



# UFPA

---

## **CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES TELEFÔNICOS PARA O TRANSPORTE DE SERVIÇOS DSL (*DIGITAL SUBSCRIBER LINE*)**

**Jacklyn Dias Reis**

**2º Semestre / 2005**

---

CENTRO TECNOLÓGICO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ  
BELÉM - PARÁ

---

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ**  
**CENTRO TECNOLÓGICO**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E**  
**DE COMPUTAÇÃO**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**JACKLYN DIAS REIS**

**CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES TELEFÔNICOS**  
**PARA O TRANSPORTE DE SERVIÇOS DSL**  
**(*DIGITAL SUBSCRIBER LINE*)**

**TRABALHO SUBMETIDO AO COLEGIADO DO**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PARA**  
**OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO**  
**ELETRICISTA.**

**BELÉM**  
**2005**

**JACKLYN DIAS REIS**

**CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES TELEFÔNICOS  
PARA O TRANSPORTE DE SERVIÇOS DSL  
(*DIGITAL SUBSCRIBER LINE*)**

Este Trabalho foi julgado em \_\_\_\_ / \_\_\_\_ adequado para obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora que atribuiu o conceito

---

---

Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro  
ORIENTADOR

---

Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl A. Costa  
CO-ORIENTADOR

---

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior  
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Licinius Dimitri Sá de Alcântara  
MEMBRO DA BANCA EXAMINADORA

---

Prof. MSc. Raimundo Rosemiro Pamplona Ribeiro  
COORDENADOR DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

## **DEDICATÓRIA**

**A minha família,  
minha eterna gratidão.**

## AGRADECIMENTOS

A **Deus** por ter me iluminado e me dado forças para continuar lutando.

Aos meus pais **Jackson** e **Francelina** por todo amor e suporte dado em todos os momentos.

Aos meus irmãos **Jackson**, **Daniel** e **Adriele** pelo companheirismo e carinho.

Ao meu tio **Bernar** que sempre me entendeu quando mais precisava.

A minha namorada **Darlene** por estar sempre ao meu lado. Eu a amo.

Aos meus amigos **Pedro**, **Adolfo** e **Louze** pelo companheirismo.

Aos meus orientadores e amigos **Agostinho**, **João Crisóstomo** e todo **LQ Group** pela orientação prestada, compreensão e incentivo durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus **amigos de turma** (Engenharia Elétrica 2001) que me acompanharam nas madrugadas de estudos e grandes partidas de futebol.

A **ERICSSON AB (ASP LAB.)** e ao **LEA / UFPA** pelo suporte fornecido durante as pesquisas bibliográficas e medições.

## RESUMO

Com a popularização da rede mundial de computadores, a Internet, informações no formato digital tornam-se mais acessíveis. Documentos, arquivos de imagem, áudio e vídeo trafegam em todo instante na rede. Novos aplicativos disponíveis na rede surgiram, entre eles destacam-se as conferências, descarregamento de vídeo (*video on demanding*), jogos etc. Adicionalmente, os computadores pessoais (*notebook* e *desktop*) passaram por uma grande evolução na capacidade de processamento e armazenamento de dados.

Dentro desse contexto surge a necessidade de se alcançar taxas de bits maiores as fornecidas pela conexão tradicional discada, visto que essas taxas tornam-se menos aptas para suprir as necessidades de usuários residenciais e comerciais. Dentre as soluções encontradas para acesso à Internet em alta velocidade, destaca-se a tecnologia DSL (*Digital Subscriber Line*) que utiliza a infra-estrutura telefônica existente.

Portanto, o presente trabalho aborda metodologias para a caracterização de enlaces telefônicos de assinantes do serviço DSL (ADSL e ADSL2+) através da determinação e análise da resposta em frequência, impedância de entrada e resposta impulsiva da linha. A partir dessa análise, determina-se o comprimento total do enlace, a identificação e localização de falhas, como terminação em curto circuito, derivação e mudanças de bitolas, que ocorrem ao longo do enlace do assinante. Para validação das metodologias apresentadas, resultados obtidos experimentalmente são apresentados e comparados com os resultados provenientes das simulações realizadas.

## **ABSTRACT**

The Internet popularization has contributed to the delivery of digital information along the world. Document, image, audio, and video files have been trafficking every time at the network. New applications available on Internet have emerged such as conferences, video on demanding, games, and so on. Additionally, personal computers (desktop and notebook) undergo a great evolution in their capacity of data storage and processing.

In this context come out the needs for higher bit rates than ones provided by dial-up connection due to the fact that dial-up connection have become less qualified to overcome the business and residential necessity. At the present time, there are many solutions for high velocity access such as DLS (Digital Subscriber Line) technologies.

This final report presents methodologies that could be used for characterization of subscriber telephone loops carrying DSL services (ADSL and ADSL2+), by determination and analysis of frequency response, input impedance, and impulse response of the line. From this analysis, the subscriber loop length, identification and location of impairments such as bridged taps, gauge changes, and open ended termination across the line are carried out. To verify the methodologies presented, results obtained from measurements are showed and compared to results obtained from computational simulations.

## ABREVIACÕES

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ANSI	American National Standard Institute
ATU-C	ADSL Transmission Unit at Central Office side
ATU-R	ADSL Transmission Unit at Remote side
AWG	American Wire Gauge
CAP	Carrier less Amplitude and Phase Modulation
CO	Central Office
CPE	Customer Premises Equipment
DC	Direct Current
DELT	Double Ended Line Testing
DMT	Discrete Multi Tone
DSL	Digital Line Subscriber
DSLAM	Digital Subscriber Line Access Multiplexer
ECH	Echo Canceled Hybrid
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDM	Frequency Division Multiplexer
FDR	Frequency Domain Reflectometry
ISDN	Integrated Services Digital Network
ITU-T	International Telecommunication Union –
Telecommunication	
HDSL	High bit-rate Digital Subscriber Line
HTU-C	HDSL Transmission Unit at Central Office side
HTU-R	HDSL Transmission Unit at Remote side
MDF	Main Distribution Frame
ONU	Optical Network Unity
PC	Personal Computer
PCP	Primary Cross-Connection Point
POTS	Plain Old Telephony System
PRI	Primary Rate Interface
PSTN	Public Switched Telephony Network
QAM	Quadratic Amplitude Modulator



RADSL	Rate Adaptive Digital Subscriber Line
SELT	Single Ended Line Test
SHDSL	Symmetric High bit-rate Digital Subscriber Line
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDR	Time Domain Reflectometry
VOD	Video On Demanding
VTU-O	VDSL Transmission Unit at ONU side
VTU-R	VDSL Transmission Unit at Remote

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Estrutura básica da Linha Digital do Assinante – DSL.....	20
Figura 1.2: Arquitetura e natureza assimétrica da ADSL.....	22
Figura 1.3: Bandas de frequências do POTS e ADSL ( <i>Upstream</i> e <i>Downstream</i> ) .....	22
Figura 1.4: Espectro ADSL nos modos FDM e ECH, respectivamente.....	24
Figura 1.5: Princípio de um sistema QAM de 4 bits [4] .....	26
Figura 1.6: Estrutura básica de uma rede telefônica .....	27
Figura 2.1 Configurações de Testes SELT e DELT .....	36
Figura 2.2: Elemento infinitesimal de uma linha de transmissão.....	37
Figura 2.3: Representação em Quadripolo de uma seção de cabo de par trançado.....	41
Figura 2.4: Enlace telefônico de múltiplas seções em cascata.....	44
Figura 2.5: Enlace local do assinante até a CO .....	45
Figura 2.6: Efeito de uma derivação nos sinais.....	47
Figura 2.7: Derivação presente em um enlace ativo .....	48
Figura 3.1: Cenários ETSI.....	55
Figura 3.2: Diferença entre o cabo 0,50mm e 24AWG para enlace de 2,5km..	62
Figura 3.3: Diferença entre o cabo 0,40mm e 26AWG para enlace de 2,5km..	63
Figura 4.1: Fluxograma para caracterização do enlace do assinante .....	66
Figura 4.2: Cenários ETSI.....	67
Figura 4.3: Resposta em frequência para ETSI 1 .....	68
Figura 4.4: Impedância de entrada para ETSI 1.....	68
Figura 4.5: Resposta impulsiva para ETSI 1 .....	69
Figura 4.6: Resposta em frequência para ETSI 2 .....	70
Figura 4.7: Impedância de entrada para ETSI 2.....	71
Figura 4.8: Resposta impulsiva para ETSI 2.....	71
Figura 4.9: Resposta em frequência para ETSI 3 .....	72
Figura 4.10: Impedância de entrada para ETSI 3 .....	73
Figura 4.11: Resposta impulsiva para ETSI 3.....	73
Figura 4.12: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 3.....	74
Figura 4.13: Resposta em frequência para ETSI 4.....	75
Figura 4.14: Impedância de entrada para ETSI 4 .....	76
Figura 4.15: Resposta impulsiva para ETSI 4.....	76
Figura 4.16: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 4.....	77
Figura 4.17: Resposta em frequência para ETSI 5.....	79
Figura 4.18: Impedância de entrada para ETSI 5 .....	79
Figura 4.19: Resposta impulsiva para ETSI 5.....	80
Figura 4.20: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 5.....	81
Figura 4.21: Resposta em frequência para ETSI 6.....	82
Figura 4.22: Impedância de entrada para ETSI 6 .....	83
Figura 4.23: Resposta impulsiva para ETSI 6.....	83
Figura 4.24: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 6.....	84
Figura 4.25: Resposta em frequência para ETSI 7 .....	86

Figura 4.26: Impedância de entrada para ETSI 7 .....	86
Figura 4.27: Resposta impulsiva para ETSI 7.....	87
Figura 4.28: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 7 .....	88
Figura 4.29: Resposta em frequência para ETSI 8.....	90
Figura 4.30: Impedância de entrada para ETSI 8 .....	90
Figura 4.31: Resposta impulsiva para ETSI 8.....	91
Figura 5.1: Ambiente para Medição.....	95
Figura 5.2: Enlace telefônico # 1 .....	96
Figura 5.3: Enlace telefônico # 2.....	96
Figura 5.4: Resposta em frequência para enlace # 1 .....	97
Figura 5.5: TDR para enlace # 1 .....	97
Figura 5.6: Resposta em frequência para enlace # 2.....	98
Figura 5.7: TDR para enlace # 2 .....	98
Figura 5.8: Enlace # 1 com comprimentos desejados.....	100
Figura 5.9: Enlace # 2 com comprimentos desejados.....	100
Figura 5.10: Enlace # 1 com comprimentos corrigidos .....	101
Figura 5.11: Enlace # 2 com comprimentos corrigidos .....	101

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Parâmetros medidos para cabos diversos .....	38
Tabela 2.2: Definição dos parâmetros ABCD .....	42
Tabela 3.1: Parâmetros dos cabos utilizados na ampliação do Linemod .....	63
Tabela 4.1: Cenários ETSI e resultados simulados .....	94

# ÍNDICE

<b>INTRODUÇÃO</b>	15
Capítulo 1 INTRODUÇÃO TEÓRICA: SISTEMAS DSL ( <i>DIGITAL SUBSCRIBER LINE</i> )	18
1.1. INTRODUÇÃO	18
1.2. HISTÓRICO	18
1.3. DSL: CONCEITOS FUNDAMENTAIS	21
1.4. PROPRIEDADES E DISTRIBUIÇÃO DO ESPECTRO	21
1.5. MODULAÇÃO, CODIFICAÇÃO E DECODIFICAÇÃO DA ADSL	25
1.6. ESTRUTURA BÁSICA DA REDE TELEFÔNICA	26
1.7. FAMÍLIAS DA DSL	27
1.7.1. ISDN	27
1.7.2. HDSL	28
1.7.3. ADSL	28
1.7.4. RADSL	30
1.7.5. VDSL	30
1.7.6. SHDSL	30
1.8. CONSIDERAÇÕES DE PROJETO	31
1.9. VANTAGENS DA DSL	31
1.10. CONCLUSÃO	33
Capítulo 2 QUALIFICAÇÃO DO ENLACE/LINHA DO ASSINANTE	34
2.1. INTRODUÇÃO	34
2.2. QUALIFICAÇÃO DO ENLACE	34
2.2.1. SELT ( <i>SINGLE ENDED LINE TESTING</i> )	35
2.2.2. DELT ( <i>DOUBLE ENDED LINE TESTING</i> )	35
2.3. MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO DE PAR TRANÇADO	36
2.3.1. PARÂMETROS PRIMÁRIOS	37
2.3.2. PARÂMETROS SECUNDÁRIOS	39
2.3.3. MATRIZ ABCD	41
2.3.4. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	44
2.3.5. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	45
2.3.6. RESPOSTA IMPULSIVA	45
2.4. DERIVAÇÕES ( <i>BRIDGED TAPS</i> )	46
2.4.1. MATRIZ ABCD PARA UMA DERIVAÇÃO	47
2.4.2. EFEITO DAS DERIVAÇÕES	48
2.4.3. LOCALIZAÇÃO DOS NULOS INTRODUZIDOS PELAS DERIVAÇÕES	48
2.5. ESTIMAÇÃO DO COMPRIMENTO DO ENLACE	49
2.6. MUDANÇAS DE CABOS AO LONGO DO ENLACE	50
2.7. CONCLUSÃO	53
Capítulo 3 CENÁRIOS E FERRAMENTAS PARA SIMULAÇÃO	54
3.1. INTRODUÇÃO	54
3.2. CENÁRIOS DE ENLACES TELEFÔNICOS: PADRÃO EUROPEU	54
3.3. SIMULADOR DE LINHA: LINEMOD	55
3.3.1. APRESENTAÇÃO	56
3.3.2. CARACTERÍSTICAS	56
3.3.3. Arquivo de Entrada	57

3.3.4.	ARQUIVO DE SAÍDA .....	58
3.3.5.	MODELAGEM DO ENLACE TELEFÔNICO .....	59
3.3.6.	LIMITAÇÕES DO SIMULADOR .....	61
3.3.7.	AMPLIAÇÃO DO SIMULADOR .....	62
3.4.	CONCLUSÃO .....	64
Capítulo 4	RESULTADOS SIMULADOS .....	65
4.1.	INTRODUÇÃO .....	65
4.2.	PARÂMETROS PARA AS SIMULAÇÕES .....	65
4.3.	CARACTERIZAÇÃO DO ENLACE DO ASSINANTE .....	66
4.4.	RESULTADOS E ANÁLISE .....	67
4.4.1.	ENLACE # 1 .....	68
4.4.2.	ENLACE # 2 .....	70
4.4.3.	ENLACE # 3 .....	72
4.4.4.	ENLACE # 4 .....	75
4.4.5.	ENLACE # 5 .....	79
4.4.6.	ENLACE # 6 .....	82
4.4.7.	ENLACE # 7 .....	86
4.4.8.	ENLACE # 8 .....	90
4.5.	CONCLUSÃO .....	94
Capítulo 5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	95
5.1.	INTRODUÇÃO .....	95
5.2.	CONFIGURAÇÃO DOS EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÃO .....	95
5.3.	ENLACES PARA TESTES .....	96
5.4.	RESULTADOS .....	96
5.4.1.	ENLACE # 1 .....	97
5.4.2.	ENLACE # 2 .....	98
5.5.	ANÁLISE COMPARATIVA: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA .....	99
5.5.1.	COMPRIMENTO DESEJADO .....	100
5.5.2.	COMPRIMENTO CORRIGIDO .....	101
5.6.	CONCLUSÃO .....	102
CONCLUSÃO	.....	103
REFERÊNCIAS	.....	106

# INTRODUÇÃO

Com a popularização da rede mundial de computadores, a Internet, informações no formato digital tornam-se mais acessíveis. Documentos, arquivos de imagem, áudio e vídeo trafegam em todo instante na rede. Novos aplicativos disponíveis na rede surgiram, entre eles destacam-se as conferências, descarregamento de vídeo (*video on demanding*), jogos etc. Adicionalmente, os computadores pessoais (*notebook* e *desktop*) passaram por uma grande evolução na capacidade de processamento e armazenamento de dados.

Dentro desse contexto surge a necessidade de se alcançar taxas de bits maiores as fornecidas pela conexão tradicional discada, visto que essas taxas tornam-se menos aptas para suprir as necessidades de usuários residenciais e comerciais.

Dentre as soluções encontradas para acesso à Internet em alta velocidade, destaca-se a tecnologia DSL (*Digital Subscriber Line*) que utiliza a infraestrutura telefônica existente.

DSL é a tecnologia que permite ao assinante acesso à Internet em alta velocidade utilizando a linha telefônica existente do assinante. Com essa tecnologia podem-se atingir taxas de bits da ordem de 25 Mbits por segundo que são muito superiores às alcançadas pela conexão tradicional discada que fornece no máximo 38,4 kbits por segundo e suficientes para as aplicações atuais.

Para que o serviço seja oferecido com excelente qualidade ao assinante, é de fundamental interesse para as companhias telefônicas conhecer o estado do enlace telefônico desse assinante. De posse das informações à cerca do enlace, as companhias telefônicas podem avaliar a habilidade que o enlace apresenta em transportar altas taxas de bits, ou seja, o serviço DSL poderá ser oferecido com a qualidade desejada.

Dessa forma, o presente trabalho visa contribuir no desenvolvimento de metodologias que podem ser empregadas pelas companhias telefônicas provedoras do serviço DSL para a caracterização do enlace telefônico do assinante. A caracterização objetiva identificar e localizar falhas que ocorrem

ao longo do enlace telefônico a partir da análise dos seus modelos matemáticos.

Dentre as falhas existentes no enlace telefônico do assinante, o presente trabalho apresentará metodologias para identificar e localizar:

- Mudanças de bitola ao longo do enlace;
- Derivações;
- Terminação em circuito aberto;
- Comprimento do enlace.

Além das metodologias desenvolvidas, o presente trabalho tem como objetivo contribuir para o desenvolvimento de simuladores de enlaces telefônicos. Esses simuladores representam matematicamente o comportamento dos enlaces telefônicos no domínio da frequência e no domínio do tempo.

Atrelados as simulações, resultados determinados experimentalmente serão apresentadas com o intuito de comparar modelo matemático com resultados reais provenientes de medições.

Portanto, o trabalho está organizado como segue:

- Capítulo 1: apresenta conceitos relacionados à tecnologia DSL como, por exemplo, definição, bases tecnológicas, principais famílias, propriedades e distribuição do espectro utilizado pelo serviço, vantagens e desvantagens do serviço comparadas a outros provedores de acesso em banda larga que não utilizam tecnologia DSL, bem como o diagrama básico da infra-estrutura telefônica;

- Capítulo 2: aborda técnicas utilizadas para a qualificação do enlace telefônico no transporte do serviço DSL, modelos matemáticos de linhas de transmissão e modelos matemáticos que representam as falhas existentes ao longo do enlace telefônico do assinante que influenciam no desempenho do serviço;

- Capítulo 3: apresenta os enlaces telefônicos que serão analisados e discute o simulador de linhas utilizado para a determinação dos modelos matemáticos bem como a sua atualização e ampliação para modelar diferentes tipos de cabos telefônicos;

- Capítulo 4: apresenta e analisa os resultados obtidos através das simulações para os enlaces telefônicos do Capítulo 3;



- Capítulo 5: apresenta os resultados obtidos experimentalmente e a comparação desses resultados com os resultados determinados a partir dos seus modelos matemáticos.

Por fim, o trabalho termina com análises conclusivas onde estão listadas as principais contribuições bem como resultados obtidos e sugestões para trabalhos futuros.

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO TEÓRICA: SISTEMAS DSL (*DIGITAL SUBSCRIBER LINE*)

### 1.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordados os conceitos fundamentais relacionados com a tecnologia DSL, serviço este que utiliza a linha telefônica do assinante para prover conexão em banda larga com a Internet. Dentre esses fundamentos, serão enfatizados os princípios básicos de operação (distribuição do espectro, modulação, codificação e decodificação), as vantagens (custo, taxa de bits, tempo para a instalação do serviço, etc) em oferecer serviço banda larga comparadas a outras tecnologias de acesso, as principais famílias e a operação em conjunto com outros serviços. Além do mais, a estrutura física do serviço telefônica será brevemente comentada de modo a situar algumas considerações que se deve ter no momento do projeto de um sistema DSL.

A ênfase desse trabalho são os sistemas ADSL, que são uma família da tecnologia DSL. Os conceitos abordados referentes a DSL estão relacionados com a família ADSL.

### 1.2. HISTÓRICO

Os serviços telefônicos tradicionais, comumente conhecidos como POTS (*Plain Old Telephony System*) iniciaram em 1877 quando Alexander Graham Bell conectou dois telefones, que captam a voz e a convertem em sinais elétricos analógicos e vice-versa, através de um simples fio condutor, sendo a terra o caminho de retorno fechando o circuito elétrico. Isso evitou o custo adicional de um segundo condutor, entretanto a corrosão dos conectores devido ao contato com a terra acabou se tornando uma barreira para a transmissão do sinal. Para solucionar essa barreira, a linha de transmissão telefônica passou a ter um outro condutor, ou seja, a mesma passou a ser formada por um par de fios condutores.

Entretanto, a descoberta dos efeitos do *crosstalk*, acoplamento magnético entre linhas vizinhas, proporcionou uma nova dificuldade. Uma das soluções encontrada para amenizar o *crosstalk*, foi enrolar os cabos em espiral de modo

a diminuir os seus efeitos, ou seja, criou-se o par trançado. As linhas telefônicas atualmente constituem-se basicamente de cabos par trançado [1].

A Internet surgiu no início dos anos 60 [2] com a finalidade de servir exclusivamente as necessidades das aplicações militares e acadêmicas. Esse paradigma mudou com o passar do tempo, a cada dia a Internet torna-se mais acessível e ampla em conteúdos, serviços e aplicações. Grandes interesses comerciais e sociais tornam-se realizáveis devido às vantagens proporcionadas pela Internet.

Adicionalmente, entidades como instituições públicas e privadas (comércio e indústria), centros de pesquisas, universidades e escolas, grandes e pequenas empresas já se encontram hoje ligadas à Internet. Isso possibilita que os usuários tenham acesso virtualmente a esses recursos oferecidos através da Internet.

A Internet é hoje uma das maiores redes do mundo, competindo em número de usuários com a rede mundial telefônica. Além do mais, a grande maioria dos usuários residenciais que têm acesso à Internet utilizam a conexão discada [1]. Esse tipo de conexão usa a mesma banda de frequência do sinal de voz (300 Hz - 3,4 kHz), utilizada pelo POTS, para a transmissão de dados.

À medida que a Internet se torna mais acessível e vasta e em paralelo com o desenvolvimento de computadores pessoais – PC (*Personal Computer*) com maior capacidade de processamento e armazenamento, atrela-se também a necessidade de uma maior capacidade de transmissão de dados entre os usuários e provedores.

Atualmente, nos Estados Unidos existem aproximadamente 194 milhões de linhas telefônicas baseadas em circuitos chaveados – PSTN (*Public Switched Telephony Network*), sendo 100 milhões residenciais. Essa estimativa fica por volta de 900 milhões quando se considera número de linhas telefônicas existentes no mundo.

Os investimentos feitos na infra-estrutura existente da rede telefônica são de aproximadamente de centenas de bilhões de dólares e levou quase 100 anos para se chegar ao estágio atual.

Os serviços da rede POTS baseiam-se em circuitos chaveados que comutam os sinais telefônicos de um destino para outro e cada assinante é conectado a rede telefônica através de um simples par de fios trançados.

Esses circuitos que compõem o POTS limitam a banda de frequência para o transporte de dados, possibilitando uma taxa de bits de no máximo 38,4 kbps (kilo bits por segundo) [3].

Dessa forma, a Internet discada, que utiliza a banda do sinal de voz, aparenta ser ineficiente para aplicações que necessitam de uma maior taxa de dados, que podem ser: transferência de imagem, som, vídeo, conferências, descarregamento de vídeo – VOD (*Video On Demanding*), etc.

Nesse contexto, surge a linha digital do assinante – DSL (*Digital Subscriber Line*), que utiliza a linha telefônica como meio de transmissão de dados em alta velocidade. O surgimento do DSL possibilita taxas de transferências de dados superiores às taxas proporcionadas pela conexão discada. O que antes eram dezenas de kilo bits por segundo tornou-se dezenas de Mega bits por segundo.

