados como “simples condutores” para criar MF diagonal, que é uma organização bastante robusta a ruídos.

As medições mostraram que a conversão de modo causada por um modo fantasma diagonal é mais fraca do que aquela causada por um modo fantasma aresta, com ambos crescendo até aproximadamente 30 MHz e sendo quase constante a partir desta frequência. Este resultado pode ser explicado pelo forte acoplamento entre os pares em aresta, dado que a distância é menor entre esses pares do que pares em diagonal.

A estimação de taxa de transmissão mostrou que, nos casos em que não há uso de qualquer técnica de mitigação de crosstalk (isto é, quando FEXT e conversão de modo são considerados), tal como *vectoring*, não vale a pena considerar a transmissão de modo fantasma juntamente com modo diferencial, pois ocorre um aumento na quantidade de interferências. Entretanto, quando *vectoring* é aplicado, o ganho na performance foi estimado em 60% e 45% (para cenários com 12 e 15 *bits* por tom, respectivamente), quando comparado com uma transmissão que utiliza apenas modo diferencial, para o cabo Cat-5e de 50 m utilizado neste trabalho. Os cenários com modo fantasma diagonal apresentaram taxa de transmissão um pouco maior do que os com modo fantasma aresta. Portanto, há vantagem em utilizar modo fantasma, pois com 4 pares trançados, podem ser criados 6 canais, reduzindo os custos com compra de cabos e aumentando a largura de banda disponível. Contudo, é necessário que se utilize técnicas de *vectoring* para que este desempenho seja alcançado

Como a busca por taxas de *bits* maiores continua, o uso de modo fantasma merece investigação. Os cabos de cobre cada vez mais curtos permitem explorar larguras de banda de um par em centenas de MHz. A modelagem e a medição de modo fantasma (e modo diferencial) nestas situações é um desafio e este trabalho apresentou resultados nesta direção.

## 5.1 Trabalhos Futuros

A investigação sobre o comportamento do canal fantasma está no começo, e ainda há muitas questões em aberto. Assim, seguem os trabalhos que pretendemos desenvolver futuramente:

- Desenvolver um *setup* que permita a medição de canais fantasmas de segunda camada;
- Investigar a capacidade do canal fantasma em receber interferência ingressa (*ingress*);
- Desenvolver algoritmos de mitigação de *crosstalk* (*vectoring*), adequados para o perfil de interferência encontrado em modo fantasma.

# Publicações do Autor no Período

D. A. Gomes, G. Guedes, A. Klautau, E. Pelaes e Chenguang Lu, “DSL Phantom Mode Transmission: Cable Measurements and Performance Evaluation”, 4TH IEEE LATIN-AMERICAN CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, Cuenca - Ecuador, 7-9 November, 2012.

# Referências Bibliográficas

- [1] Mini-Circuits, “Applications notes on transformers - AN-20-002,” Mini-Circuits, Tech. Rep., 2010.
- [2] M. Guenach, J. Maes, M. Timmers, O. Lamparter, J.-C. Bischoff, and M. Peeters, “Vectoring in dsl systems: Practices and challenges.”
- [3] P. Golden, K. Jacobsen, and H. Dedieu, *Implementation and Applications of DSL Technology*. Auerbach Publications, 2007.
- [4] P. Golden, H. Dedieu, and K. Jacobsen, *Fundamentals of DSL Technology*. Auerbach Publications, 2006.
- [5] ITU-T, “Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2),” February 2006.
- [6] P. Ödling, T. Magesacher, S. Höst, P. O. Börjesson, M. Berg, and E. Areizaga, “The fourth generation broadband concept,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 47, no. 1, pp. 62–69, january 2009.
- [7] M. Monteiro, “Otimização de sistemas DSL utilizando técnicas de gerenciamento de espectro,” Master’s thesis, Universidade Federal do Pará, 2010.
- [8] Y. Luo, X. Zhou, F. Effenberger, X. Yan, G. Peng, Y. Qian, and Y. Ma, “Time and wavelength division multiplexed passive optical network (twdm-pon) for next generation pon stage 2 (ng-pon2),” *Journal of Lightwave Technology*, vol. PP, pp. 1–6, 2012.
- [9] B. Lee, J. N. Cioffi, S. Jagannathan, K. Seong, Y. Kim, M. Mohseni, and M. H. Brady, “Binder MIMO channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, p. no. 8, Aug. 2007.
- [10] V. L. Nir and M. Moonen, “Study and optimisation of the common mode exploitation for xDSL application,” Internal report 07-162, ESAT-SISTA, Katholieke Universiteit Leuven (KUL), Belgium, Tech. Rep., Jun. 2007.