No caso da DSL, os enlaces locais de cobre que transportam os sinais DSL do modem do assinante até a central telefônica – CO (*Central Office*) conectam-se, em paralelo, em um equipamento multiplexador denominado de DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*). Do DSLAM, os dados movem-se, em alta velocidade, diretamente para as redes digitais de *backbones* (infra-estrutura física central da Internet) que por sua vez conectam aos servidores de aplicação, como os de serviços encontrados na Internet. Abaixo, a Figura 1.1 ilustra uma linha DSL, onde se evidencia a presença do modem DSL do assinante, a linha telefônica de par trançado, a CO e o filtro passa - baixa – FPB utilizado para o sinal de voz.

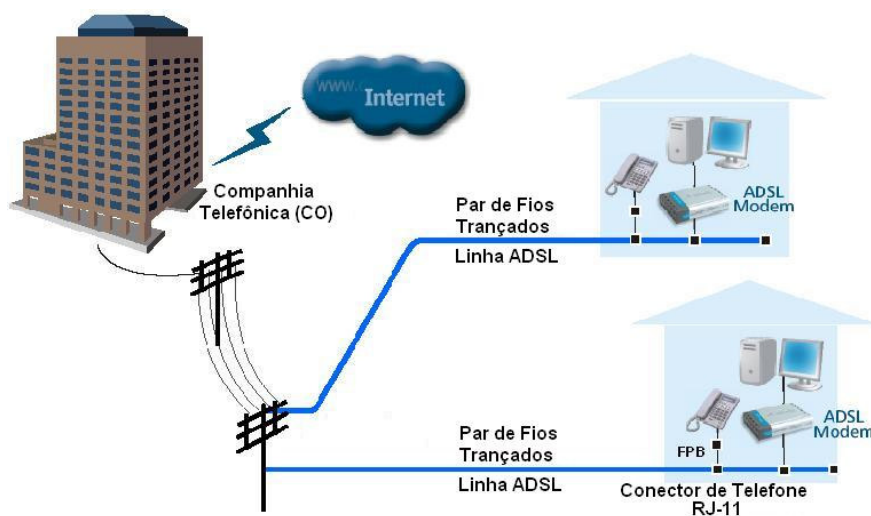


Figura 1.1: Estrutura básica da Linha Digital do Assinante – DSL

### 1.3. DSL: CONCEITOS FUNDAMENTAIS

DSL é uma tecnologia de banda larga que envolve o envio de informação digital através da linha telefônica do assinante ou enlace local. A sigla DSL significa linha digital do assinante. As aplicações da DSL envolvem o transporte de dados em alta velocidade para consumidores (assinante) residenciais e comerciais. DSL, em geral, descreve a tecnologia enquanto que xDSL representa a família da tecnologia DSL. “x” assume diferentes significados dependendo da velocidade e aplicação da família. Por exemplo, HDSL (*High bit-rate Digital Subscriber Line*) é a família mais empregada a assinantes comerciais enquanto que ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) é mais empregada a assinantes residenciais.

### 1.4. PROPRIEDADES E DISTRIBUIÇÃO DO ESPECTRO

Os modems discados trabalham usando a mesma banda de frequência que as comunicações por voz. Isso significa que além de bloquear a linha telefônica para comunicação por voz, os modems discados têm uma banda de frequência muito limitada. Isso, por sua vez, significa que eles têm uma baixa capacidade de transferência de dados. A ISDN (*Integrated Services Digital Network*) usa uma banda de frequência maior, portanto pode alcançar taxas de bits maiores que as dos modems discados. A ISDN, entretanto, não utiliza algoritmos de codificação e decodificação sofisticados, dessa forma, ela não explora de maneira satisfatória a largura de banda.

Os sistemas DSL usam de maneira mais satisfatória as frequências acima das frequências de transmissão por voz. A banda de frequência ADSL inicia por volta de 26 kHz e estende-se até 1,1 MHz (ADSL) ou 2,2 MHz (ADSL2+). Essa banda de frequência é dividida entre o canal de *downstream*, transmissão da central telefônica – CO (*Central Office*) para o equipamento terminal do assinante – CPE (*Customer Premises Equipment*), e o canal de *upstream*, transmissão do CPE para a CO.

A tecnologia ADSL é dita assimétrica porque o canal de *downstream* ocupa muito mais a banda de frequência do que o canal de *upstream*. Uma das razões para essa assimetria se deve ao fato de que as aplicações residenciais estão mais voltadas para o *download* de dados na rede, entretanto, com o

aumento dos programas de compartilhamento de arquivos (por exemplo, *Kazaa*, *Soulseek*, *Emule* etc), onde há a necessidade de banda maior voltada para o *upload*, essa situação deve ser reavaliada.

Abaixo, a Figura 1.2 ilustra a assimetria da família ADSL. Nesse caso, mostram-se as unidades de transmissão ADSL no lado da central – ATU-C (*ADSL Transmission Unit at Central Office side*) e no lado do assinante – ATU-R (*ADSL Transmission Unit at Remote side*).

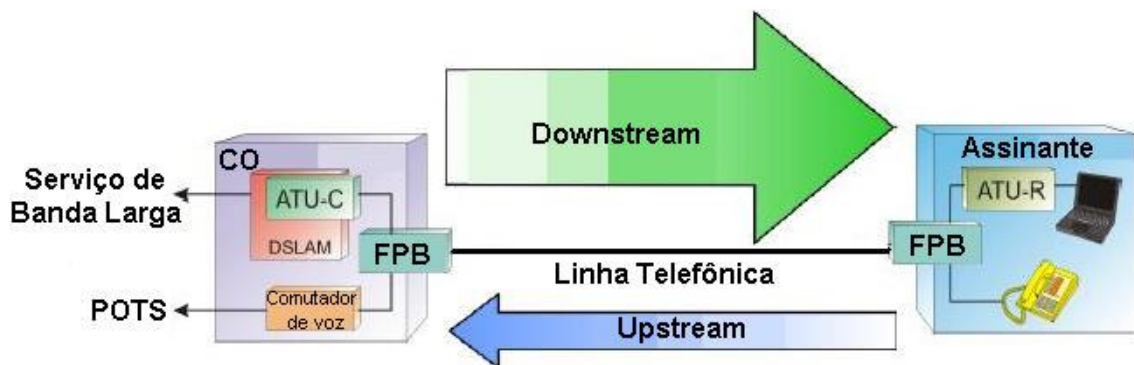


Figura 1.2: Arquitetura e natureza assimétrica da ADSL

Na ADSL usual, isto é, onde o usuário tem um serviço de comunicação por voz e um *link* ADSL na mesma linha, a banda de *upstream* opera na região de frequência entre 26 kHz e 138 kHz e a banda de *downstream* entre 142 kHz e 1,1 MHz. O serviço de telefonia – POTS (*Plain Old Telephony System*) usa as frequências próximas do nível DC (*Direct Current*) até aproximadamente 4 kHz. Portanto, existe um intervalo de frequências entre a banda do POTS e a banda de *upstream* da ADSL, esse intervalo é conhecido como banda de guarda. Abaixo, a Figura 1.3 ilustra as bandas de *downstream* e *upstream* bem como as bandas de guarda e do POTS.

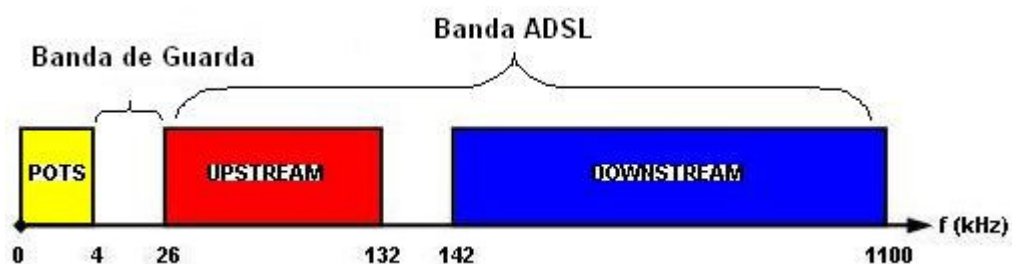


Figura 1.3: Bandas de frequências do POTS e ADSL (*Upstream* e *Downstream*)

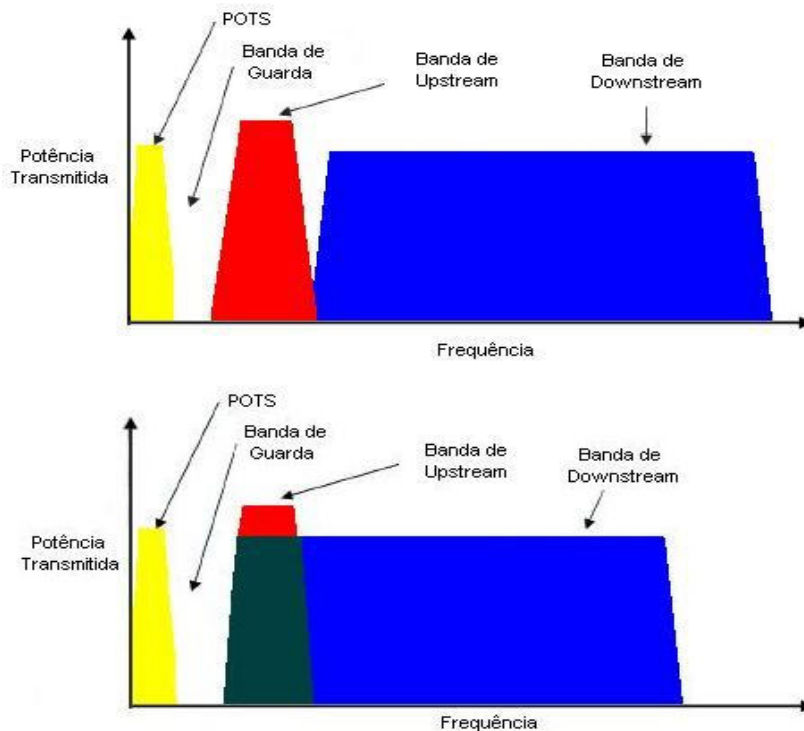
Filtros são usados para separar essas bandas diferentes, a banda de guarda é necessária porque os filtros não são perfeitamente retangulares. Dessa forma, algum sistema de armazenamento (*buffer*) é necessário para que os filtros sejam capazes de separar suficientemente essas bandas de frequências.

Existem casos também onde os serviços ADSL e ISDN são usados na mesma linha telefônica. Essas situações podem ocorrer em pequenos escritórios que usam o canal ISDN para obter dois canais simultâneos de conexão rápida à internet, o canal de voz e o *link* ADSL. Nesses casos, o canal de *upstream* da ADSL inicia em 138 kHz e estende-se até 276 kHz aproximadamente e o canal de *downstream* diminui para 280 kHz até 1,1 MHz ou 2,2 MHz. O deslocamento na frequência ocorre devido a ISDN ter um espectro mais largo que o POTS.

Nas primeiras versões da ADSL, os canais de *downstream* e *upstream* utilizavam espectros sobrepostos e um sistema de cancelador de eco devia ser utilizado para se ter certeza que um sinal transmitido por uma unidade não fosse recebido pela mesma unidade. Entretanto, constatou-se que utilizar bandas de frequência para *downstream* e *upstream* separadas é a melhor maneira para se operar o sistema visto que os efeitos do *crosstalk* entre linhas diferentes são reduzidos e também o sistema de cancelador de eco com largura de banda larga o suficiente tornar-se-ia desnecessário.

Como processadores digitais de sinais mais rápidos são usados no equipamento, melhores filtros digitais podem ser construídos e por essa razão, hoje em dia é possível ter um menor intervalo entre as regiões de frequência para *upstream* e *downstream*, que minimizam as perdas de largura de banda. Sistemas com bandas de frequência separadas para *upstream* e *downstream* são ditas operando em modo FDM (*Frequency Division Multiplex*) enquanto que sistemas que sobrepõem as bandas de frequência são denominadas de operarem no modo ECH (*Echo Canceled Hybrid*) [4].

A Figura 1.4 ilustra os modos de operação FDM e ECH.



**Figura 1.4: Espectro ADSL nos modos FDM e ECH, respectivamente**

Em 1996, o primeiro padrão para ADSL T1.413 [5] foi introduzido pela ANSI (*American National Standard Institute*). As taxas de bits ficaram especificadas em até 6 Mbps para *downstream* e 0,6 Mbps para *upstream* aproximadamente. Com o passar do tempo, a tecnologia começou a ser fisicamente implementada, novas técnicas de manufatura surgiram e, dessa forma, foi possível alcançar taxas de bits da ordem de 8 Mbps.

A razão para esse aperfeiçoamento nas taxas de bits deve-se principalmente aos processadores digitais de sinais mais rápidos que podem implementar melhores filtros e amostragens mais rápidas.

Em 2002 a União Internacional de Telecomunicações – ITU-T (*International Telecommunication Union – Telecommunication*) liberou a recomendação G992.3 [6] para ADSL2 que objetivava principalmente alcançar maiores distâncias e funções extras como por exemplo: diagnóstico do enlace. Mas, apesar de estar definido nessa recomendação que 8 Mbps é aproximadamente a máxima taxa de bits, taxas de até 11 Mbps podem ser alcançadas quando se usa o equipamento ADSL2 existente. No ano seguinte, a ITU-T liberou a recomendação G992.5 que descreve o ADSL2+, uma tecnologia que usa uma largura de banda duas vezes maior que a largura de banda da ADSL2 e que



pode alcançar taxas de bits na banda de *downstream* de até 25 Mbps. A maior extensão da largura de banda está associada ao canal de *downstream*, entretanto existem modos de operação que também estendem o canal de *upstream* e tornam possível taxa de bits de até 2,5 Mbps para *upstream*.

### 1.5. MODULAÇÃO, CODIFICAÇÃO E DECODIFICAÇÃO DA ADSL

Depois de alguns anos de discussão a respeito da produção de equipamentos ADSL, a modulação DMT (*Discrete Multi Tone*) tem tornado-se padrão para a família ADSL. Um sinal DMT é formado por um número de sub-portadoras, de maneira semelhante a um sinal de radio, que frequentemente são referenciadas por tom. Cada tom transporta parte do total de dados enviados através do canal e a quantidade de informação que cada tom pode transportar está relacionado com a relação sinal ruído – SNR (*Signal-to-Noise Ratio*).

Os tons situam-se igualmente espaçados e são mutuamente ortogonais no espectro, a diferença de frequência entre dois tons consecutivos é de 4312,5 Hz. Os tons são numerados de 0 até 512, onde o tom 0 situa-se na frequência 0 Hz, o tom 1 na frequência 4312,5 Hz e assim sucessivamente até o tom 512 situado na frequência 2208 kHz (ADSL2+ usa 512 tons, ADSL usa apenas 256 tons). Para cada tom, um modulador QAM (*Quadratic Amplitude Modulator*) é usado para representar a informação. Suponhamos que um sistema QAM de 4 bits é usado, então 4 bits correspondem a  $2^4=16$  valores diferentes. Uma constelação de 16 números complexos é usada para obter uma única representação para um desses valores. O modulador mapeia, nos 4 bits, o ponto correspondente na constelação. O ponto é então enviado através do canal para o receptor. Frequentemente, a amplitude de um seno representa a parte imaginária e a amplitude de um cosseno representa a parte real. Sob condições práticas, o sinal sempre sofrerá distorções quando alcançar o receptor. O demodulador no receptor tem acesso à mesma constelação de pontos similar a do modulador. Desse ponto, o demodulador mapeia de volta para a representação binária de 4 bits. O número de pontos no sistema QAM pode em princípio ser qualquer exponencial da forma  $2^x$ , onde  $x$  é o número de bits. Entretanto, nos padrões ADSL o número máximo de pontos é 15. A Figura 1.5 sintetiza o princípio de funcionamento de um sistema QAM de 4 bits.

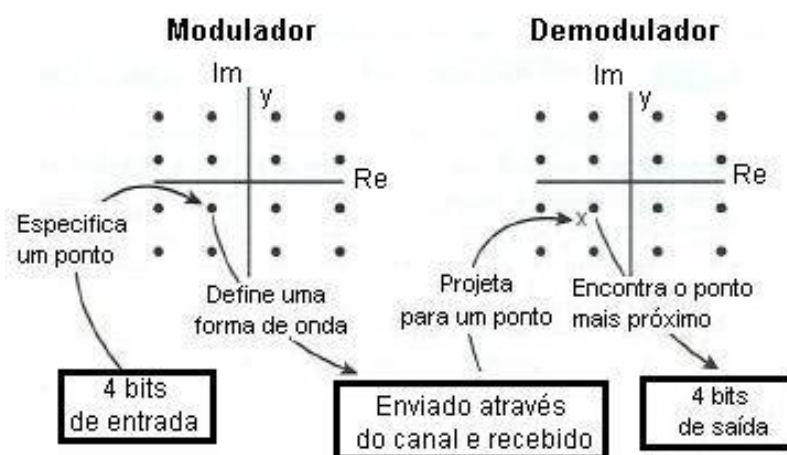


Figura 1.5: Princípio de um sistema QAM de 4 bits [4]

## 1.6. ESTRUTURA BÁSICA DA REDE TELEFÔNICA

A maior vantagem em usar tecnologias DSL, como a família ADSL, é como mencionado anteriormente, que elas oferecem transferência de dados em alta velocidade sobre a linha telefônica. Visto que a maioria das residências e companhias estão conectadas por uma linha telefônica, não há a necessidade de instalação de novos cabos entre a companhia telefônica e o assinante. Dessa forma, recursos financeiros e tempo são economizados tanto para a companhia quanto para o assinante. Entretanto, o uso das linhas telefônicas, pares de fios trançados de cobre que inicialmente foram destinados a comunicação analógica por voz com largura de banda menor que 4 kHz, para comunicação digital de alta velocidade com largura de banda de até 2,2 MHz tem as suas dificuldades. Conhecimento das propriedades do par trançado é vital para se projetar serviços ADSL robustos.

Uma CO pode servir mais de 100000 linhas telefônicas, todas conectadas ao distribuidor principal – MDF (*Main Distribution Frame*). No MDF todas as linhas são conectadas ao tipo apropriado de serviço eletrônico, por exemplo, algumas são conectadas a equipamentos POTS, outras a equipamentos ISDN ou ainda a equipamentos ADSL. A partir do MDF, as linhas são distribuídas dentro de cabos, denominados de principal ou alimentador, contendo 1500 à 4000 pares trançados. Um cabo primário estende-se por alguns km e termina em um ponto de conexão cruzada primário – PCP (*Primary Cross-Connection Point*). No PCP, um painel de ligação distribui os cabos primários em cabos de

distribuição, cada um contendo algumas centenas de pares trançados. Os pares trançados, dentro dos cabos de distribuição, são então distribuídos em outros pontos de conexão cruzada em uma rede cada vez menos compacta até que os pares trançados individuais finalmente alcançam os assinantes. A Figura 1.6 mostra a configuração básica da rede de cobre.

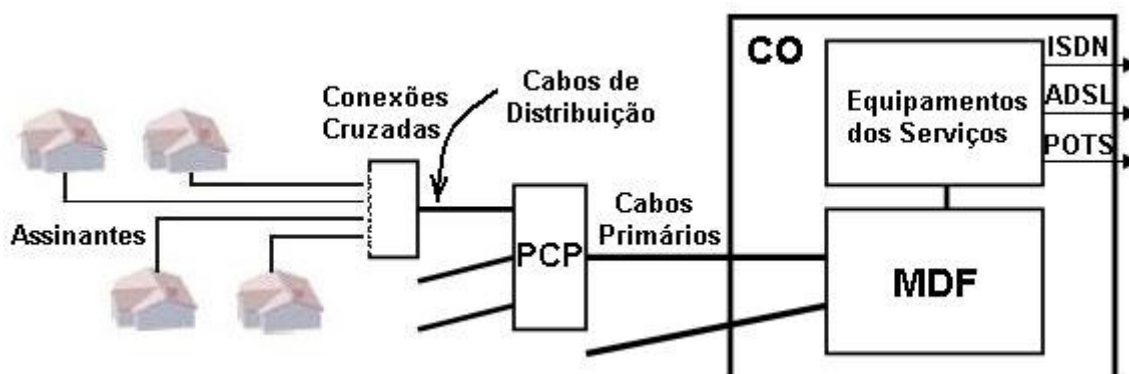


Figura 1.6: Estrutura básica de uma rede telefônica

## 1.7. FAMÍLIAS DA DSL

Existem inúmeras tecnologias DSL disponíveis hoje em dia, cada uma oferecendo diferentes velocidades de conexão, para diferentes aplicações e necessidades. Sem levar em consideração a família, a tecnologia DSL oferece boas taxas de bits para ambos consumidores residências e corporativos. Além do mais, algumas tecnologias são mais restritas quanto ao estado do enlace local, ou seja, existem alguns fatores presentes no enlace que afetam certas famílias DSL.

Nessa seção serão abordadas algumas famílias DSL, são elas: ISDN, HDSL, ADSL, RADSL, VDSL e SHDSL.

### 1.7.1. ISDN

A ISDN (*Integrated Services Digital Network*) pode ser considerada a primeira família DSL desenvolvida para transportar simultaneamente voz e dados digitais através da linha telefônica. A ISDN inclui três canais lógicos operando através do par de fios de cobre. Dois canais lógicos (canal B) transportam voz, dados e imagens digitais enquanto que o outro canal (canal D) é usado para a sinalização. Essa topologia é comumente conhecida como 2B+D.

A rede ISDN oferece taxas de bits de até 160 kbps para *upstream* e *downstream* (sistema simétrico) e com a interface de taxa primária – PRI (*Primary Rate Interface*), as taxas de bits para voz, dados e imagens chegam até 1,544 Mbps através de 23 canais B e um canal D, ou até 2,048 Mbps através de 30 canais B e um D. Cada canal PRI opera em 64kbps e essas topologias são referenciadas por 23B+D e 30B+D, respectivamente.

A ISDN usa codificação 2B1Q (2 binário, 1 quaternário) para representar a informação. A codificação 2B1Q mapeia dois bits em um símbolo quaternário.

### **1.7.2. HDSL**

HDSL (*High bit-rate Digital Subscriber Line*) é uma família DSL simétrica que proporciona taxa de bits de 1,544 Mbps ou 2,048 Mbps. A maioria dos sistemas usa dois pares de fios trançados, entretanto alguns sistemas necessitam de três pares. HDSL inclui uma unidade transmissora – HTU-C (*HDSL Transmission Unit at Central Office side*) no lado da central e outra unidade transmissora – HTU-R (*HDSL Transmission Unit at Remote side*) no lado do assinante. HDSL é mais limitado em termos de alcance do que ADSL visto que a cada 4,572 km aproximadamente, repetidores de sinal são necessários. HDSL é mais empregado a usuários corporativos visto que necessitam de dois pares de fios trançados. HDSL usa codificação 2B1Q ou CAP (*Carrierless Amplitude and Phase Modulation*) para representar a informação.

### **1.7.3. ADSL**

ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), como mencionado nas seções anteriores, tem uma maior largura de banda para *downstream* (CO para assinante) do que para *upstream* (assinante pra CO), dessa forma é mais aplicado a consumidores residenciais visto que na maioria das vezes esses consumidores buscam por informação digital na rede.

A taxa de bits para *downstream* varia de 256 kbps até 9 Mbps enquanto que a taxa de bits para *upstream* varia de 16 kbps até 640 kbps. A transmissão ADSL pode alcançar distâncias (entre CO e assinante) da ordem de 5,49 km através de um par trançado, entretanto as taxas de bits são menores para essa distância máxima.

O ADSL, usualmente, utiliza a banda de frequência de 25 kHz até 1,104 MHz enquanto que o POTS usa a banda de 300 Hz até 3,4 kHz. Um filtro passa - baixa (vide Figura 1.1 e Figura 1.2) é instalado, por precaução, na linha para separar o sinal POTS do sinal ADSL. Esse filtro é conhecido como *ADSL splitters* ou micro-filtro e deve ser instalado da maneira correta para evitar interferências na linha. Esse dispositivo permite que as frequências da banda de voz passe através do telefone analógico mantendo os sinais ADSL de alta frequência fora do telefone. Da mesma forma, filtros na entrada do modem ADSL eliminam os sinais de voz.

Existem dois tipos de codificação para ADSL, sendo CAP (*Carrierless Amplitude Phase Modulation*) o método, não padronizado, usado primeiramente. Hoje em dia, a maioria dos DSLAM's e modems ADSL usam técnicas DMT (*Discrete Multi-Tone*). Nesse trabalho será discutido apenas DMT que é recomendado pelos padrões ADSL. Dentre eles, incluem-se ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), ANSI (*American National Standard Institute*), e ITU-T (*International Telecommunication Union – Telecommunication*) G.992.1 [7] e G.992.2 [8].