- 
- [11] W. Foubert, C. Neus, L. V. Biesen, and Y. Rolain, "Exploiting the phantom-mode signal in DSL applications," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, pp. 896 – 902, 2012.
- [12] C. Neus, W. Foubert, L. V. Biesen, Y. Rolain, P. Boets, and J. Maes, "Binder identification by means of phantom measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, p. no. 6, Jun. 2011.
- [13] V. L. Nir and M. Moonen, "Measurement setup for differential-mode and common-mode channels," Internal report 07-162, ESAT-SISTA, Katholieke Universiteit Leuven (KUL), Belgium, Tech. Rep., Jun. 2007.
- [14] W. Foubert, "Design and evaluation of channel models for DSL applications," Ph.D. dissertation, Faculty of Engineering, Vrije Universiteit Brussel, Brussels - Belgium, Nov. 2011.
- [15] A. R. Forouzan, M. Moonen, M. Timmers, M. Guenach, and J. Maes, "On the achievable bit rates of dsl techniques in the presence of alien crosstalkers."
- [16] I. R. G.993.5, "Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers," 2010.
- [17] R. Powell, *Introduction to Electric Circuits*. Arnold, 1995.
- [18] H. Johnson and M. Graham, *High Speed Signal Propagation*, 2nd ed. Pearson Education, 2003.
- [19] D. Brooks, "Differential SIGNALS," *Ultra CAD DESIGN*, Oct. 2001.
- [20] Lattice, "Differential SIGNALING," Lattice Semiconductor Corporation - Application Note AN6019, May 2001.
- [21] T. Gabara, "Phantom mode signaling in VLSI systems," *Conference on Advanced Research VLSI*, pp. 88–100, 2001.
- [22] Narendra Kumar Saini and Marc Moonen, "Phantom digital subscriber loops: Measurement, identification and capacity assessments," Tech. Rep.
- [23] V. L. Nir, M. Moonen, and M. Guenach, "Design of algorithms for dynamic spectrum management (dsm) level-3 in xdsl: Comparison and application to phantom mode signals," ESAT-SISTA, Katholieke Universiteit Leuven (KUL), Belgium, Tech. Rep.

- 
- [24] P. Lafata, P. Jares, and J. Vodrazka, "Increasing the transmission capacity of digital subscriber lines," *35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, pp. 292–296, 2012.
- [25] A. L. et al., "Geometric analysis and manufacturing considerations for optimizing the characteristics of a twisted pair," *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*, vol. 32, pp. 22–31, Jan. 2009.
- [26] BELDEN, "Bonded-pair cables," Belden Electronic Division, Tech. Rep., 2002.
- [27] J. J. yoho, "Physically-based realizable modeling and network synthesis of subscriber loops utilized in DSL technology," Ph.D. dissertation, The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering - Virginia Polytechnic Institute and State University - Virginia - United States, 2001.
- [28] J. Cook, "Parametric modeling of twisted pairs cables for VDSL," ANSI Contribution T1E1.4/96-15, Jan. 1996.
- [29] A. H. Kamkar-Parsi, M. Bouchard, G. Bessens, and T. H. Yeap, "A wideband crosstalk canceler for xdsl using common-mode information."
- [30] R. Electronics, "RF network analyzer basics tutorial," [http://www.radio-electronics.com/info/t\\_and\\_m/rf-network-analyzer/analyser-basics-tutorial.php](http://www.radio-electronics.com/info/t_and_m/rf-network-analyzer/analyser-basics-tutorial.php).
- [31] AGILENT, "Agilent impedance measurement handbook," Agilent technologies, Tech. Rep., 2009.
- [32] W. H. H. Jr and J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, 6th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [33] A. S. Tanenbaum, *Computer Network*, 4th ed. Prentice Hall, 2003.
- [34] ATMEL, "Single-to-differential conversion in high-frequency applications," ATMEL, Tech. Rep., 2004.
- [35] A. Technologies, "Agilent 4395A network/spectrum/impedance analyzer operation manual," Agilent Technologies, Tech. Rep., Feb. 2008.
- [36] Ericsson, "G.fast: Comparison between measurements of unrolled cables and cables wound on drums," Tech. Rep., ITU-T Q4/15 Contribution 124A-024, May 2012.
- [37] T. Bostoen, P. Boets, M. Zekri, L. V. Biesen, T. Pollet, and D. Rabijns, "Estimation of the transfer function of a subscriber loop by means of a one-port scattering parameter measurement at the central office."

- 
- [38] J. M. Cioffi, "Multicarrier primer," Amati Communications Corporation and Stanford University, Tech. Rep.
- [39] V. Oksman, H. Schenk, A. Clausen, J. Cioffi, M. Mohseni, G. Ginis, C. Nuzman, J. Maes, M. Peeters, K. Fischer, and P.-E. Ericsson, "The ITU-T's new G.vector standard proliferates 100 mb/s DSL," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, pp. 140–148, Oct. 2010.
- [40] G. Ginis and J. Cioffi, "Vectored transmission for digital subscriber line systems," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 20, no. 5, pp. 1085–1104, june 2002.
- [41] M. Guenach, J. Louveaux, L. Vandendorpe, P. Whiting, J. Maes, and M. Peeters, "On signal-to-noise ratio-assisted crosstalk channel estimation in downstream dsl systems."
- [42] R. Cendrillon, G. Ginis, E. V. den Bogaert, and M. Moonen, "A near-optimal linear crosstalk precoder for downstream vdsl."
- [43] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, 1948.
- [44] E. Karipidis, N. Sidiropoulos, A. Leshem, and L. Youming, "Capacity statistics for short DSL loops from measured 30 MHz channel data," *2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 156–160, 2005.