Na transmissão DMT, a banda de (0 Hz até 1,044 MHz) frequência é dividida igualmente em sub-canais ou sub-portadoras, frequentemente referenciada por tom. Isso equivale a 256 tons. Cada tom ocupa 4,3125 kHz da largura de banda. 32 tons são alocados para a banda de *upstream* e cerca de 250 tons são usados para a banda *downstream*, sendo necessário utilizar o cancelador de eco. Entretanto, a maioria das aplicações DMT usa 218 tons para o *downstream*. As bandas de guarda que separam os sinais POTS dos sinais ADSL usam algumas alocações possíveis de portadoras.

Os padrões DMT sugerem que os equipamentos (modem e DSLAM) podem usar até 15 bits por tom para codificar os dados, entretanto, usando 15 bits por tom pode resultar em que o modem ADSL tenha que transmitir uma potência maior que o permitido. O ADSL normalmente usa 13 a 14 bits por tom que diminui a potência transmitida do sinal entre os modems e maximiza o alcance da transmissão sem prejudicar a taxa de bits.

#### 1.7.4. RADSL

RADSL (*Rate Adaptive Digital Subscriber Line*) ajusta dinamicamente a velocidade de transmissão de acordo com a distância, do assinante a CO, e do perfil do enlace local. Hoje em dia, a maioria dos modems ADSL suporta adaptação dinâmica da taxa de bits. Além dos modems, a maioria dos sistemas de gerenciamento de redes de DSLAM permite que a velocidade de transmissão seja ajustada ou limitada a uma taxa máxima de bits.

#### 1.7.5. VDSL

VDSL (*Very High bit-rate Digital Subscriber Line*) foi desenvolvida para proporcionar aos usuários alta velocidade de transmissão nas frequências até 30 MHz e taxa de bits da ordem de 52 Mbps. O VDSL pode operar em altas taxas de bits apenas para pequenas distâncias, da ordem de 1370 m e são conectados aos *backbones* de fibra óptica de alta velocidade. A topologia básica de um sistema VDSL consiste em: uma unidade óptica – ONU (*Optical Network Unit*), a unidade transmissora VDSL no lado do assinante – VTU-R (*VDSL Transmission Unit at Remote side*) e unidade transmissora VDSL no lado da unidade óptica – VTU-O (*VDSL Transmission Unit at ONU side*).

VDSL também pode coexistir com o POTS na mesma linha telefônica como ocorre com a ADSL, entretanto VDSL utiliza a banda de frequência de maneira diferente. VDSL tem duas bandas para *downstream* duas bandas para o *upstream*, sendo a primeira banda (frequências mais baixas) utilizada para *downstream*, a segunda para *upstream* e assim por diante.

Os padrões VDSL propõem o uso de dois tipos de modulação, CAP e DMT.

#### 1.7.6. SHDSL

SHDSL (*Symmetric High bit-rate Digital Subscriber Line*) é uma família similar a HDSL. SHDSL opera sobre um ou dois pares trançados dependendo da aplicação. Para a operação em um único par, SHDSL oferece taxas de bits de 192 kbps até 2,3 Mbps enquanto que na operação em dois pares oferece taxas de 384 kbps até 4,72 Mbps. Essa família é mais voltada para consumidores corporativos do que residenciais devido a sua simetria.

O SHDSL tem sido desenvolvido para ser espectralmente compatível com outros serviços compartilhando o mesmo enlace local. Utiliza modulação TC-PAM (*Trellis Coded Pulse Amplitude Modulation*) que permite a maximização do uso das menores frequências disponíveis na banda. Dessa forma, evita-se o uso das altas frequências onde o sinal é mais susceptível ao *crosstalk* [3].

## 1.8. CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

Apesar de todas as vantagens oferecidas pela tecnologia DSL, como todas as outras, ela enfrenta alguns obstáculos que limitam o seu bom desempenho. Por exemplo, o assinante deve estar a certa distância da CO, caso contrário, a atenuação sofrida pelo sinal será tão grande que o serviço DSL será inviável e a taxa de bits não será atrativa para o assinante. Abaixo, segue alguns fatores limitantes do desempenho do serviço DSL.

- a distância entre o assinante e a CO ou terminal remoto;
- o tipo e a marca do equipamento DSL usados por ambas as conexões finais (assinante e CO);
- a capacidade dos *backbones* digitais que está disponível para suportar cada DSLAM;
- o número de usuários que estão agregados ao *backbone* disponível;
- a qualidade do enlace local entre assinante e CO;
- a proximidade do equipamento DSL e o enlace local das fontes de ruído;
- o estado da fiação residencial do assinante;
- o estado e o desempenho do PC e roteadores do assinante;
- interferência entre usuários (*crosstalk*);
- presença de ruídos impulsivos.

## 1.9. VANTAGENS DA DSL

Como o interesse por conexões mais rápidas a Internet vem crescendo a partir dos anos 90, torna-se óbvio que nem os modems discados nem a tecnologia ISDN (*Integrated Services Digital Network*) são capazes de oferecerem taxas de bits suficientes para suprir as necessidades dos consumidores. Recentemente, a demanda por novos serviços que envolvem a transmissão de dados, imagens, áudio e vídeo tem crescido de maneira

acentuada, e estes serviços requerem altas taxas de bits. Essas altas taxas de bits podem ser providas com o emprego da conexão em banda larga.

Além das companhias telefônicas, existem outras entidades que prestam serviços de conexão banda larga para consumidores residenciais. Dentre elas, enquadram-se as companhias a cabo (coaxial ou fibra ótica), provedores de serviços sem fio, provedores de serviços via satélite ou laser, etc. Entretanto, essas entidades requerem um maior tempo para a instalação, manutenção e a montagem da infra-estrutura necessária bem como um maior investimento para a aquisição dos equipamentos terminais.

Com o uso da tecnologia DSL, os custos de instalação e manutenção do serviço de banda larga são reduzidos visto que o serviço utiliza a infra-estrutura existente do POTS, havendo a necessidade apenas do investimento, por parte do assinante, na aquisição do equipamento terminal (modem DSL).

É importante ressaltar que o serviço DSL pode ser prestado através da linha telefônica tradicional e também pode coexistir com o POTS ou ISDN. Isso significa que dados podem ser transmitidos através da linha telefônica ao mesmo tempo em que uma ligação telefônica está ocorrendo.

Além do mais, a tecnologia DSL permite o reuso do investimento feito na infra-estrutura de cobre existente. É estimado que algo em torno de centenas de bilhões a um trilhão de dólares [3].

Sob boas condições, a mais recente tecnologia DSL (no caso a ADSL2+) pode oferecer taxas de bits, no sentido da CO para o assinante (*downstream*), na ordem de 25 Mbps. Essa taxa é o suficiente para aplicações residenciais, ou seja, essa taxa permite transmissão simultânea de voz, dados e vídeo digitais em alta qualidade. Ao passo que, se comparado a uma conexão discada com modem V.90, a maior taxa de bits fica na ordem de 56 kbps (0,056 Mbps), ou seja, muito inferior ao desejado para as necessidades atuais [4].



## 1.10. CONCLUSÃO

Este capítulo procurou esclarecer os principais conceitos da tecnologia DSL que serão discutidos de acordo com a evolução do trabalho. Esses conceitos objetivaram dar uma visão sistêmica do assunto abordado, ou seja, definir o cenário DSL e os seus componentes de tal maneira que o leitor tenha um bom entendimento do foco do trabalho.

Procurou-se explorar os princípios básicos de operação da tecnologia DSL (modulação, codificação e decodificação), as suas vantagens comparadas a outros serviços de banda larga, as propriedades e divisão do espectro, as principais famílias, a estrutura básica do enlace local do assinante, a possibilidade de operação em conjunto com outros serviços utilizando o mesmo meio de transmissão e as considerações que devem ser levadas em conta na hora do projeto de um sistema DSL.

Dentre esses conceitos, destaca-se a necessidade de se ter informação do *status* do enlace local do assinante utilizada pelo serviço DSL. Dessa forma, após ter sido elucidado o assunto de estudo, o próximo passo é definir metodologias empregadas à qualificação do enlace local do assinante.

## Capítulo 2

# QUALIFICAÇÃO DO ENLACE/LINHA DO ASSINANTE

### 2.1. INTRODUÇÃO

Atualmente, a infra-estrutura de cobre existente para transportar o serviço DSL encontra-se na maioria dos casos, em condições inadequadas para o bom desempenho dessa tecnologia. Isso se deve ao fato de que essa estrutura de cobre foi projetada inicialmente para suportar apenas os serviços de telefonia POTS.

Entretanto, com o surgimento da tecnologia DSL, novos desafios surgiram para viabilizar a utilização da infra-estrutura de cobre existente para o serviço de acesso a Internet em banda larga.

Dessa forma, técnicas de medição e modelagens matemáticas surgiram ao longo do tempo com o intuito de avaliar as potencialidades do enlace telefônico do assinante para o transporte do serviço DSL ou melhorar a qualidade desse serviço para um usuário específico.

Esse capítulo abordará algumas técnicas de modelagem de um enlace telefônico de par trançado levando em consideração a detecção e/ou localização de algumas imperfeições ao longo da linha que são prejudiciais ao bom desempenho do serviço DSL.

### 2.2. QUALIFICAÇÃO DO ENLACE

O *status* da linha telefônica (enlace local) do assinante reflete o propósito inicial para a qual foi projetada, ou seja, a sua construção está relacionada com as necessidades do sistema telefônico tradicional (POTS). Dessa forma, alguns elementos instalados no enlace local com o intuito de melhorar a qualidade do serviço telefônico acabam por prejudicar ou afetar o desempenho ou até mesmo inviabilizar a instalação do serviço DSL. Dentre esses elementos destacam-se as cargas indutivas (*load coil*), derivações (*bridged tap*), mudanças de cabos no enlace e transformadores.

Antes da instalação do serviço DSL, as operadoras visam obter a maior quantidade possível de informação do enlace local com o intuito de detectar esses elementos e consequentemente removê-los para o desempenho do

serviço DSL não ser prejudicado. A obtenção dessas informações garante a boa operação e a rápida instalação além de evitar futuras frustrações por parte do assinante com baixo desempenho do serviço. Ou seja, a obtenção de informação do enlace local visa também manter a qualidade do serviço já em operação para um assinante específico.

Dentro desse contexto surge a qualificação do enlace, que é um conjunto de técnicas que visam avaliar as capacidades de um enlace local específico em suportar e manter as exigências de um serviço DSL.

Dentre essas técnicas destacam-se: medições em nível de camada física e simulações por meio de modelos matemáticos que identificam um determinado enlace. As simulações computacionais bem como os modelos matemáticos serão mais explorados com a evolução do trabalho. As medições podem ser realizadas no lado da CO ou no lado do assinante, com a presença física ou não de um técnico da operadora, com equipamentos dedicados de medidas ou através de modems e DSLAM's. Dessa forma, definem-se as técnicas de monitoramento em uma extremidade do enlace – SELT (*Single Ended Line Testing*) e as técnicas de monitoramento nas duas extremidades do enlace – DELT (*Double Ended Line Testing*).

#### **2.2.1. SELT (*SINGLE ENDED LINE TESTING*)**

Testes das características elétricas do enlace local realizadas por um único equipamento apropriado, sendo normalmente localizado no lado da CO [9]. Esses testes podem envolver a análise da reflexão de um pulso através do enlace local no domínio do tempo – TDR (*Time Domain Reflectometry*) ou no domínio da frequência – FDR (*Frequency Domain Reflectometry*). As técnicas SELT necessitam de menos tempo e dinheiro visto que não há a necessidade de enviar um técnico a residência do assinante. Entretanto, esses testes são mais dependentes do nível do ruído no receptor visto que os sinais de testes devem propagar por todo enlace [10].

#### **2.2.2. DELT (*DOUBLE ENDED LINE TESTING*)**

Testes das características elétricas do enlace local que são realizados em ambos os lados, assinante e CO. Esses testes são realizados com auxílio da combinação de modems xDSL em cada extremidade do enlace, sendo o da CO

o modem de referência. Vale ressaltar que o modem do assinante deve ser compatível com os padrões ADSL2 que suportam as técnicas DELT [4] e [11].

A Figura 2.1 ilustra os testes SELT e DELT. No teste DELT, a unidade de teste faz referência a um modem ou equipamento dedicado de medição que pode ser controlado remotamente. No SELT, os testes dependem apenas da central de operação.

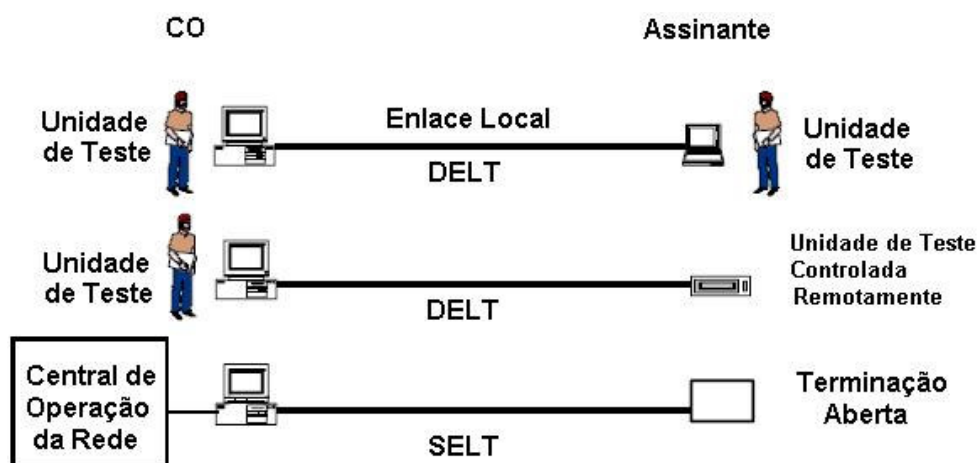


Figura 2.1 Configurações de Testes SELT e DELT

### 2.3. MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO DE PAR TRANÇADO

A modelagem do canal de par trançado representa uma função muito importante no planejamento e projeto de sistemas DSL. Com modelos de canais exatos, estudos baseados em simulações computacionais podem ser desenvolvidos para o bom entendimento das potencialidades de transmissão de um enlace local telefônico específico sob diferentes condições. A modelagem matemática de uma linha de transmissão telefônica de par trançado será abordada durante essa seção, considerando primeiramente a análise dos parâmetros primários, parâmetros secundários e matriz ABCD. A partir da matriz ABCD determina-se o comportamento do enlace local telefônico no domínio da frequência e do tempo.

As características de transmissão de um cabo de par trançado podem ser corretamente descritas por esses parâmetros conforme definido para um circuito equivalente distribuído de uma linha de transmissão.

### 2.3.1. PARÂMETROS PRIMÁRIOS

Os parâmetros primários de um cabo de par trançado de cobre são: a Resistência ( $R$ ), a Indutância ( $L$ ), a Capacitância ( $C$ ) e a Condutância ( $G$ ) que são variáveis funções da frequência.

O cabo de par trançado é modelado como uma linha de transmissão, que pode ser descrita por um incremento de circuito equivalente formado por uma resistência em série ( $R$ ), uma indutância em série ( $L$ ), uma capacitância em paralelo ( $C$ ) e uma condutância em paralelo ( $G$ ) como ilustra Figura 2.2 para um elemento infinitesimal  $dx$  de uma linha de transmissão.

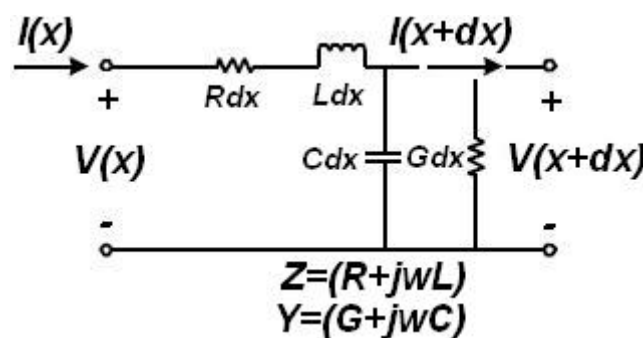


Figura 2.2: Elemento infinitesimal de uma linha de transmissão

Um segmento de uma linha de transmissão pode ser visto como uma cascata desses elementos infinitesimais em comprimento. Os valores dos parâmetros primários são expressos por unidade de comprimento e são dependentes da frequência.

Para o cálculo dos parâmetros primários de um tipo de cabo específico, os modelos nas recomendações da ITU-T são usados. Para os objetivos do trabalho, segue a metodologia adotada para a determinação dos parâmetros primários.

Os parâmetros primários são geralmente determinados experimentalmente por entidades como a ITU-T ou companhias telefônicas que publicam os seus resultados encontrados. Além do mais, esses resultados experimentais levam a determinações de expressões analíticas para os parâmetros primários para diferentes tipos de cabos. Essas expressões são funções, além da frequência, dos seguintes parâmetros:

$r_{0c}$ : Resistência do cobre em nível DC;

$r_{0s}$ : Resistência de qualquer metal em nível DC;

$a_c$  e  $a_s$ : Constantes características do aumento de resistência com a frequência devido ao efeito “pelicular”;

$l_0$ : Indutância em baixa frequência;

$l_\infty$ : Indutância em alta frequência;

$b$ : Parâmetro escolhido para caracterizar a transição entre baixas e altas frequências nos valores de indutâncias medidos;

$f_m$ : frequência de medição;

$c_\infty$ : Capacitância de “contato”;

$c_0$ ,  $c_e$ ,  $g_0$  e  $g_e$ : Constantes escolhidas para ajustar as medições.

A Tabela 2.1 ilustra os valores das constantes determinadas experimentalmente para os cabos definidos para os padrões americano e britânico.

<b>Param.\Cabo</b>	<b>Category5</b>	<b>24AWG</b>	<b>26AWG</b>	<b>DW10</b>	<b>DW8</b>
$r_{0c} (\Omega/\text{km})$	176,6	174,55888	286,17578	180,93	41,16
$r_{0s} (\Omega/\text{km})$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
$a_c$	0,05008	0,05307	0,1476962	0,04972	0,00122
$a_s$	0	0	0	0	0
$l_0 (\mu\text{H}/\text{km})$	1090,8	617,29539	675,36888	728,87	1000
$l_\infty (\mu\text{H}/\text{km})$	504,5	478,97099	488,95186	543,43	911
$b$	0,705	1,15298	0,92931	0,75577	1,195
$f_m (\text{kHz})$	32570	553,760	806,33863	718888	174,2
$c_\infty (\text{nF}/\text{km})$	48,55	50	49	51	22,68
$c_0 (\text{nF}/\text{km})$	0	0	0	63,8	31,78
$c_e$	0	0	0	0,11585	0,1109
$g_0 (\text{nS}/\text{km})$	1,47653	0,00023	43	89	53
$g_e$	0,91	1,38	0,70	0,856	0,88

**Tabela 2.1: Parâmetros medidos para cabos diversos**

Dessa forma, seguem as expressões analíticas para a determinação dos parâmetros primários Resistência, Indutância, Capacitância e Condutividade como função da frequência.

$$R(f) = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt[4]{r_{0c}^4 + a_c \cdot f^2}} + \frac{1}{\sqrt[4]{r_{0s}^4 + a_s \cdot f^2}}} \quad (2.1)$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty \cdot \left(\frac{f}{f_m}\right)^b}{1 + \left(\frac{f}{f_m}\right)^b} \quad (2.2)$$

$$C(f) = c_{\infty} + c_0 \cdot f^{-c_e} \quad (2.3)$$

$$G(f) = g_0 \cdot f^{+g_e} \quad (2.4)$$

Para um entendimento mais profundo das equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4), o leitor deve consultar as referências [1] e [12].

### 2.3.2. PARÂMETROS SECUNDÁRIOS

Os parâmetros secundários são também conhecidos por constante de propagação e impedância característica.

Considere um elemento infinitesimal  $dx$  de circuito equivalente de uma linha de transmissão como ilustrado na Figura 2.2. Esse circuito equivalente é excitado por uma onda senoidal de frequência  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ .

Então,  $R$ ,  $L$ ,  $C$  e  $G$  são os parâmetros primários por unidade de comprimento e função da frequência definidos nas equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4). Se as equações de Kirchhoff são aplicadas ao circuito equivalente, as duas seguintes equações diferenciais são obtidas.

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dx} &= -(R + j\omega L)I \\ \frac{dI}{dx} &= -(G + j\omega C)V \end{aligned} \quad (2.5)$$

Onde  $V \equiv V(x, \omega)$  e  $I \equiv I(x, \omega)$  são a tensão e a corrente na distância  $x$  respectivamente na linha de transmissão para a dada frequência  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ . As duas equações (2.5) podem ser reescritas da seguinte maneira.

$$\begin{aligned} \frac{d^2V}{dx^2} &= \gamma^2 V \\ \frac{d^2I}{dx^2} &= \gamma^2 I \end{aligned} \quad (2.6)$$

Onde a quantidade complexa dependente da frequência

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \equiv \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{Z \cdot Y} \quad (2.7)$$

é a **constante de propagação** da linha de transmissão, que é o primeiro dos parâmetros secundários. A impedância por unidade de comprimento,  $Z$ , e a admitância por unidade de comprimento,  $Y$ , estão definidas na Figura 2.2. Como pode ser visto na equação (2.7), a constante de propagação é um

número complexo e pode ser expresso em função de  $\alpha(\omega)$  e  $\beta(\omega)$ , que são a **constante de atenuação** e a **constante de fase** característica da linha de transmissão, respectivamente.

Quando a constante de atenuação é zero, a linha é sem perdas ( $R=G=0$ ). A constante de atenuação é muito importante para as linhas DSL de par trançado visto que elas não são sem perdas, diferentemente de outras linhas de transmissão teóricas, dessa forma  $\alpha(\omega) \neq 0$ . A atenuação de uma linha DSL de par trançado é aproximadamente  $8,668 \cdot \alpha(\omega)$  [1] por unidade de comprimento na frequência de interesse. A constante de fase está relacionada com a velocidade de propagação na linha de par trançado. Em cada frequência,  $\omega = 2\pi f$ , uma onda senoidal propaga-se no par trançado com **fase** dada por:

$$\theta(\omega, x) = \omega x + \beta x \quad (2.8)$$

E tem amplitude da envoltória atenuada por  $e^{-\alpha x}$ . O **comprimento de onda** é o comprimento que a onda percorre um ciclo completo e é dado por

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.9)$$

Lembre-se que  $\beta$  é implicitamente função da frequência, diferentes frequências têm então diferentes comprimentos de onda. A onda senoidal na frequência  $\omega$  propaga-se ao longo do par trançado com **velocidade de fase** dada por

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.10)$$

E o **atraso de fase** por unidade de comprimento na mesma frequência é

$$\tau_p = \frac{1}{v_p} = \frac{\beta}{\omega} \quad (2.11)$$

Quando  $\beta$  é uma função linear da frequência, o canal é dito ser linear em fase e a velocidade e o atraso de fase são constantes em todas as frequências. Para o caso em que  $R=G=0$ , então  $\beta = \omega\sqrt{LC}$  significando que todas as frequências movem-se com a mesma velocidade de fase  $v_p = 1/\sqrt{LC}$ . Nesse caso, a linha de transmissão é dita ser sem dispersão. Em sistemas DSL, essa situação nunca ocorre e diferentes frequências viajam com diferentes



velocidades, ocasionando dispersão da energia do sinal (vide Capítulo 7 de [1]).

A solução geral em estado estacionário para as equações diferenciais (2.6), são dadas por

$$\begin{aligned} V(x, f) &= V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x} \\ I(x, f) &= I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{\gamma x} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Onde  $V_0^+$  e  $V_0^-$  são as tensões no sentido positivo e no sentido negativo, respectivamente. Da mesma maneira,  $I_0^+$  e  $I_0^-$  são as correntes no sentido positivo e negativo, respectivamente.

Aplicando ambas as soluções (2.12) apropriadamente nas equações (2.6) diferenciais de primeira ordem para tensão e corrente, segue o seguinte resultado.

$$Z_0(\omega) = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad (2.13)$$

Esse resultado é igual a uma constante denominada de **impedância característica** da linha de transmissão de par trançado.

Esse é o segundo parâmetro dos parâmetros secundários e deve-se enfatizar que  $R$ ,  $L$ ,  $C$  e  $G$  ainda são parâmetros por unidade de comprimento e dependentes da frequência.

### 2.3.3. MATRIZ ABCD

Uma maneira prática e comum de modelar matematicamente uma linha de transmissão é utilizar a representação em **Quadrípolo**. Nessa representação, o circuito elétrico da Figura 2.2 pode ser abstraído pela “caixa preta” mostrada na Figura 2.3.

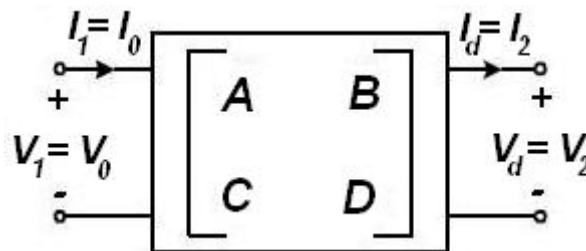


Figura 2.3: Representação em Quadrípolo de uma seção de cabo de par trançado

Para representar de maneira exata um canal de comunicação de par trançado, o conceito de quadripolo e os seus parâmetros ABCD são geralmente usados para a análise de sistemas DSL. Um circuito elétrico normalmente tem uma porta de entrada e uma porta de saída. Uma seção de cabo de par trançado ou um enlace telefônico de par trançado também tem uma porta de entrada e uma porta de saída. A função de transferência de um enlace telefônico de par trançado pode ser determinada pela relação entre saída e entrada da tensão ou corrente no quadripolo.

Na Figura 2.3,  $V_0$  e  $I_0$  são a tensão e a corrente na porta de entrada (porta 1) do quadripolo, respectivamente em  $x=0$ .  $V_d$  e  $I_d$  são a tensão e a corrente na porta de saída (porta 2) do quadripolo na distância  $x=d$  respectivamente.

No modelo, tensão e corrente de entrada (porta 1) e tensão e corrente de saída (porta 2) relacionam-se como segue.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$V_1 = AV_2 + BI_2$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2$$
(2.14)

Onde  $\Phi$  é a matriz ABCD, referenciada também por matriz de transmissão T [13], de ordem 2x2 de quatro parâmetros dependentes da frequência, A, B, C e D. Os parâmetros ABCD dependem apenas da rede e não das conexões externas. A Tabela 2.2 mostra as relações que definem os parâmetros ABCD da matriz.

Parâmetro	Relação
<b>A</b>	$\left. \frac{V_1}{V_2} \right _{I_2=0}$
<b>B</b>	$\left. \frac{V_1}{I_2} \right _{V_2=0}$
<b>C</b>	$\left. \frac{I_1}{V_2} \right _{I_2=0}$
<b>D</b>	$\left. \frac{I_1}{I_2} \right _{V_2=0}$

**Tabela 2.2: Definição dos parâmetros ABCD**

Se um segmento de uma linha de transmissão de comprimento  $d$  tem solução  $V_L = V_d$  e  $I_L = I_d$  então,

$$\begin{aligned} V_L &= V(d, f) = V_0^+ e^{-\gamma d} + V_0^- e^{\gamma d} \\ I_L &= I(d, f) = I_0^+ e^{-\gamma d} + I_0^- e^{\gamma d} \end{aligned} \quad (2.15)$$

As duas ondas de tensão em cada direção estão relacionadas à mesma direção da onda de corrente pela impedância característica  $Z_0(\omega)$ , portanto, aplicando a equação (2.13) da impedância característica à equação (2.15), encontra-se  $V_0^+$  e  $V_0^-$  como segue.

$$\begin{aligned} V_0^+ &= \frac{1}{2}(V_L + I_L Z_0(\omega))e^{\gamma d} \\ V_0^- &= \frac{1}{2}(V_L - I_L Z_0(\omega))e^{-\gamma d} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Substituindo esses resultados na solução geral ( $x=0$ ) de (2.12) e resolvendo para a tensão e corrente em  $x=0$  em função de  $x=d$ , a seguinte representação em quadripolos é obtida como segue.

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & Z_0(\omega) \sinh(\gamma d) \\ \frac{1}{Z_0(\omega)} \sinh(\gamma d) & \cosh(\gamma d) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(d) \\ I(d) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Portanto, os parâmetros ABCD podem ser expressos em termos dos parâmetros secundários como segue.

$$\begin{aligned} A(s) &= D(s) = \cosh(\gamma(s)d) \\ B(s) &= Z_0(s) \sinh(\gamma(s)d) \\ C(s) &= \frac{1}{Z_0(s)} \sinh(\gamma(s)d) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Onde  $s = j\omega = j2\pi f$  é a frequência complexa e  $d$  é o comprimento do cabo.

A modelagem através dos parâmetros ABCD é um método muito útil quando se desejar estudar um enlace telefônico inteiro da CO até o assinante. Em geral, um enlace telefônico de par trançado é formado por varias secções e cada seção pode ser constituída por diferentes cabos de diferentes comprimentos e até mesmo por derivações (*bridged taps*). Uma importante propriedade da matriz ABCD é que ela permite facilmente manipular as conexões entre as redes de quadripolos.

Cada seção ao longo do enlace de par trançado pode ser representada pela sua própria matriz ABCD. Dessa forma, a matriz ABCD para todo o enlace

telefônico de par trançado pode então ser obtida através da multiplicação em cascata de todas as matrizes ABCD de cada seção.

A Figura 2.4 ilustra um enlace telefônico formado por  $n$  seções sendo cada seção formada por um tipo de cabo, cada cabo apresenta o seu comprimento e derivações podem estar incluídas no enlace. O que se deseja informar é justamente que de posse das matrizes ABCD de cada seção, basta efetuar a multiplicação dessas matrizes para se determinar o modelo matemático ( $\Phi$ ) de todo o enlace telefônico de par trançado.

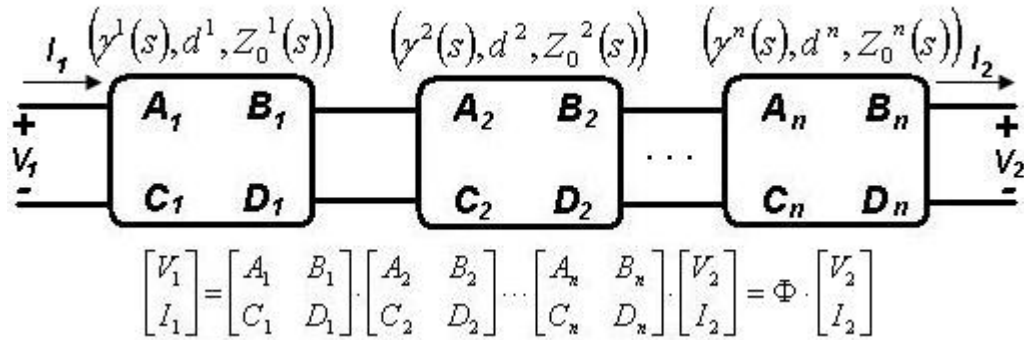


Figura 2.4: Enlace telefônico de múltiplas seções em cascata

#### 2.3.4. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

As características que devem ser determinadas para se identificar exatamente a topologia de um enlace telefônico para um determinado assinante são mudanças de bitolas (cabos diferentes), presença de derivações, comprimento de cada seção e a terminação do enlace. Mudanças de bitola, derivações e terminação do enlace constituem uma mudança de impedância ao longo da linha. Quando um sinal é injetado na linha de transmissão, o sinal sofre distorções de acordo com as características físicas do meio. Essas distorções podem ser modeladas como o efeito de um filtro, onde o filtro é representado por uma função de transferência de cada seção de cabo ao qual o sinal está sendo transmitido.

Usando os parâmetros ABCD anteriormente discutidos, a função de transferência de um enlace telefônico de par trançado pode ser expressa por

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_s(s)} = \frac{Z_T(s)}{Z_s(s) \cdot (C(s) \cdot Z_T(s) + D(s)) + A(s) \cdot Z_T(s) + B(s)} \quad (2.19)$$

Onde  $Z_S(S)$  e  $Z_T(S)$  são as impedâncias da fonte  $V_S(S)$  e da terminação do enlace, respectivamente. A Figura 2.5 ilustra um enlace DSL formado pela fonte de sinal DSL presente na CO e pela terminação no lado do assinante.

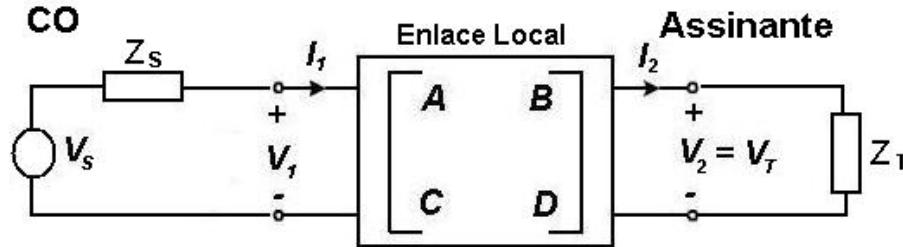


Figura 2.5: Enlace local do assinante até a CO

### 2.3.5. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

A informação da matriz ABCD de um enlace telefônico de par trançado pode ser facilmente convertida em sua impedância de entrada ou função de transferência do cabo como exposto na seção anterior. Esses cálculos matemáticos podem ser executados dentro de um programa computacional que em conjunto com tabelas de parâmetros primários para diferentes tipos de cabos são empregados para gerar o modelo do canal de um enlace telefônico de par trançado.

Para um enlace como o da Figura 2.5 com impedância terminal  $Z_T(S)$ , a impedância de entrada é obtida como segue.

$$Z_i(s) = \frac{A(s) + \frac{B(s)}{Z_T(s)}}{C(s) + \frac{D(s)}{Z_T(s)}} \quad (2.20)$$

Em que  $A(s)$ ,  $B(s)$ ,  $C(s)$  e  $D(s)$  são os parâmetros ABCD de um enlace telefônico dependentes da frequência complexa.

### 2.3.6. RESPOSTA IMPULSIVA

A função de transferência analisa o comportamento do enlace telefônico de par trançado no domínio da frequência. Entretanto, em algumas circunstâncias práticas, deseja-se analisar o comportamento desse enlace no domínio do tempo. Esse comportamento é importante quando se quer caracterizar a linha digital do assinante, ou seja, detectar a presença de imperfeições ao longo do

enlace visto que cada imperfeição apresenta sua característica específica no domínio do tempo.

A partir da resposta impulsiva da linha, que caracteriza completamente um sistema linear e invariante no tempo, é possível estudar o comportamento da linha para excitações específicas, ou seja, encontra-se a resposta da linha para qualquer pulso de entrada definido para as condições que se deseja satisfazer. A resposta da linha a um pulso predefinido no domínio do tempo é a convolução da sua resposta impulsiva com esse pulso.

Diante do exposto, a resposta impulsiva de um determinado enlace telefônico de par trançado é a transformada inversa de Fourier da resposta em frequência, ou seja, a transformada inversa da função de transferência.

$$h[n] = \mathfrak{Z}^{-1}\{H(j\omega)\} \quad (2.21)$$

Onde  $\mathfrak{Z}^{-1}$  denota a operação da transformada inversa de Fourier.

No decorrer do trabalho, será mostrada a resposta impulsiva para algumas topologias de enlace telefônico de par trançada e algumas propriedades que podem ser analisadas.

## 2.4. DERIVAÇÕES (*BRIDGED TAPS*)

Na maioria das vezes, um consumidor residencial que desiste dos serviços de telefonia permanece com sua linha telefônica. Apesar dessa linha estar desativada para o POTS, ela ainda permanece conectada à planta telefônica (conectada a um cabo primário com mais de um cabo de distribuição (vide seção 1.3.3)). Dessa forma, uma derivação é criada e elas estão presentes nos enlances telefônicos atualmente, pois elas visam prover flexibilidade à planta para futuras instalações e mudanças na demanda de serviço.

Uma derivação é um par trançado em circuito aberto que está conectado em paralelo com um enlace telefônico de par trançado ativo. É estimado que as derivações estejam presentes em 80% dos enlances nos Estados Unidos [14]. A reflexão dos sinais da terminação em circuito aberto de uma derivação causa perdas e distorções no sinal que percorre um enlace como mostrado na Figura 2.6.



Figura 2.6: Efeito de uma derivação nos sinais

Em um enlace DSL sem derivações e assumindo terminação casada com a linha, a função de transferência decai de forma monótona com o aumento da frequência. Entretanto, quando uma derivação está presente no enlace, a função de transferência apresentará oscilações periódicas resultando em perdas na capacidade de transmissão. Esse efeito será mais explorado nas próximas seções do trabalho.

#### 2.4.1. MATRIZ ABCD PARA UMA DERIVAÇÃO

Considerando a expressão para a impedância de entrada de um enlace telefônico de par trançado, equação (2.20), pode ser visto claramente o que acontece se a terminação do enlace é deixada em circuito aberto. A impedância terminal será infinita e a expressão para a impedância de entrada é simplificada como segue.

$$Z_{i,o}(s) = \lim_{Z_T \rightarrow \infty} \frac{A(s) + \frac{B(s)}{Z_T(s)}}{C(s) + \frac{D(s)}{Z_T(s)}} = \frac{A(s)}{C(s)} \quad (2.22)$$

Uma derivação pode simplesmente ser considerada como um quadripolo com apenas uma impedância em paralelo. A representação da matriz ABCD de um impedância em paralelo é determinada em [1], e pode ser expressa na forma como segue.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{i,o}(s)} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{C_{Derivação}(s)}{A_{Derivação}(s)} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Os valores de  $A_{Derivação}(s)$  e  $C_{Derivação}(s)$  são partes dos parâmetros ABCD dependentes da frequência da seção de cabo par trançado conectado como uma derivação.

### 2.4.2. EFEITO DAS DERIVAÇÕES

Uma derivação é um par trançado com terminação em circuito aberto, como mencionado nas secções anteriores, que está conectado em paralelo com um enlace telefônico ativo como pode ser visto na Figura 2.7. Na localização da derivação (ponto **B** na Figura 2.7), o sinal transmitido pelo gerador no lado esquerdo é dividido em duas componentes. A componente do sinal que se propaga na derivação é refletida de volta ao encontrar a terminação em circuito aberto e é então recombinada no ponto **B** com o sinal que se propaga na porção ativa do enlace.

Assumindo que o comprimento da derivação é  $d$  e que o gerador de sinal no lado esquerdo transmite um sinal senoidal com frequência  $f$ . Esse sinal tem comprimento de onda  $\lambda$ . Quando o comprimento da derivação é igual a um quarto do comprimento de onda,  $d = \lambda/4$ , o sinal na derivação se propaga em uma distancia  $2d = \lambda/2$ . Como resultado, no ponto B o sinal refletido pela derivação fica defasado de  $180^\circ$  do sinal que se propaga na porção ativa do enlace. Dessa forma, esse sinal é parcialmente cancelado. Isso produz então os nulos na função de transferência do enlace telefônico de par trançado (entre os pontos **A** e **C** na Figura 2.7).

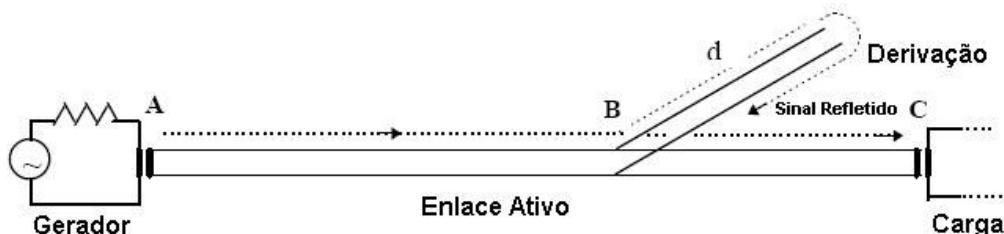


Figura 2.7: Derivação presente em um enlace ativo

### 2.4.3. LOCALIZAÇÃO DOS NULOS INTRODUZIDOS PELAS DERIVAÇÕES

Retornando à Figura 2.6, pode-se ver que para frequências específicas, a onda senoidal refletida pela derivação pode chegar na localização da derivação com defasamento de  $180^\circ$  em relação ao sinal senoidal principal. Quando isso ocorre, as duas componentes de frequência subtraem-se em amplitude, e o resultado é a ocorrência de um notável declive na função de transferência em torno dessa frequência. Na literatura, esse declive é referenciado por nulo. Para enlaces telefônicos com apenas uma derivação, os nulos ocorrem nas



freqüências  $f_i$  em que a o comprimento da derivação,  $d$ , é igual a um número ímpar de um quarto do comprimento de onda. Seja  $v_p(f) = 1/\tau_p(f)$  e  $\lambda(f) = v_p(f)/f$  a velocidade de fase e o comprimento de onda na freqüência  $f$ , respectivamente. A condição para o primeiro nulo pode então ser escrita como

$$f_0 = \frac{v_p(f_0)}{\lambda(f_0)} = \frac{v_p(f_0)}{4d} = \frac{1}{4d\tau_p(f_0)} \quad (2.24)$$

Os outros nulos ocorrem nas freqüências iguais a  $(2k+1)f_0$ , onde  $k=1, 2, 3, \dots$ . Para enlaces com mais de uma derivação, a localização dos nulos pode ser determinada por superposição.

Derivações típicas introduzem nulos na função de transferência do enlace telefônico que podem ser aproximadamente localizados nos múltiplos ímpar de

$$f_0 = \frac{50}{d_m} \text{ MHz} \quad (2.25)$$

Ou

$$f_0 = \frac{45}{d_{km}} \text{ kHz} \quad (2.26)$$

A partir das equações acima, pode-se estimar o comprimento das derivações sabendo-se a freqüência de ocorrência dos nulos. As equações (2.25) e (2.26) são determinadas em [15] e [16], respectivamente.

A função de transferência independe da localização da derivação quando o enlace é perfeitamente casado com a terminação e o enlace é composto por apenas um tipo de cabo. Entretanto, a localização dos nulos introduzidos pela derivação torna-se menos exata com as equações (2.25) e (2.26) quando a terminação está descasada ou quando a porção principal do enlace apresenta mistura de bitolas de cabos.

Uma derivação muito longa com as mesmas características da porção principal do enlace (mesmo tipo de cabo), introduz uma atenuação na função de transferência do enlace igual a 2/3 ou aproximadamente 3,5 dB [16].

## 2.5. ESTIMAÇÃO DO COMPRIMENTO DO ENLACE

A utilidade da inclinação da função de transferência na estimação do comprimento do enlace telefônico pode ser evidenciada mesmo com a

presença de uma derivação (a função de transferência ainda permanece como uma inclinação linear).

Considerando-se o caso de um enlace formado por apenas uma seção de cabo (comprimento  $d$ ) e com impedância na terminação e na fonte casadas com a linha, a função de transferência para esse tipo de enlace é definida por:

$$H(f) = e^{-d\gamma(f)} = e^{-d\alpha(f)} e^{-jd\beta(f)} \quad (2.27)$$

Encontrando-se a magnitude em dB de (2.27), tem-se:

$$\begin{aligned} H(f)_{dB} &= 20 \cdot \log(|H(f)|) = 20 \cdot \log(e^{-d\alpha(f)}) \\ &= -20d\alpha(f) \cdot \log(e) \\ &= -8,6859\alpha(f)d \end{aligned} \quad (2.28)$$

A partir da equação (2.28), estima-se o comprimento  $d$  do enlace telefônico de par trançado formado por apenas uma seção de cabo como segue.

$$d = \frac{m_{dB}}{-8,6859a} \quad (2.29)$$

Onde  $m_{dB}$  é a inclinação da função de transferência em dB e  $a$  é o parâmetro de linearização para  $\alpha$  [14] e [16].

No decorrer do trabalho será apresentado um método alternativo para estimar o comprimento do enlace a partir da sua resposta impulsiva no domínio do tempo. O método consiste em encontrar o tempo que o impulso percorre o enlace e em seguida multiplica-se pela sua velocidade de propagação que pode ser considerada como 66% (2/3) da velocidade da luz no vácuo [11]. Dessa forma, determina-se o comprimento do enlace com boa exatidão como será apresentado no Capítulo 4 do presente trabalho.

## 2.6. MUDANÇAS DE CABOS AO LONGO DO ENLACE

Normalmente, os cabos telefônicos seguem uma regularidade na disposição do tipo de bitola ao longo do enlace, cabos próximos a CO têm um diâmetro menor enquanto os cabos próximos ao assinante têm um diâmetro maior [10]. Cabos com diâmetro menor têm impedância característica maior do que os cabos com diâmetro maior, então o sinal que encontra essa descontinuidade passa de um meio com alta impedância característica para um meio com baixa impedância característica. Geralmente, quando um sinal que viaja em um enlace telefônico e passa de uma seção com alta impedância

característica para uma seção com baixa impedância, então a reflexão sempre será negativa.

Quando se desejam detectar reflexões fracas como as geradas por descontinuidades distantes ou mudanças de cabos ao longo do enlace de par trançado, o modelo de função de transferência da equação (2.19) torna-se ineficaz. Isso se deve ao fato de que esse modelo não leva em consideração o comportamento RLC do enlace. Se a reflexão é muito forte, esse comportamento pode ser negligenciado, entretanto, para reflexões fracas essa aproximação não gera resultados satisfatórios.

Considere o circuito da Figura 2.5, onde o enlace local é representado por um quadripolo. Aplicando o teorema de Thevenin ao circuito da Figura 2.5, todo o enlace após a impedância da fonte será substituído por impedância de entrada como mostra a equação (2.20).

A impedância de entrada do enlace depende da frequência complexa e obviamente da impedância da terminação  $Z_T(s)$ . No caso de um enlace terminado em circuito aberto, a equação (2.20) transforma-se na equação (2.22). Dessa forma, a forma de onda  $V_1(f)$  que entra no enlace da Figura 2.5 está relacionada com a onda  $V_S(f)$  da fonte como segue.

$$V_1(f) = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_S} V_S(f) \quad (2.30)$$

No desenvolvimento do trabalho, será apresentado que essa forma de onda no tempo apresenta um decaimento que mascara as reflexões fracas.

Como a presença do decaimento é inevitável, uma maneira de reduzir o seu efeito é agir nas reflexões recebidas. É possível determinar uma expressão analítica para a forma de onda do decaimento. Para determinar essa expressão, considera-se que o sinal injetado no enlace da Figura 2.5 veja a impedância característica da primeira seção do enlace. Isso pode não ficar evidente no modelo da Figura 2.5 porque esse modelo descreve o enlace como um quadripolo e negligencia o fato de que, na verdade, o enlace trata-se de uma linha de transmissão. Dessa forma, pode-se expressar o decaimento da forma de onda como segue.

$$V_0(f) = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_S} V_S(f) \quad (2.31)$$

Onde  $Z_0$  é a impedância característica da primeira seção do enlace definido na equação (2.13).

A equação (2.31) é a exata expressão do decaimento da forma de onda até que a primeira descontinuidade seja encontrada e o seu efeito (reflexão) retorna ao início do enlace.

Como mencionado anteriormente, a tensão  $V_1(f)$  expressa na equação (2.30) é a forma de onda obtida quando se considera o enlace como um circuito formado por componentes discretos (entretanto, todas as descontinuidades são consideradas) enquanto que a tensão  $V_0(f)$  em (2.31) é a forma de onda obtida quando se leva em consideração a natureza do enlace como uma linha de transmissão (portanto, apenas a presença da primeira seção do enlace).

Baseado nas considerações anteriores, subtraindo  $V_0(f)$  de  $V_1(f)$  deve remover o decaimento da forma de onda e permite uma detecção mais fácil das reflexões fracas causadas por mudanças de bitolas ao longo do enlace de par trançado. O modelo será referenciado ao longo do trabalho por *Weak Detection*.

$$\begin{aligned} V(f) &= V_1(f) - V_0(f) \\ &= \left[ \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} - \frac{Z_0}{Z_0 + Z_s} \right] \cdot V_s(f) \\ &= \frac{Z_s \cdot (Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_s)(Z_0 + Z_s)} \cdot V_s(f) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Para um melhor entendimento do modelo na equação (2.32), o leitor deve consultar [10]. Em [1], [12] e [17], encontram-se as especificações e características de alguns cabos comumente encontrados nos enlaces telefônicos de par trançado.

## **2.7. CONCLUSÃO**

Nesse capítulo, algumas técnicas de modelagem de um enlace DSL de par trançado foram apresentadas, pois essas técnicas serão usadas para analisar os resultados obtidos no trabalho.

Dentre essas técnicas destacam-se a determinação da função de transferência, da impedância de entrada e da resposta impulsiva de um enlace telefônico de par trançado. Essas técnicas baseiam-se na representação em quadriolo do enlace e na determinação dos seus parâmetros primários e secundários em função da frequência. A partir desses modelos, novos modelos são formulados com o intuito de detectar as imperfeições ao longo do enlace prejudiciais ao desempenho do serviço DSL.

O próximo passo vai ser a abordagem das ferramentas computacionais utilizadas para as simulações bem como a apresentação das topologias de linha DSL as quais serão aplicadas às técnicas de qualificação de enlace.

## **Capítulo 3**

# **CENÁRIOS E FERRAMENTAS PARA SIMULAÇÃO**

### **3.1. INTRODUÇÃO**

Esse capítulo irá definir os cenários dos enlaces telefônicos aos quais serão aplicadas as metodologias abordadas no Capítulo 2. Além do mais, as características, metodologias, resultados fornecidos e limitações da ferramenta computacional utilizada para a realização das simulações no presente trabalho serão discutidas. Adicionalmente, algumas contribuições do presente trabalho serão discutidas, tais contribuições estão relacionadas à ampliação da ferramenta computacional para a realização das simulações.

### **3.2. CENÁRIOS DE ENLACES TELEFÔNICOS: PADRÃO EUROPEU**

As técnicas apresentadas no Capítulo 2 para caracterização de enlaces telefônicos de par trançado serão aplicadas aos cenários de testes europeus ETSI definidos pelo setor de padronização da ITU – ITU-T através do documento de recomendação G.996.1. Maiores detalhes do documento pode ser obtido em [12].

Esse documento define oito cenários ETSI sendo cada cenário um enlace telefônico que conecta a unidade ADSL do assinante – ATU-R a unidade ADSL da CO – ATU-C.

Todos os cabos que compõem os enlaces são do tipo PE, ou seja, apresentam o polietileno como isolante. Nos enlaces, a letra *D* representa uma derivação e a unidade remota, que representa o assinante ATU-R, encontra-se no lado esquerdo seguindo a recomendação européia em [12].

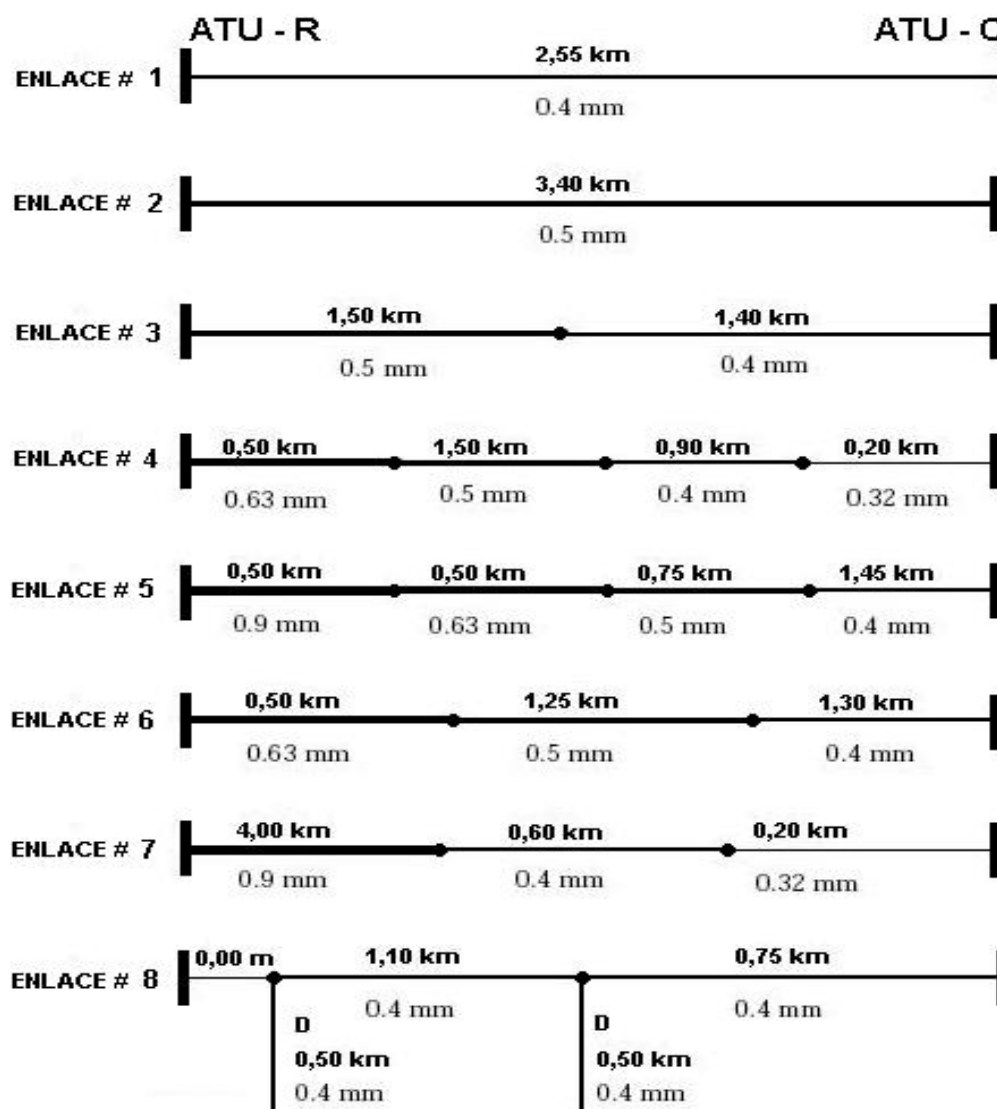


Figura 3.1: Cenários ETSI

Dentre os oito enlaces telefônicos da Figura 3.1, existe casos em que o enlace é formado por apenas uma seção de cabo, outros são formados por duas, três e até quatro seções de cabos. Ou seja, para essas topologias, o problema de mudança de impedância característica ao longo da linha está presente e deve ser analisado. Para o enlace número 8, as técnicas de detecção e localização de derivações podem ser aplicadas.

### 3.3. SIMULADOR DE LINHA: LINEMOD

Para análise e obtenção de resultados, o presente trabalho utilizará um simulador de linhas de transmissão de par trançado, denominado Linemod [18], que pode ser obtido livremente em [19].

### 3.3.1. APRESENTAÇÃO

Linemod é um programa computacional que modela linhas de transmissão telefônicas (enlaces locais), sendo que essas linhas podem ser formadas por fios de diferentes bitolas, conterem derivações, fontes resistivas, terminações capacitivas e/ou resistivas conectadas em paralelo com a linha e transformadores. Outros tipos de circuitos podem ser facilmente adicionados ao programa, pois o seu código é livre.

Linemod requer um arquivo de entrada com as especificações da linha de transmissão e após a execução, fornece como resultado arquivos de saída contendo o comportamento no domínio do tempo e da frequência do enlace definido no arquivo de entrada.

### 3.3.2. CARACTERÍSTICAS

Linemod está escrito em linguagem de programação C e tem sido executado, no presente trabalho, em plataforma Unix.

Após o *download* do arquivo **temp.tar** em [19], o arquivo deve ser descompactado através do comando “*tar xvf temp.tar*” em um terminal Linux. Em seguida, o diretório **line** será criado contendo três subdiretórios, **cfiles**, **doc** e **pc\_changes**. **pc\_changes** contém protótipos das funções **line.c** e **template.c**, **doc** contém arquivos de texto que servem como *start guide*, **cfiles** contém os arquivos das funções em C que compõem o simulador.

Os arquivos fontes do simulador que estão localizados no subdiretório **cfiles** são **linemod.c**, **type.h**, **compute.c** e **line.c**. Funções auxiliares que são usadas nas rotinas de FFT – *Fast Fourier Transform* e manipulações de números complexos estão em **fft.c**, **complex.h** e **complex.c**, respectivamente. Adicionalmente, existe uma função, **filt\_tf.c**, que é usada quando se deseja estudar o comportamento do enlace quando o sinal de entrada não é um impulso ou quando ao enlace está conectado a um filtro. O valor padrão que essa função retorna é um, entretanto a mesma pode ser editada para retornar a função de transferência do filtro conectado ao enlace ou o sinal de entrada diferente de um impulso.

Qualquer modificação que seja feita em um dos arquivos que formam o simulador exige que o arquivo objeto seja atualizado. Dessa forma, basta



executar o arquivo **make** que todos os arquivos objetos do simulador serão atualizados.

Para rodar o Linemod, execute o seguinte comando em um terminal Linux.

```
>>./linemod arquivo_entrada
```

Onde **linemod** é assumido ser um arquivo objeto e **arquivo\_entrada** é o arquivo de entrada contendo os parâmetros da simulação e as especificações do enlace telefônico.

### 3.3.3. Arquivo de Entrada

O arquivo de entrada para o simulador deve conter as informações relacionadas à simulação (faixa de frequência e tempo) e a topologia do enlace telefônico. A primeira linha do arquivo de entrada especifica os parâmetros de simulação (vetor frequência e tempo) e as linhas seguintes especificam a topologia do enlace, ou seja, tipo de cabo, comprimento, derivações, impedâncias etc. Abaixo segue uma estrutura geral do arquivo de entrada.

- *Linha 1: mexp nexp T (frequência e tempo)*
- *Linha 2: series\_r, shunt\_r, shunt\_c etc (impedância da fonte)*
- *Linha 3: line x y (especificações das linhas, tipo de cabo e comprimento)*
- *Linha 4: bridge line x y end(especificações das derivações)*
- *Linha 5: line x y (especificações das linhas, tipo de cabo e comprimento) cont*
- *Linha 6: series\_r, shunt\_r, shunt\_c etc (impedância da terminação)*
- *Linha 7: end (fim da arquivo)*

Onde:

*T*: número *floating* que controla o eixo do tempo (segundos por bit);

*mexp*: está relacionado com o tempo total da simulação;

*nexp*: está relacionado a banda de frequência.

É importante ressaltar que o número de elementos dos vetores freqüência e tempo são determinados pelo produto de  $nexp$  e  $mexp$ . Abaixo, segue algumas relações entre  $mexp$ ,  $nexp$  e  $T$ , para determinação do tempo máximo  $t_{max}$ , incremento do tempo  $\Delta t$ , freqüência máxima  $f_{max}$  e incremento da freqüência  $\Delta f$ .

$$t_{max} = T * 2^{mexp} - \frac{T}{2^{nexp}} \quad (3.1)$$

$$\Delta t = \frac{T}{2^{nexp}} \quad (3.2)$$

$$f_{max} = \frac{2^{nexp}}{T} - \frac{1}{T * 2^{mexp}} \quad (3.3)$$

$$\Delta f = \frac{1}{T * 2^{mexp}} \quad (3.4)$$

No presente trabalho, todas as simulações que foram realizadas com  $mexp=5$ ,  $nexp=3$  e  $T=7,24637681159.10^{-6}$ . Dessa forma chega-se aos 256 tons de freqüência do sistema ADSL (vide seção 1.5 do Capítulo 1).

#### 3.3.4. ARQUIVO DE SAÍDA

Como resultado, Linemod fornece quatro arquivos de saída: **arquivo\_entrada.data**, **arquivo\_entrada.freq**, **arquivo\_entrada.imped** e **arquivo\_entrada.time**. Cada arquivo de saída apresenta informações do enlace telefônico no domínio do tempo e no domínio da freqüência.

- **arquivo\_entrada.data**: retorna os parâmetros especificados no arquivo de entrada para a simulação e enlace telefônico definidos. É útil para se ter certeza do enlace que foi simulado;
- **arquivo\_entrada.freq**: retorna a resposta em freqüência  $H(S)$  (função de transferência) do enlace telefônico definido no arquivo de entrada. O arquivo é formado por uma matriz de 256 linhas (para  $mexp=5$  e  $nexp=3$ ) e 4 colunas, sendo a primeira coluna o vetor freqüência, a segunda coluna a parte real da resposta em freqüência, a terceira coluna a parte imaginária da resposta em freqüência e a quarta coluna a magnitude da resposta em freqüência em dB.
- **arquivo\_entrada.imped**: retorna a impedância de entrada  $Z_i(S)$  em  $\Omega$  do enlace telefônico definido no arquivo de entrada. O arquivo é

formado por uma matriz de 256 linhas (para  $mexp=5$  e  $nexp=3$ ) e 3 colunas, sendo a primeira coluna o vetor freqüência, a segunda coluna a parte real da impedância de entrada e a terceira coluna a parte imaginária da impedância de entrada. É importante ressaltar que a impedância de entrada é calculada logo após a fonte de sinal, dessa forma, para a determinação da impedância de entrada do enlace telefônico deve-se subtrair o valor da impedância da fonte.

- **arquivo\_entrada.time**: retorna a resposta ao impulso  $h[n]$  do enlace telefônico definido no arquivo de entrada. O arquivo é formado por uma matriz de 256 linhas (para  $mexp=5$  e  $nexp=3$ ) e 2 colunas sendo, a primeira coluna o vetor tempo e a segunda coluna a resposta impulsiva calculada a partir da transformada inversa de Fourier da resposta em freqüência.

### 3.3.5. MODELAGEM DO ENLACE TELEFÔNICO

O simulador de linhas Linemod modela os enlaces telefônicos considerando os mesmos como uma linha de transmissão. Dessa forma, o simulador faz uso das metodologias abordadas durante o Capítulo 2.

Como dito anteriormente, o Linemod utiliza como base a caracterização RLCG (parâmetros primários), ou seja, a modelagem inicia-se com a determinação da resistência, indutância, capacitância e condutância como função da freqüência (equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4) respectivamente).

Os parâmetros primários são determinados na função **line.c**, função esta que pode ser ampliada para um número maior de cabos com bitolas específicas.

Primeiramente a função **line.c** lê e armazena os parâmetros da linha definidos no arquivo de entrada, como por exemplo, o número de seções, o comprimento e o tipo de cabo de cada seção, derivação etc. Abaixo segue um trecho dessa rotina.

```
/*structure which save line parameters
typedef struct {
    float lenght;           /*lenght of line in km*/
    int gauge;              /*AWG gauge*/
} LINE;
```

```
extern file *fdata;
```

Os parâmetros primários são calculados para cada frequência para um tipo específico de cabo (bitola 0,40 mm, 0,50 mm etc). Esse trabalho é executado pela estrutura `primary()` que utiliza os modelos RLCG do T1E1/95-117R4, abaixo segue parte dessa estrutura.

```
void primary (gauge,f,pr,pc,pl,pg)
int gauge;
double f;
double *pr,*pl,*pc,*pg
{
    double dummy
    if(f==0)
    f+=1e-20;
    switch(gauge){

case 24:          /*24-gauge   =   0.50mm,   T1E1/98-
117R13*/

    dummy = pow(f*1.805836e-6,1.1529766);
    *pc = 50e-9;
    *pg = 234.87476e-15*pow(f,1.38);
    *pl = (617.36888e-6+488.95186e-6*dummy)/(1+dummy);
    *pr = pow(6.707049334e9+0.14769620*f*f,0.25);
    break;
    }
```

A constante de propagação ( $\gamma(f)$ ) e a impedância característica ( $Z_0(f)$ ) (equações (2.7) e (2.13)) da linha são determinadas a partir dos parâmetros primários. Para cada frequência  $pgamma$  (constante de propagação) e  $pimped$  (impedância característica) são determinadas de acordo com a rotina abaixo.

```
/* calculate the primary constants */

primary(gauge,f,&r,&c,&l,&g);

/* determine the propagation constant */

x.real = r;
x.imag = 2.*PI*f*l;
y.real = g;
y.imag = 2.*PI*f*c;

*pgamma = csqrt(cmpy(x,y));
```

```

/* finally the characteristic impedance */
*pimped = csqrt(cdiv(x,y));

return;

```

Finalmente a matriz ABCD (equações (2.17) e (2.18)) é gerada, a rotina abaixo da função **line.c** do Linemod executa essa tarefa.

```

/* multiply the prop constant by the cable length */
gamma.real *= param->length;
gamma.imag *= param->length;

/* calculate elements of ABCD matrix -- A and D are cosh(gamma) */
tmsect.a.real = tmsect.d.real
= cosh(gamma.real)*cos(gamma.imag);
tmsect.a.imag = tmsect.d.imag
= sinh(gamma.real)*sin(gamma.imag);
/* B and C start with sinh(gamma) */
tmsect.b.real = tmsect.c.real
= sinh(gamma.real)*cos(gamma.imag);
tmsect.b.imag = tmsect.c.imag
= cosh(gamma.real)*sin(gamma.imag);
tmsect.b = cpy(tmsect.b,z0);
tmsect.c = cdiv(tmsect.c,z0);

```

A partir da matriz ABCD, Linemod determina a resposta em frequência, a impedância de entrada e resposta impulsiva do enlace local.

### 3.3.6. LIMITAÇÕES DO SIMULADOR

Assim como toda ferramenta computacional que é projetada para as aplicações do programador, o simulador Linemod apresenta algumas limitações. Tais limitações são:

- Dificuldade de ajustar a banda de frequência utilizada para determinação da resposta em frequência e impedância de entrada e o intervalo de tempo utilizado para a resposta impulsiva. Tal dificuldade pode ser visualizada através das equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4);
- Falta de uma ferramenta integrada ao simulador para geração dos gráficos. Como dito anteriormente, o Linemod apenas fornece os arquivos de

saídas, que são matrizes, dessa forma é necessário utilizar outras ferramentas para a geração dos gráficos. No trabalho, é utilizada o *Matlab*.

- Modela poucos cabos. A versão original do simulador trabalha apenas com cabos do tipo 24AWG, 26AWG, DW8, DW10 e *category 5* (maiores informações dos cabos citados podem ser encontradas em [1]). Dessa forma, o simulador é aplicado com certas limitações a enlaces com cabos dos padrões europeus ETSI, que utilizam cabos com bitolas 0,32 mm, 0,63 mm e 0,90 mm.

### 3.3.7. AMPLIAÇÃO DO SIMULADOR

O trabalho utiliza os cenários ETSI da Figura 3.1 para as simulações e aplicações das metodologias abordadas. Como pode ser visto na figura, esses cenários utilizam cabos do tipo 0,32 mm, 0,40 mm, 0,50 mm, 063 mm e 0,90 mm. Os cabos de bitola 0,40 mm e 0,50 mm podem ser substituídos pelos equivalentes 26AWG e 24AWG, respectivamente. Entretanto, acrescenta-se um erro aos resultados visto que esses cabos equivalentes (0,40 mm e 26AWG) apresentam diferenças, as Figura 3.2 e Figura 3.3 mostram a diferença entre a reposta em freqüência para um enlace de 2,5 km com cabos 24AWG, 0,40 mm, 26AWG e 0,50 mm. Além do mais, os cenários números 4, 5, 6 e 7 utilizam cabos 0,32 mm, 0,63 mm e 0,90 mm, portanto não poderiam ser simulados pelo Linemod.

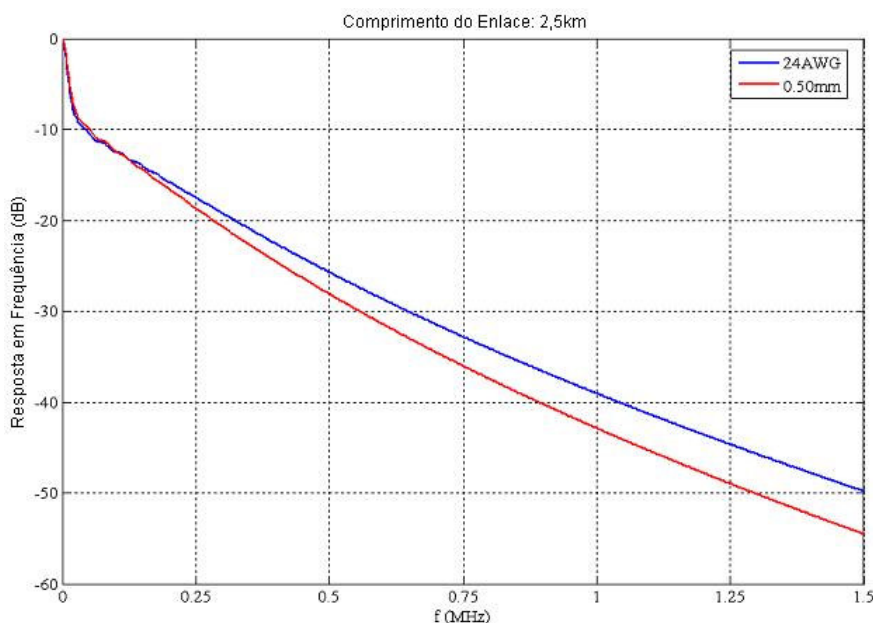
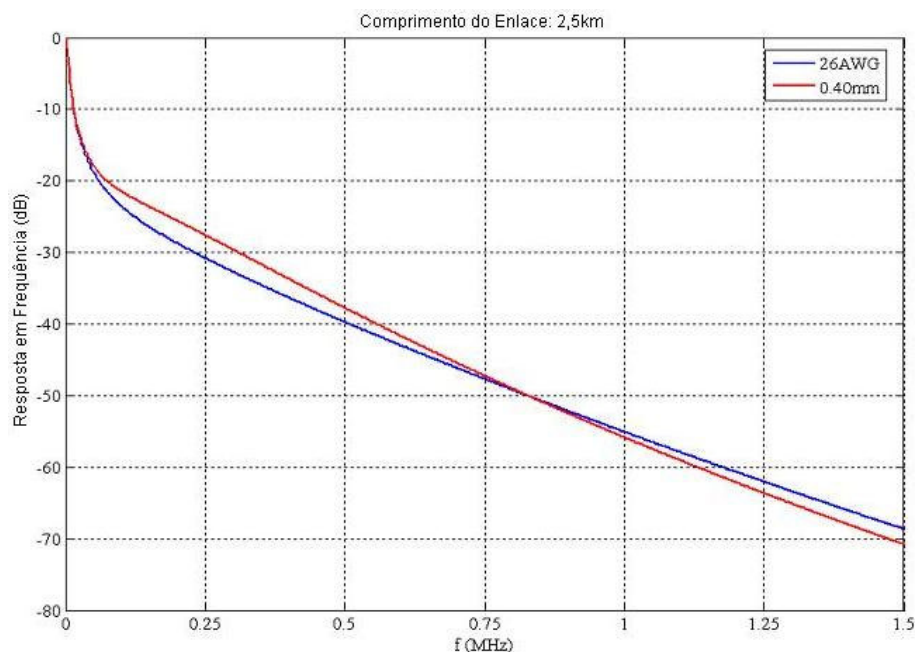


Figura 3.2: Diferença entre o cabo 0,50mm e 24AWG para enlace de 2,5km



**Figura 3.3: Diferença entre o cabo 0,40mm e 26AWG para enlace de 2,5km**

Diante do exposto, fez-se necessário a ampliação do simulador para que o mesmo pudesse simular todos os enlaces do cenário ETSI. A ampliação consistiu em implementar os cabos das bitolas mencionadas acima, através da edição da função **line.c** do simulador. Abaixo a Tabela 3.1 contém os dados de [12] para a determinação dos parâmetros primários para os cabos que foram implementados no Linemod. Esses parâmetros são aplicados às equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4).

<b>Param.\Cabo</b>	<b>0,32mm</b>	<b>0,40mm</b>	<b>0,50mm</b>	<b>0,63mm</b>	<b>0,90mm</b>
$r_{0c}$ ( $\Omega/\text{km}$ )	409,0	280,0	179,2	113,0	055,1
$r_{0s}$ ( $\Omega/\text{km}$ )	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
$a_c$	0,3822	0,0969	0,0561	0,0257	0.0094
$a_s$	0	0	0	0	0
$l_0$ ( $\mu\text{H}/\text{km}$ )	607,5	587,3	674,6	699,4	750,9
$l_\infty$ ( $\mu\text{H}/\text{km}$ )	500,0	426,0	532,7	477,2	520,5
$b$	5,2690	1,3850	1,1950	1,0956	0,9604
$f_m$ (kHz)	609,0	745,9	664,7	265,8	123,8
$c_\infty$ (nF/km)	40,0	50,0	50,0	45,0	40,0
$c_0$ (nF/km)	0	0	0	0	0
$c_e$	0	0	0	0	0
$g_0$ (nS/km)	0	0	0	0	0
$g_e$	0	0	0	0	0

**Tabela 3.1: Parâmetros dos cabos utilizados na ampliação do Linemod**

Abaixo, segue um trecho da rotina em **line.c** que foi editada para a ampliação do simulador de linhas Linemod.

```
void primary(gauge,f,pr,pc,pl,pg)
int gauge;
double f;
long double *pr,*pl,*pc,*pg;
long double const=1e-30;
double dummy;
    f (f==0)
    f+=1e-20;
    switch (gauge)
    {
        case 90: /* 0.90mm, G.996.1: Test procedures of DSL
*/
            dummy = pow(f*8.07754442649e-6,0.9604);
            *pc = 40e-9;
            *pg = const;
            *pl = (750.9e-6 + 520.5e-6*dummy)/(1+dummy);
            *pr = pow(9217356.7201+0.0094*f*f,0.25);
            break;
        default:
            fprintf(stderr,"Gauge %d not modeled\n",gauge);
            exit(3);
            break;
    }
    return;
}
```

### 3.4. CONCLUSÃO

Esse capítulo procurou mostrar a ferramenta que será empregada no decorrer do trabalho para aplicações das metodologias abordadas no Capítulo 2. Essa ferramenta é formada basicamente pelos cenários que serão testados bem como o simulador utilizado.

O próximo passo do trabalho é encontrar as características dos enlaces telefônicos para a banda de frequência dos sistemas ADSL no domínio do tempo e no domínio da frequência, para em seguida aplicar as metodologias de determinação do comprimento do enlace, presença de derivações e mudanças de bitolas de cabos ao longo do enlace.



## **Capítulo 4**

### **RESULTADOS SIMULADOS**

#### **4.1. INTRODUÇÃO**

O presente capítulo mostrará a análise e os resultados obtidos para a resposta em frequência, impedância de entrada e resposta impulsiva dos enlaces telefônicos para testes padrão europeu (ETSI) na banda de frequência ADSL. O simulador de linhas Linemod é a ferramenta computacional utilizada para obtenção dos resultados. Esses resultados objetivam caracterizar os enlaces telefônicos na frequência ADSL, ou seja, identificar e localizar, se possível, a presença de imperfeições ao longo do enlace.

#### **4.2. PARÂMETROS PARA AS SIMULAÇÕES**

As simulações que serão apresentadas a seguir consistem em, a partir dos cenários ETSI [12] que definem os enlaces telefônicos para testes e com o auxílio do simulador de linha Linemod [18], gerar o comportamento do enlace telefônico sob teste no domínio da frequência e do tempo. Dessa forma, a frequência utilizada para as simulações é a banda de frequência DSL, mais especificamente para as famílias ADSL, ADSL2, que usam a mesma banda de frequência e ADSL2+.

Como característica dessa família, a banda consistirá em 256 tons (sub-canais) de frequência com o primeiro tom iniciando-se em 4,3125 kHz, o segundo tom em 8,6250 kHz e assim por diante até o tom 256 em 1,104 MHz para as famílias ADSL e ADSL2 ou no tom 512 em 2,208 MHz para a família ADSL2+ (consultar seções 1.4 e 1.5 do Capítulo 1).

Adicionalmente, deve-se mencionar que a impedância da fonte localizada na CO utilizada foi de zero  $\Omega$  e a impedância da terminação, ou seja, da carga localizada no lado do assinante (CPE) foi de  $1.10^{20} \Omega$ . O objetivo desse valor para a terminação é determinar a localização da terminação em circuito aberto. Para esse tipo de terminação, dependendo da topologia do enlace, detecta-se claramente, através da resposta impulsiva, a presença do circuito aberto devido à reflexão sofrida pelo sinal.

A resposta em frequência, a impedância de entrada e a resposta impulsiva serão calculadas no sentido de *downstream*, ou seja, da ATU-C (central telefônica) para a ATU-R (assinante).

### 4.3. CARACTERIZAÇÃO DO ENLACE DO ASSINANTE

A Figura 4.1 ilustra o fluxograma do objetivo principal do presente trabalho que consiste na caracterização do enlace do assinante. Dessa forma, objetiva-se a detecção da terminação em circuito aberto, mudanças de bitolas, derivações bem como o comprimento do enlace tomando-se como referência a análise das características no domínio da frequência e do tempo, ou seja, resposta em frequência, impedância de entrada e resposta impulsiva. A análise consistirá na aplicação das técnicas de qualificação de enlace e modelagem matemática abordadas no Capítulo 2 aos cenários ETSI apresentados no Capítulo 3.

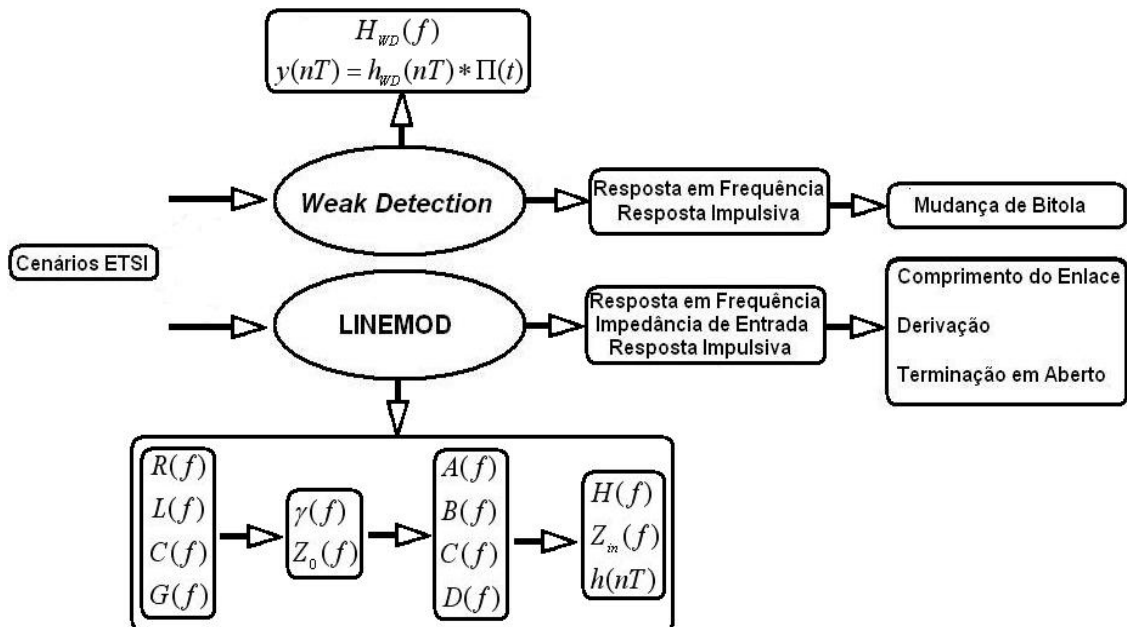


Figura 4.1: Fluxograma para caracterização do enlace do assinante

#### 4.4. RESULTADOS E ANÁLISE

A seguir são apresentados os resultados obtidos bem como as análises dos enlaces telefônicos na banda de freqüência ADSL. Por questões de conveniência, repetem-se na Figura 4.2 os enlaces telefônicos dos cenários ETSI.

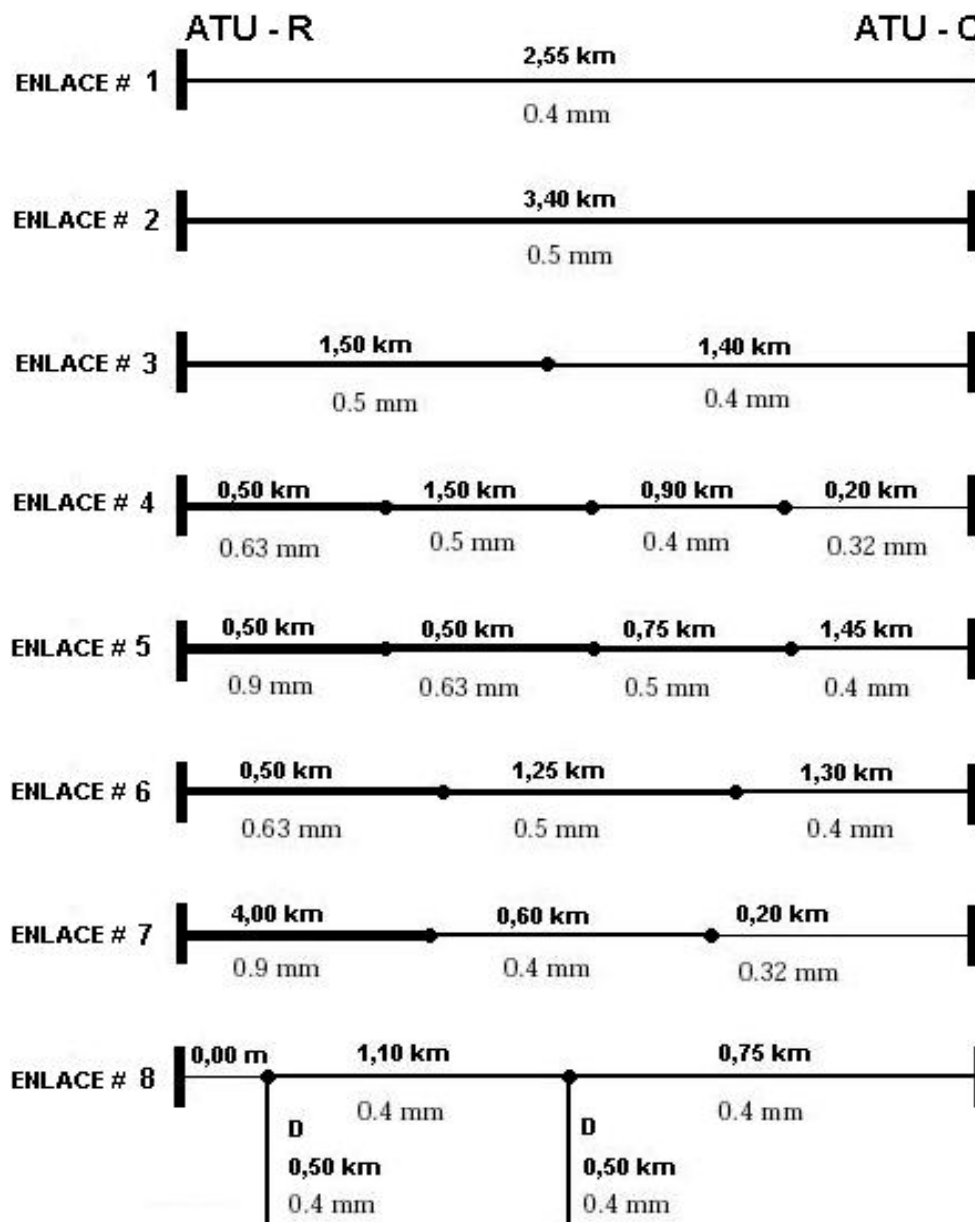
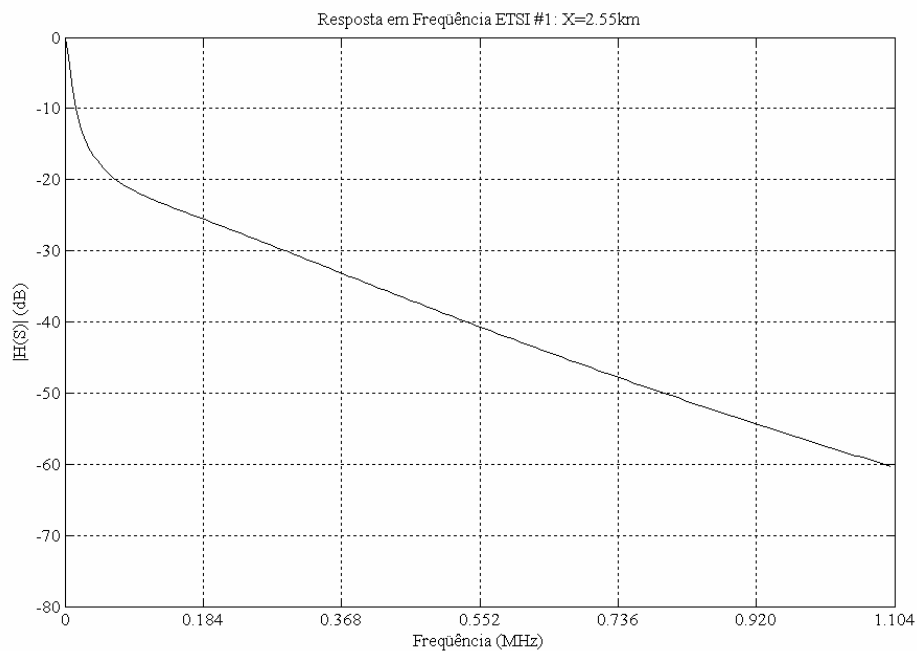
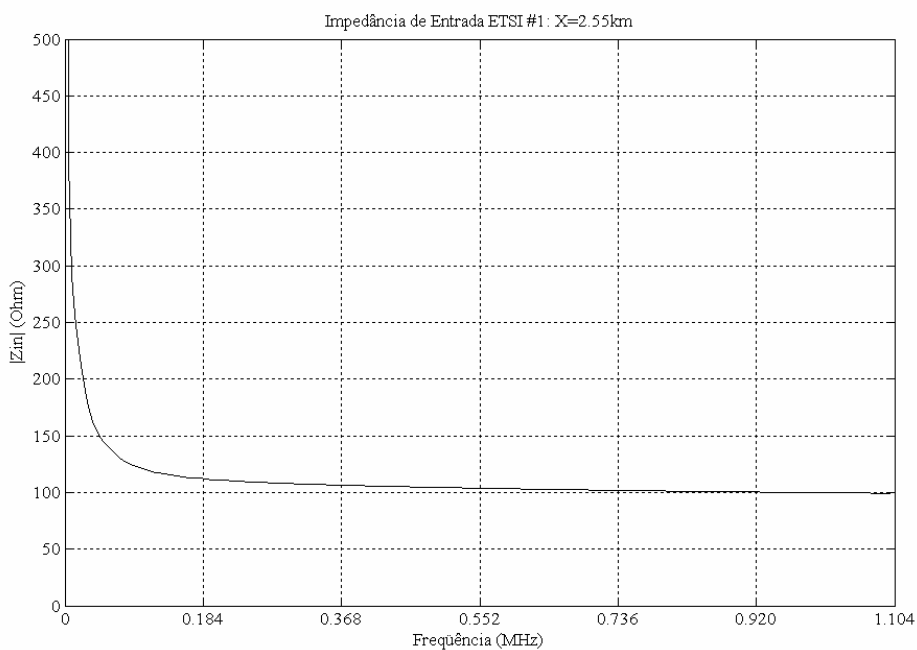


Figura 4.2: Cenários ETSI

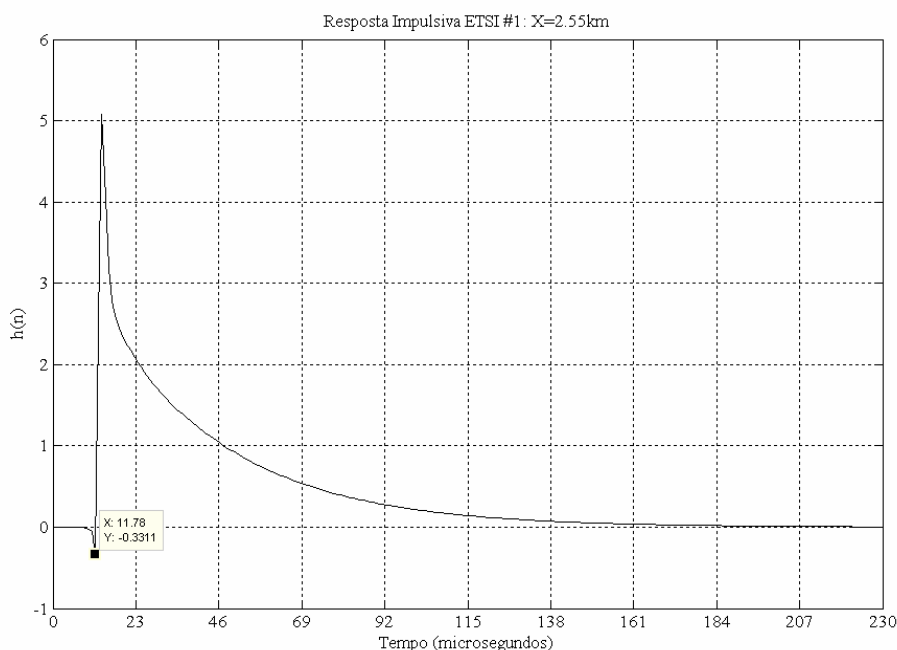
#### 4.4.1. ENLACE # 1



**Figura 4.3: Resposta em frequência para ETSI 1**



**Figura 4.4: Impedância de entrada para ETSI 1**



**Figura 4.5: Resposta impulsiva para ETSI 1**

Como trata-se de um enlace formado por apenas uma seção serial de cabo com comprimento de 2,55 km, objetiva-se apenas verificar a sua impedância de entrada e estimar o seu comprimento. Como pode ser visto na Figura 4.4, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace na resposta em frequência, resposta impulsiva e utilizando-se a metodologia apresentada na seção 2.6 do Capítulo 2;

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** ressalta-se que existe a reflexão causada pela terminação em circuito, entretanto ela não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace pode ser estimado a partir da resposta em frequência pela metodologia que foi apresentada na seção 2.5 do Capítulo 2 por se tratar de um enlace serial formado apenas uma seção. Entretanto, o método que será utilizado consiste em estimar o comprimento do enlace a partir da resposta impulsiva localizando-se o tempo em que o impulso leva para percorrer o enlace. Dessa forma, sabendo-se que

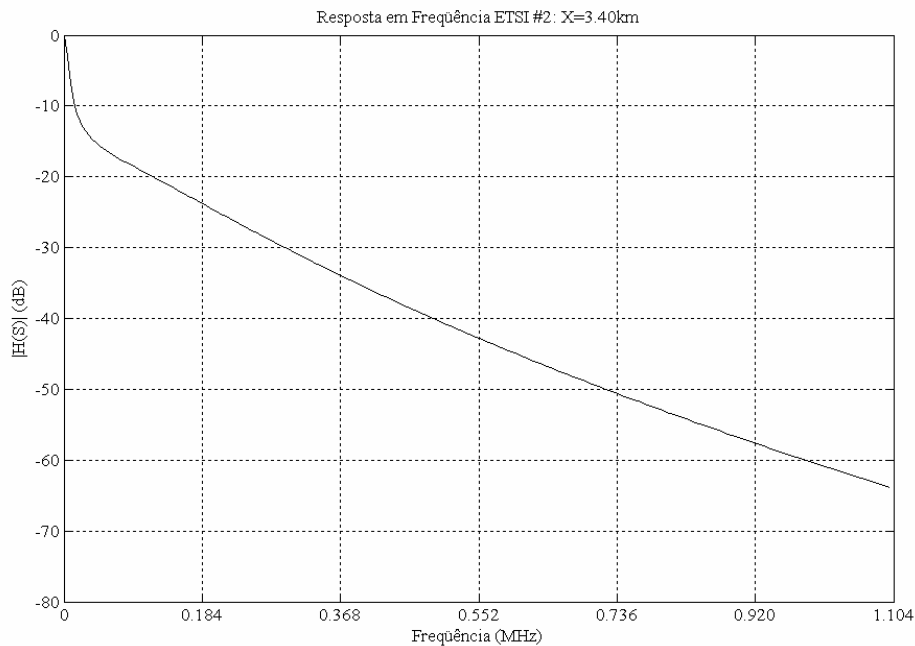
a velocidade de propagação do impulso no enlace de cobre é por volta de 2/3 (66%) da velocidade da luz [11], determina-se o comprimento do enlace. Na Figura 4.5 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 11,78  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 11,78 \cdot 10^{-6} s = 2356m = 2,356km$$

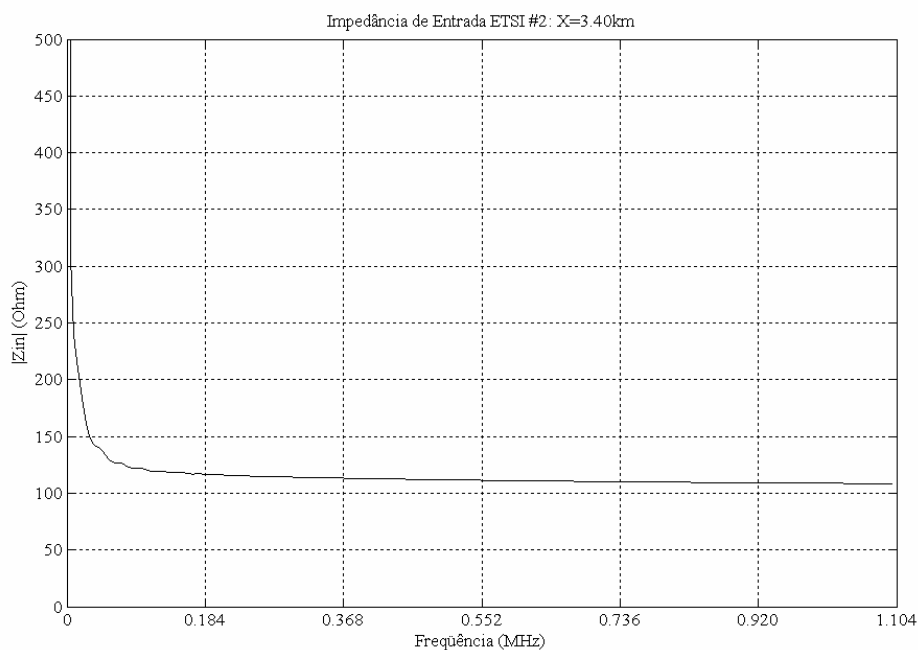
Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{2,55km - 2,356km}{2,55km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,194km}{2,55km} \right| \cdot 100\% = 7,6\%$$

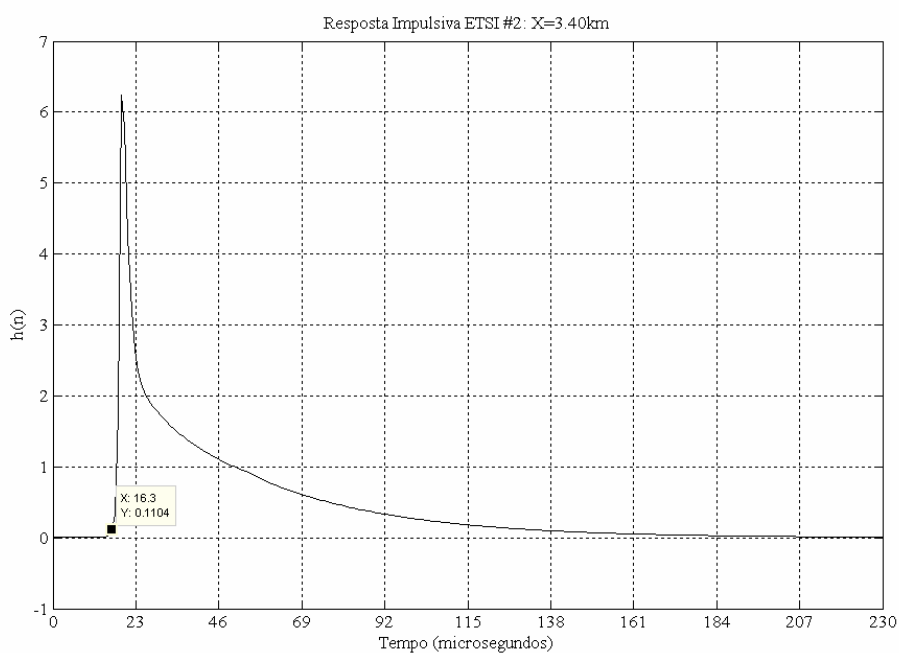
#### 4.4.2. ENLACE # 2



**Figura 4.6: Resposta em frequência para ETSI 2**



**Figura 4.7: Impedância de entrada para ETSI 2**



**Figura 4.8: Resposta impulsiva para ETSI 2**

Como trata-se de um enlace formado por apenas uma seção serial de cabo com comprimento de 3,40 km, objetiva-se apenas verificar a sua impedância de entrada e estimar o seu comprimento. Como pode ser visto na Figura 4.7, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace na resposta em frequência, resposta impulsiva e utilizando-se a metodologia apresentada na seção 2.6 do Capítulo 2;

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** ressalta-se que existe a reflexão causada pela terminação em circuito, entretanto ela não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante ao cenário anterior. Na Figura 4.8 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 16,3  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 16,3 \cdot 10^{-6} s = 3260m = 3,260km$$

Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{3,26km - 3,40km}{3,40km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,14km}{3,40km} \right| \cdot 100\% = 4,1\%$$

#### 4.4.3. ENLACE # 3

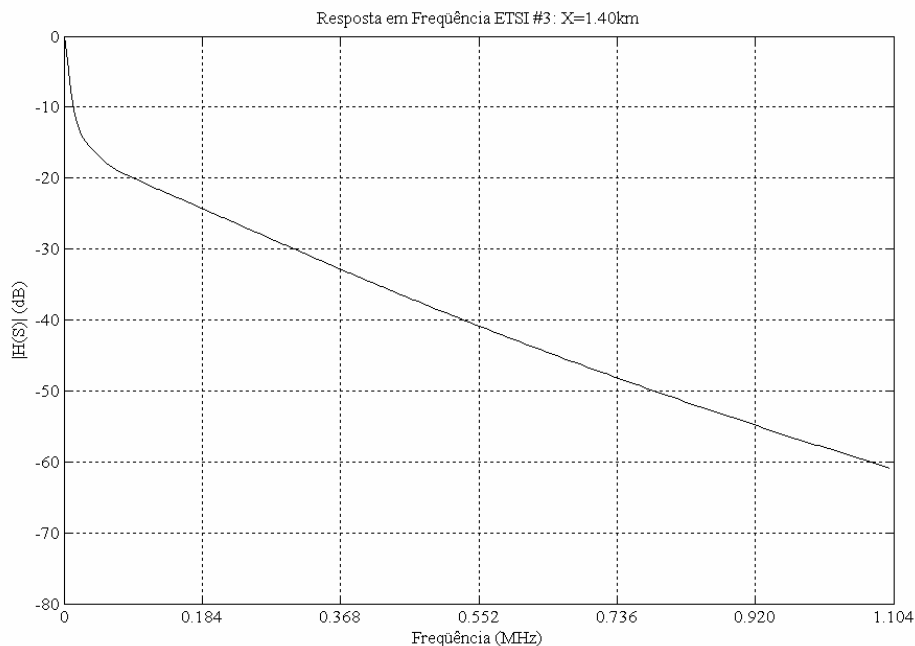
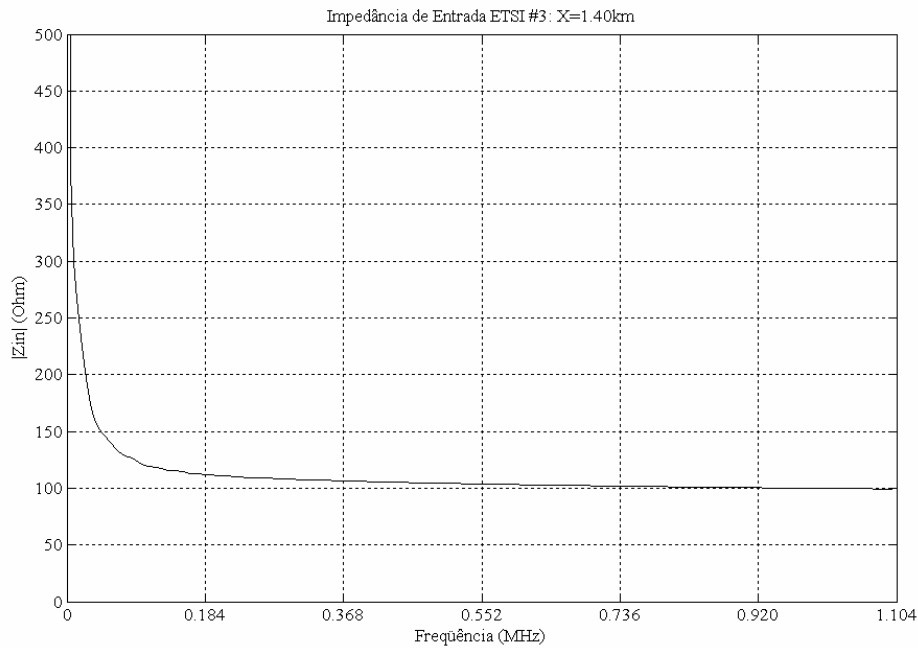
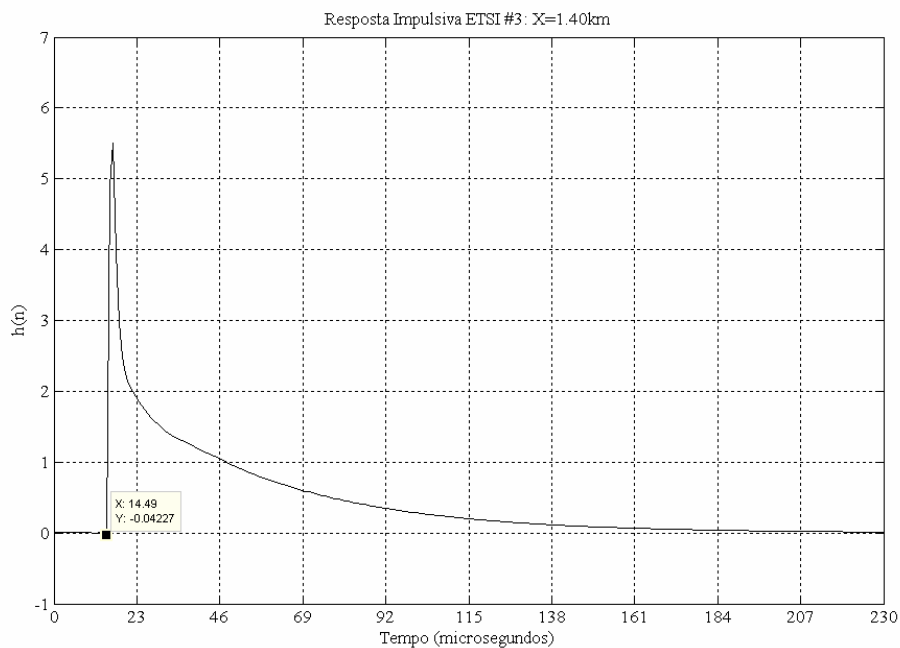


Figura 4.9: Resposta em frequência para ETSI 3





**Figura 4.10: Impedância de entrada para ETSI 3**

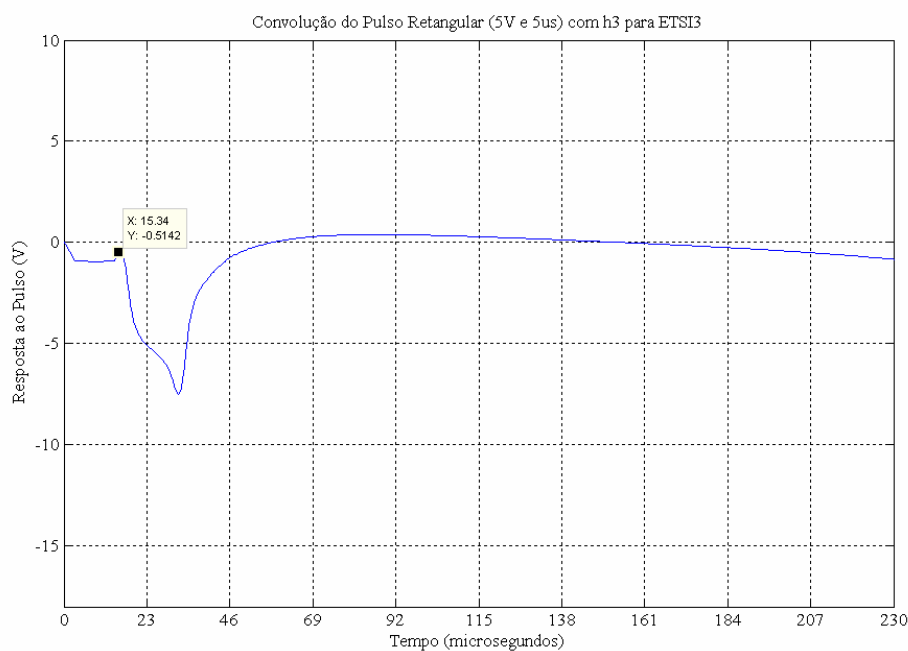


**Figura 4.11: Resposta impulsiva para ETSI 3**

O enlace # 3 é formado por duas seções seriais de cabo com a primeira seção de 0,40 mm e a segunda de 0,50 mm totalizando 2,9 km de comprimento. Dessa forma, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, detectar a mudança de bitola negativa de acordo com a equação (2.19) [10] do Capítulo 2 e estimar o seu comprimento. Como pode ser visto na Figura 4.10, a

magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Dessa forma, a metodologia apresentada na seção 2.6 será utilizada. A metodologia consiste em encontrar a resposta a um pulso retangular (amplitude 5 V e largura 5  $\mu$ s) no domínio do tempo através da convolução temporal entre o pulso retangular e a resposta impulsiva da equação (2.19). Segue o resultado encontrado na Figura 4.12.



**Figura 4.12: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 3**

O ponto marcado no gráfico da Figura 4.12, 15,34  $\mu$ s, representa o tempo da reflexão causada pela mudança de bitola negativa de 0,40 mm para 0,50 mm. Aplicando-se a metodologia semelhante para estimação do comprimento, calcula-se a localização dessa mudança de bitola. Vale ressaltar que o valor do tempo da reflexão (15,34  $\mu$ s) deve ser dividido por dois, pois trata-se do tempo de ida e volta do sinal. Sendo assim, segue a localização  $l_1$  da mudança de bitola;

$$l_1 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 15,34 \cdot 10^{-6} s}{2} = 1534m = 1,534km$$

Dessa forma, o erro absoluto na localização da mudança de bitola é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{1,534km - 1,40km}{1,40km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,134km}{1,40km} \right| \cdot 100\% = 9,5\%$$

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** semelhante aos enlaces anteriores, a reflexão causada pela terminação em circuito aberto não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.11 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 14,49  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 14,49 \cdot 10^{-6} s = 2898m = 2,898km$$

Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{2,898km - 2,90km}{2,90km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,002km}{2,90km} \right| \cdot 100\% = 0,07\%$$

#### 4.4.4. ENLACE # 4

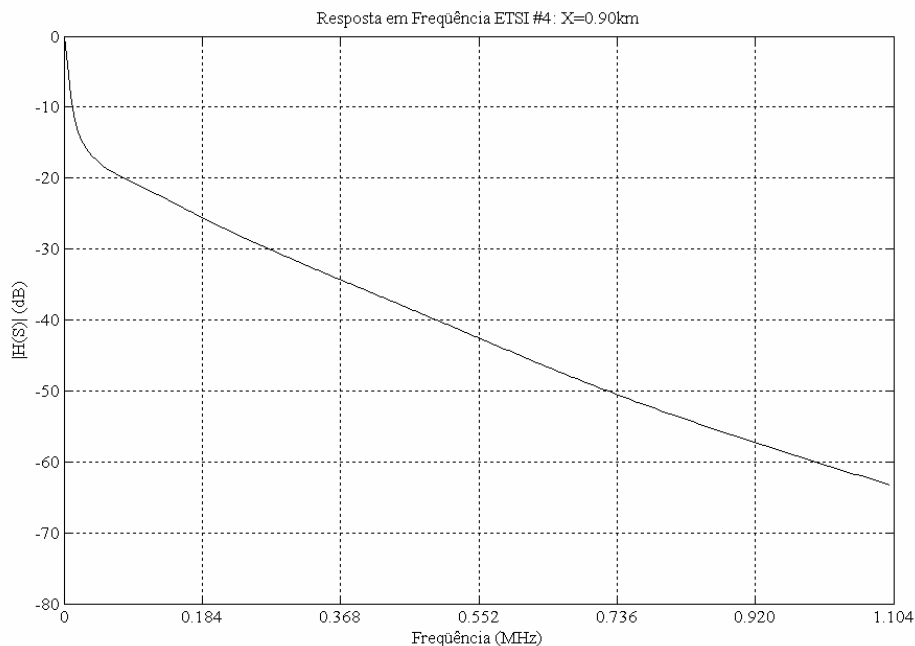
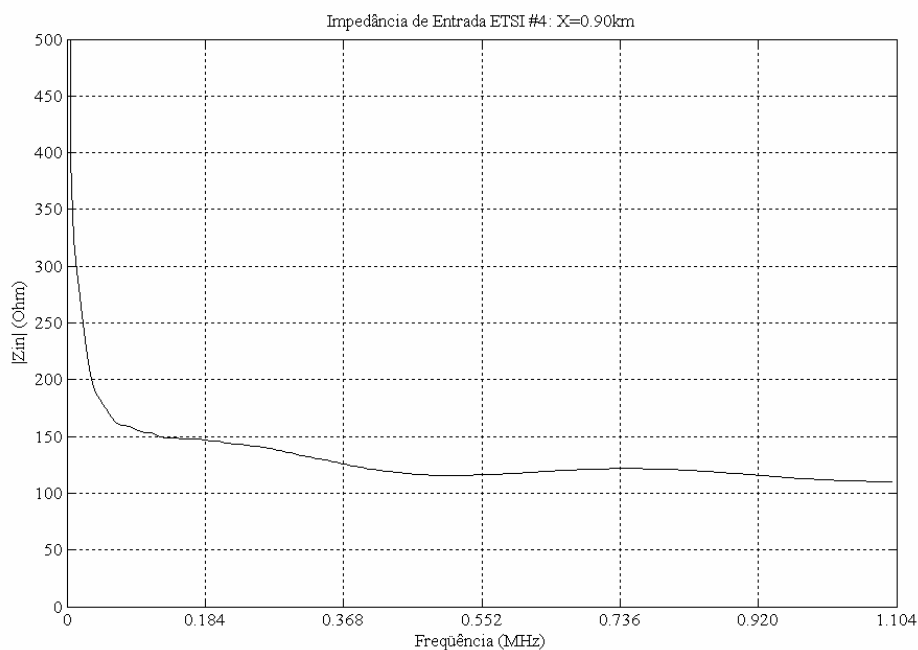
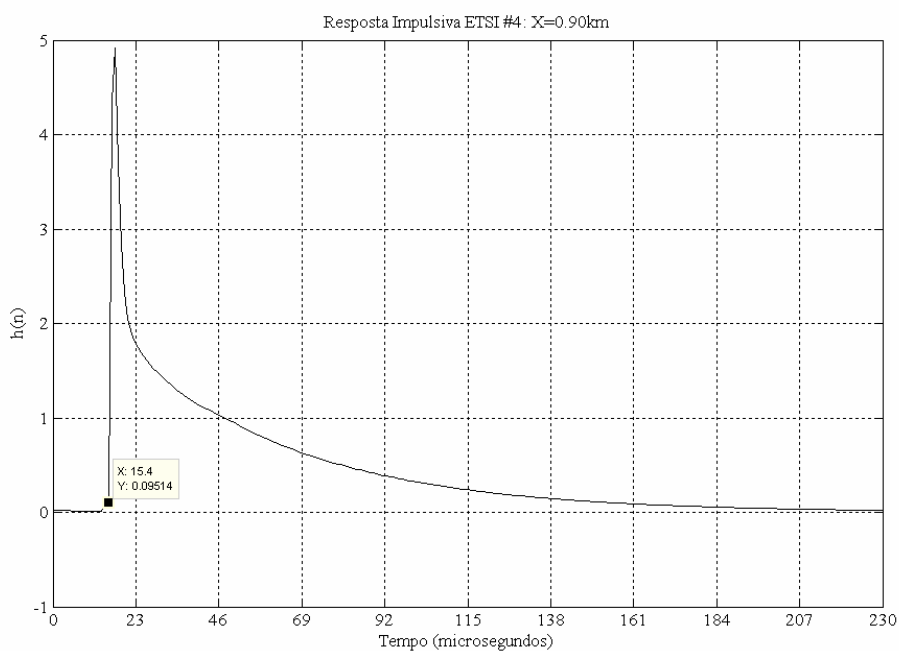


Figura 4.13: Resposta em frequência para ETSI 4



**Figura 4.14: Impedância de entrada para ETSI 4**

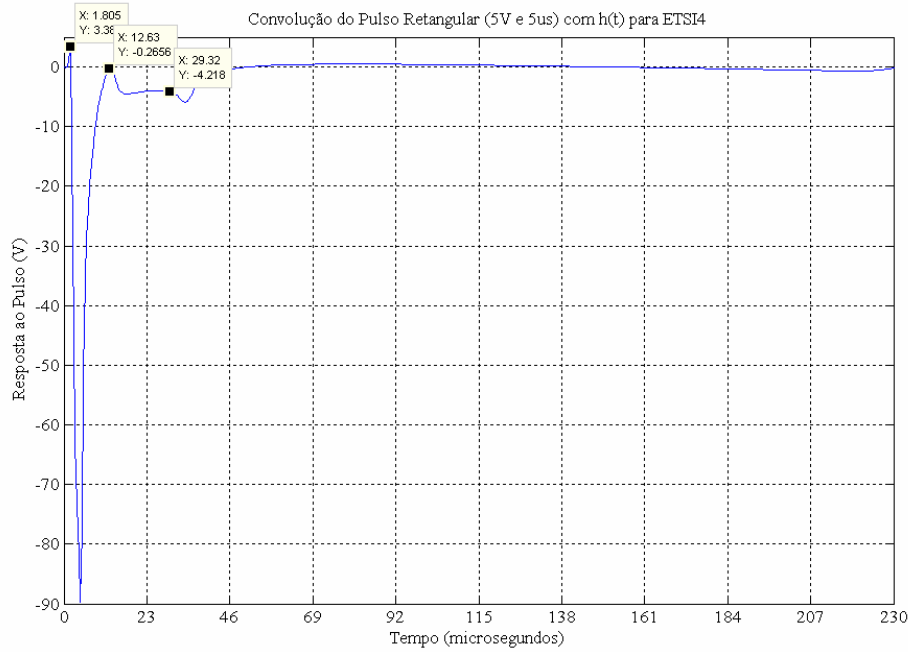


**Figura 4.15: Resposta impulsiva para ETSI 4**

O enlace # 4 é formado por quatro seções seriais de cabo com a primeira seção de 0,32 mm, a segunda de 0,40 mm, a terceira de 0,50 mm e a quarta de 0,63 mm totalizando 3,1 km de comprimento. Dessa forma, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, estimar o seu comprimento e detectar as mudanças de bitolas ao longo do enlace de maneira semelhante ao enlace anterior. Como pode ser visto na Figura 4.14, a magnitude da impedância de

entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ . Entretanto esse valor apresenta maior incerteza do que nos casos anteriores devido às variações de impedância ao longo do enlace.

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Dessa forma, a metodologia apresentada na seção 2.6 será utilizada. Segue o resultado encontrado na Figura 4.16.



**Figura 4.16: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 4**

Os pontos marcados no gráfico da Figura 4.16, 1,805  $\mu s$ , 12,63  $\mu s$  e 29,32  $\mu s$  representam os tempos das reflexões causadas pelas mudanças de bitolas negativas de 0,32 mm para 0,40 mm, 0,40 mm para 0,50 mm e 0,50 mm para 0,63 mm, respectivamente. Aplicando-se a metodologia semelhante ao enlace anterior, calcula-se a localização dessas mudanças de bitolas. Sendo assim, segue a localização  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  das mudanças de bitolas;

$$l_1 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 1,805 \cdot 10^{-6} s}{2} = 180,5m = 0,1805km$$

$$l_2 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 12,63 \cdot 10^{-6} s}{2} = 1263m = 1,263km$$

$$l_3 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 29,32 \cdot 10^{-6} s}{2} = 2932m = 2,932km$$

Dessa forma, os erros absolutos na localização das mudanças de bitolas são de:

$$|e(\%)|_1 = \left| \frac{0,1805km - 0,20km}{0,20km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,0195km}{0,20km} \right| \cdot 100\% = 9,8\%$$

$$|e(\%)|_2 = \left| \frac{1,263km - 1,10km}{1,10km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,163km}{1,20km} \right| \cdot 100\% = 13,6\%$$

$$|e(\%)|_3 = \left| \frac{2,932km - 2,6km}{2,6km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,127km}{2,6km} \right| \cdot 100\% = 12,7\%$$

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** semelhante aos enlaces anteriores, a reflexão causada pela terminação em circuito aberto não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

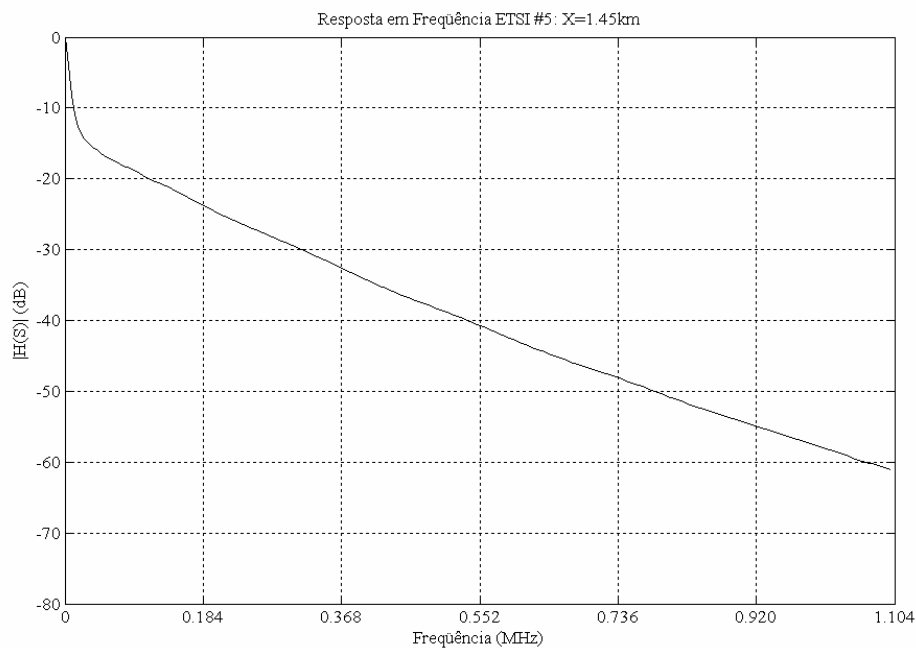
- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.15 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 15,4  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 15,4 \cdot 10^{-6} s = 3080m = 3,08km$$

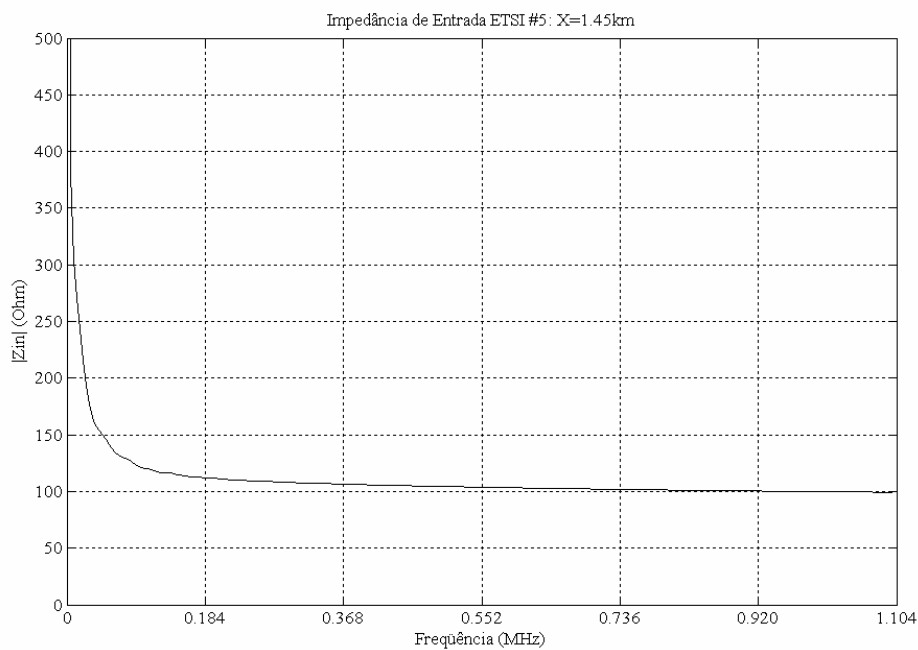
Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{3,08km - 3,10km}{3,10km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,02km}{3,10km} \right| \cdot 100\% = 0,6\%$$

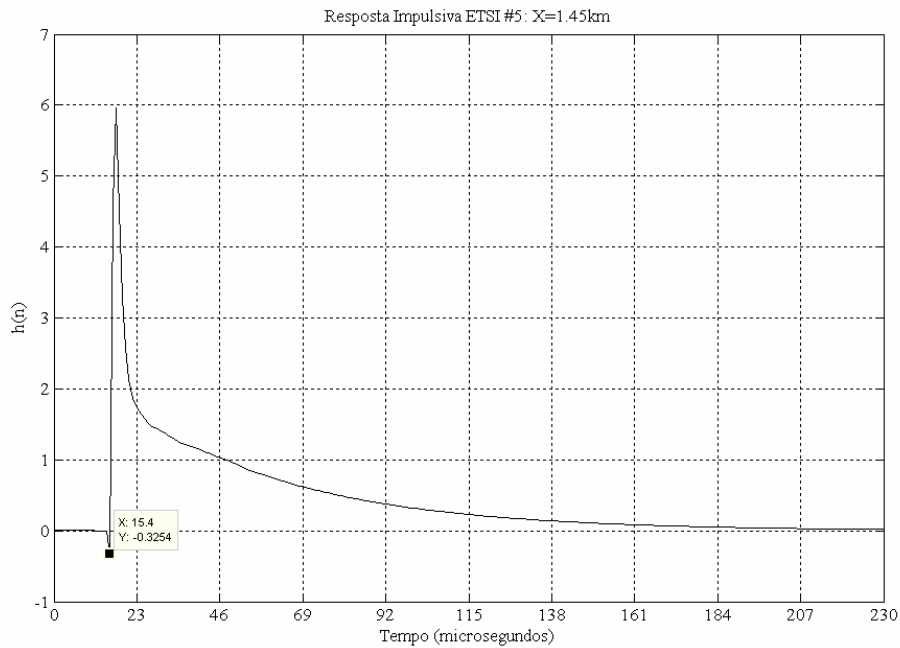
#### 4.4.5. ENLACE # 5



**Figura 4.17: Resposta em frequência para ETSI 5**



**Figura 4.18: Impedância de entrada para ETSI 5**

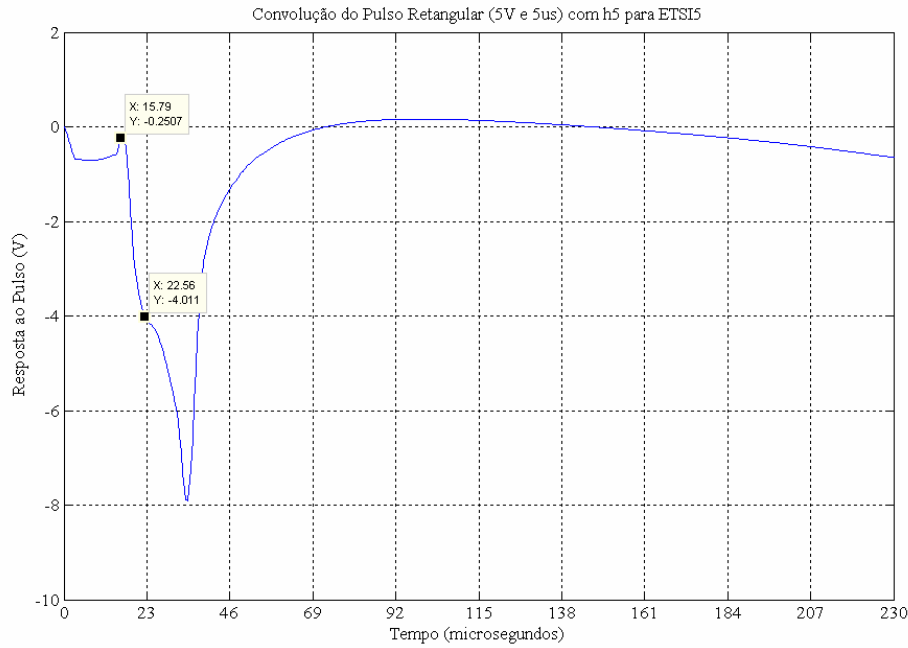


**Figura 4.19: Resposta impulsiva para ETSI 5**

O enlace # 5 é formado por quatro seções seriais de cabo com a primeira seção de 0,40 mm, a segunda de 0,50 mm, a terceira de 0,63 mm e a quarta de 0,90 mm totalizando 3,2 km de comprimento. Dessa forma, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, estimar o seu comprimento e detectar as mudanças de bitolas ao longo do enlace de maneira semelhante aos enlaces anteriores. Como pode ser visto na Figura 4.18, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Dessa forma, a metodologia apresentada na seção 2.6 será utilizada. Segue o resultado encontrado na Figura 4.20.





**Figura 4.20: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 5**

Os pontos marcados no gráfico da Figura 4.20, 15,79  $\mu s$  e 22,56  $\mu s$  representam os tempos das reflexões causadas pelas mudanças de bitolas negativas de 0,40 mm para 0,50 mm e 0,50 mm para 0,63 mm, respectivamente. A mudança de bitola 0,63 mm para 0,90 mm não foi detectada no modelo. Aplicando-se a metodologia semelhante aos enlaces anteriores, calcula-se a localização dessas mudanças de bitolas. Sendo assim, segue a localização  $l_1$  e  $l_2$  das mudanças de bitolas;

$$l_1 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 15,79 \cdot 10^{-6} s}{2} = 1579m = 1,579km$$

$$l_2 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 22,56 \cdot 10^{-6} s}{2} = 2256m = 2,256km$$

Dessa forma, os erros absolutos na localização das mudanças de bitolas são de:

$$|e(\%)|_1 = \left| \frac{1,579km - 1,45km}{1,45km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,129km}{1,45km} \right| \cdot 100\% = 8,9\%$$

$$|e(\%)|_2 = \left| \frac{2,256km - 2,2km}{2,2km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,056km}{2,2km} \right| \cdot 100\% = 2,5\%$$

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** semelhante aos enlaces anteriores, a reflexão causada pela terminação em circuito aberto não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

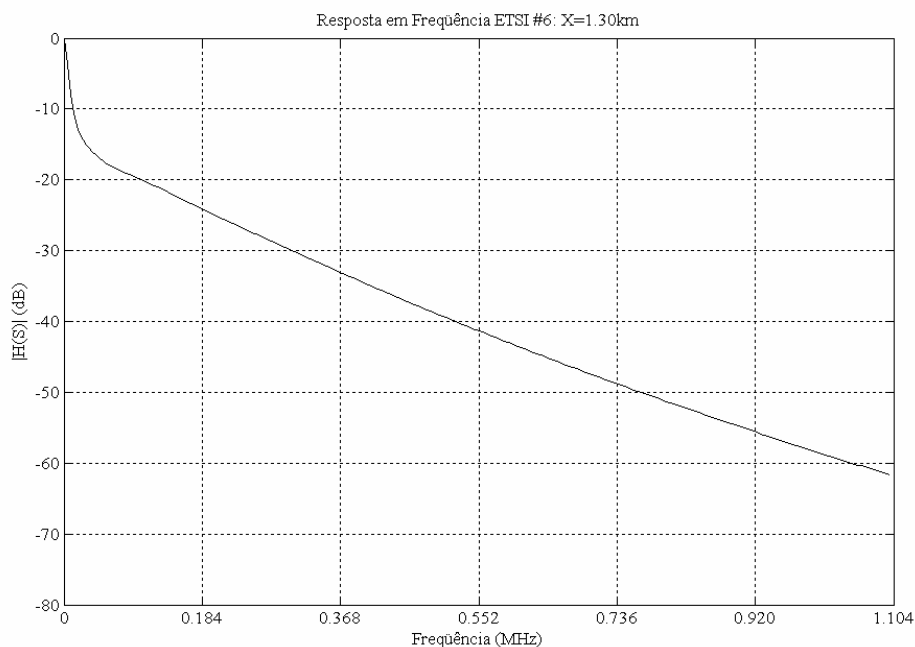
- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.19 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 15,4  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 15,4 \cdot 10^{-6} s = 3080m = 3,08km$$

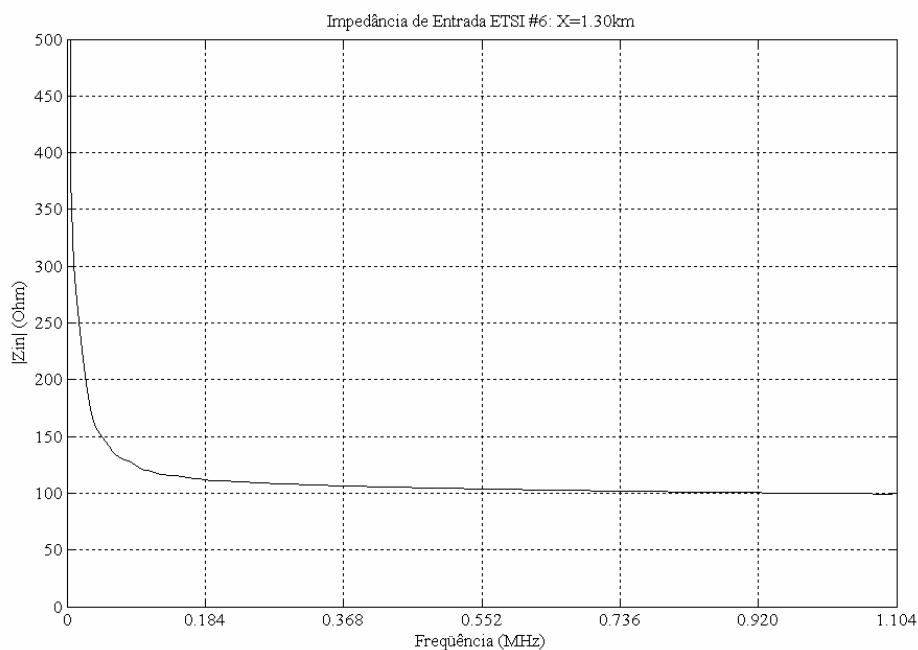
Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{3,08km - 3,20km}{3,20km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,12km}{3,20km} \right| \cdot 100\% = 3,8\%$$

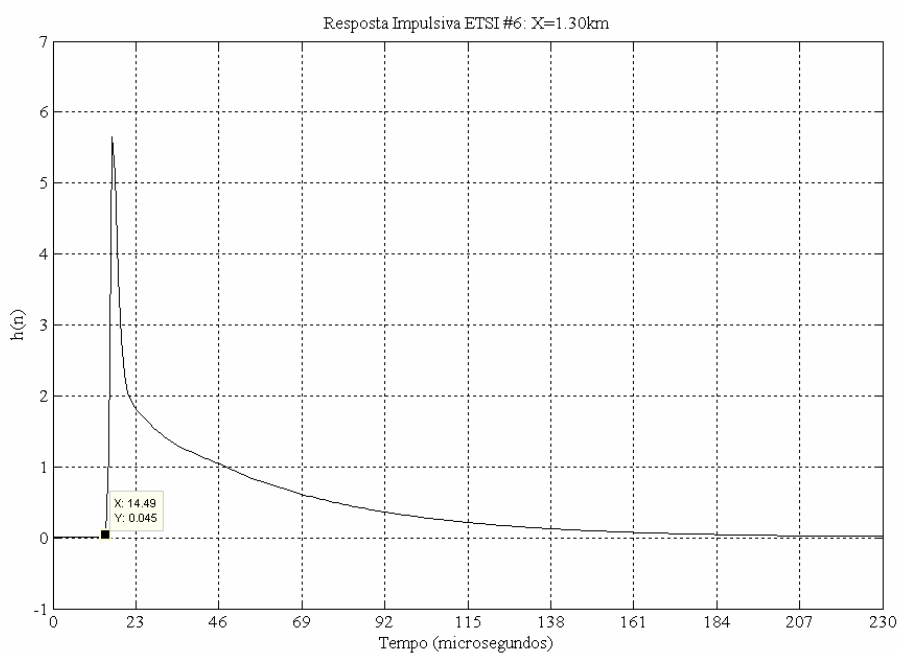
#### 4.4.6. ENLACE # 6



**Figura 4.21: Resposta em frequência para ETSI 6**



**Figura 4.22: Impedância de entrada para ETSI 6**

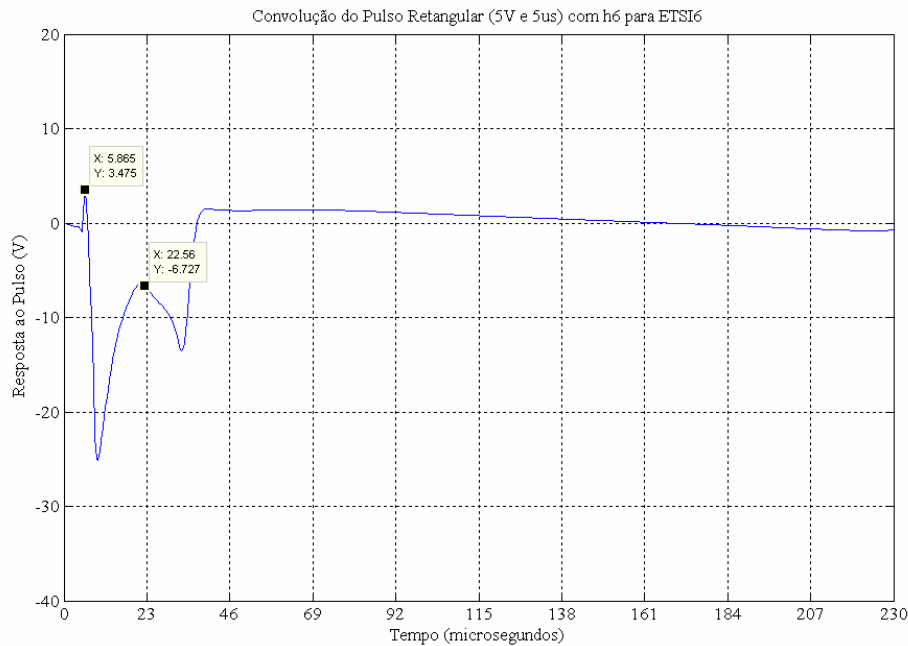


**Figura 4.23: Resposta impulsiva para ETSI 6**

O enlace # 6 é formado por três seções seriais de cabo com a primeira seção de 0,40 mm, a segunda de 0,50 mm e a terceira de 0,63 mm totalizando 3,05 km de comprimento. Dessa forma, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, estimar o seu comprimento e detectar as mudanças de bitolas ao longo do enlace de maneira semelhante aos enlaces anteriores. Como pode

ser visto na Figura 4.22, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja,  $100 \Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Dessa forma, a metodologia apresentada na seção 2.6 será utilizada. Segue o resultado encontrado na Figura 4.24.



**Figura 4.24: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 6**

Os pontos marcados no gráfico da Figura 4.24,  $5,865 \mu s$  e  $22,56 \mu s$  representam os tempos das reflexões causadas pelas mudanças de bitolas negativas de  $0,40 \text{ mm}$  para  $0,50 \text{ mm}$  e  $0,50 \text{ mm}$  para  $0,63 \text{ mm}$ , respectivamente. Como será visto em seguida, o tempo de  $5,865 \mu s$  difere bastante do desejado, sendo o pior caso na localização das mudanças de bitolas. Aplicando-se a metodologia semelhante aos enlaces anteriores, calcula-se a localização dessas mudanças de bitolas. Sendo assim, segue a localização  $l_1$  e  $l_2$  das mudanças de bitolas;

$$l_1 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 5,865 \cdot 10^{-6} s}{2} = 586,5m = 0,5865km$$

$$l_2 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 22,56 \cdot 10^{-6} s}{2} = 2256m = 2,256km$$

Dessa forma, os erros absolutos na localização das mudanças de bitolas são de:

$$|e(\%)|_1 = \left| \frac{0,5865km - 1,30km}{1,30km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,7135km}{1,30km} \right| \cdot 100\% = 54,9\%$$

$$|e(\%)|_2 = \left| \frac{2,256km - 2,55km}{2,55km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,294km}{2,55km} \right| \cdot 100\% = 11,5\%$$

- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** semelhante aos enlaces anteriores, a reflexão causada pela terminação em circuito aberto não foi detectada porque a mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace;

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.23 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 14,49  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 14,49 \cdot 10^{-6} s = 2898m = 2,898km$$

Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{2,898km - 3,05km}{3,05km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,152km}{3,05km} \right| \cdot 100\% = 4,9\%$$

#### 4.4.7. ENLACE # 7

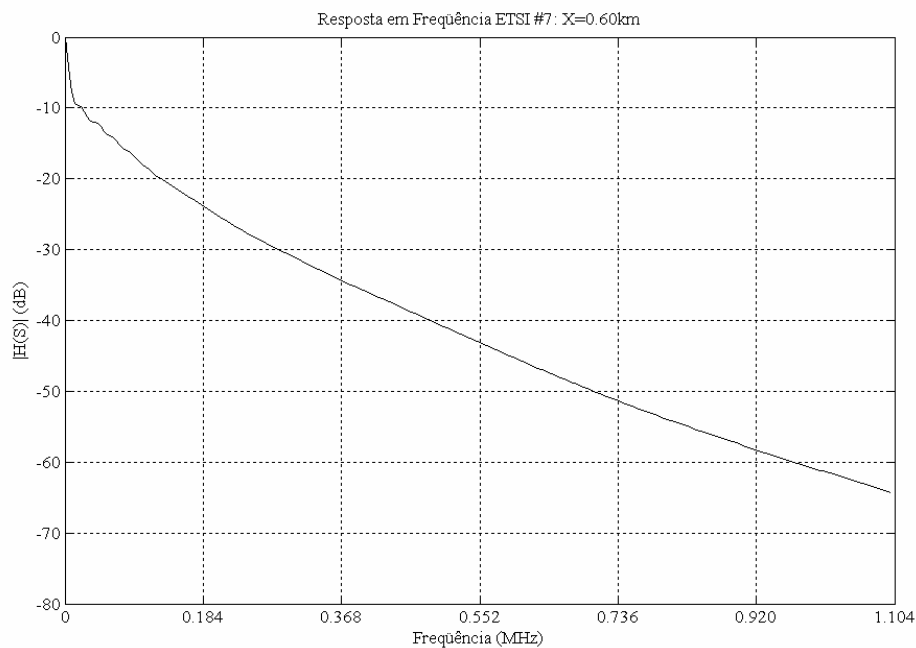


Figura 4.25: Resposta em frequência para ETSI 7

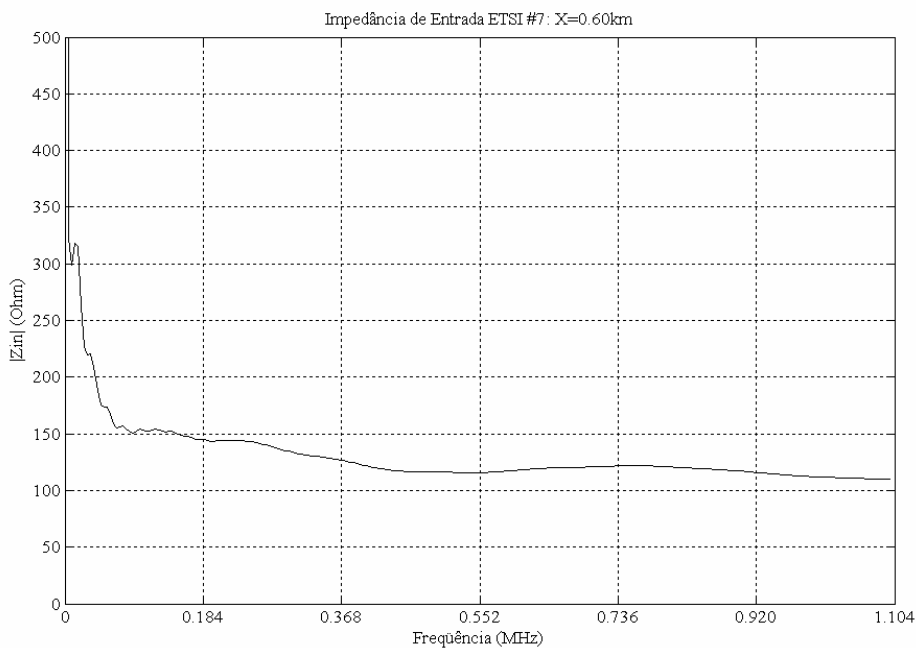
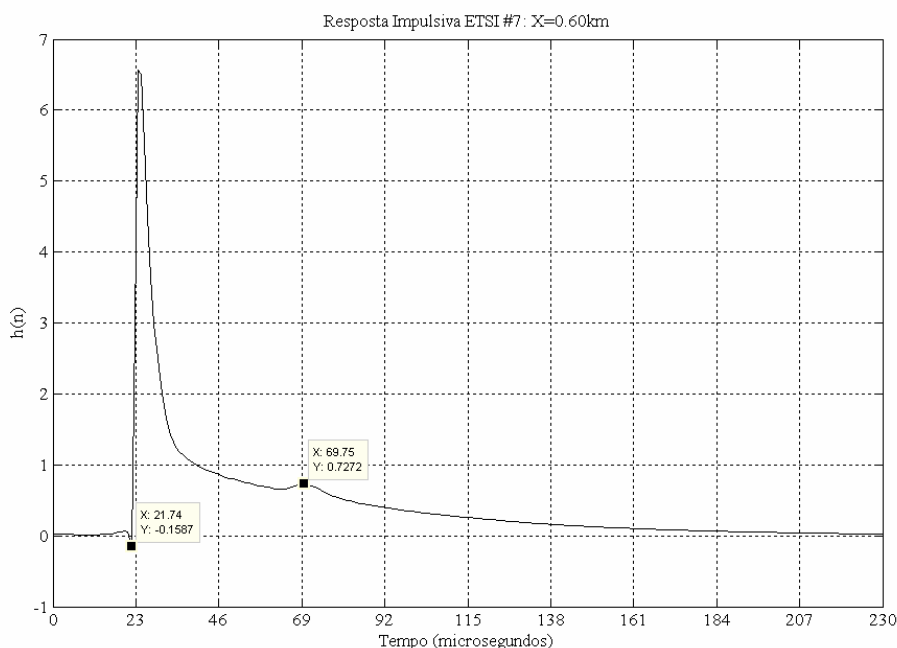


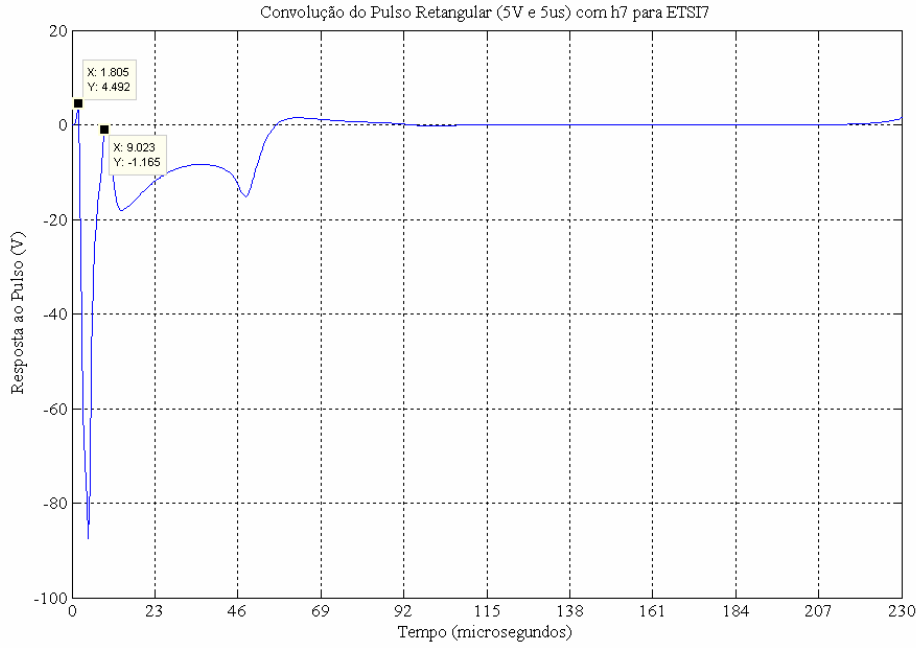
Figura 4.26: Impedância de entrada para ETSI 7



**Figura 4.27: Resposta impulsiva para ETSI 7**

O enlace # 7 é formado por três seções seriais de cabo com a primeira seção de 0,32 mm, a segunda de 0,40 mm e a terceira de 0,90 mm totalizando 4,8 km de comprimento (o enlace de maior comprimento). O leitor deve observar a brusca mudança de bitola, 0,40 mm para 0,90 mm. Para esse enlace, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, estimar o seu comprimento e detectar as mudanças de bitolas ao longo do enlace de maneira semelhante aos enlaces anteriores. Como pode ser visto na Figura 4.26, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ . Entretanto, deve-se observar que a grande oscilação na magnitude da impedância de entrada, devido à mudança brusca de bitola, adiciona a maior incerteza dentre os enlaces testados.

- **Mudança de bitola:** apesar da variação brusca de bitola no enlace, não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Dessa forma, a metodologia apresentada na seção 2.6 será utilizada. Segue o resultado encontrado na Figura 4.28.



**Figura 4.28: Resposta ao pulso para detecção de mudança de bitola para ETSI 7**

Os pontos marcados no gráfico da Figura 4.24, 1,805  $\mu s$  e 9,023  $\mu s$  representam os tempos das reflexões causadas pelas mudanças de bitolas negativas de 0,32 mm para 0,40 mm e 0,40 mm para 0,63 mm, respectivamente. Aplicando-se a metodologia semelhante aos enlaces anteriores, calcula-se a localização dessas mudanças de bitolas. Sendo assim, segue a localização  $l_1$  e  $l_2$  das mudanças de bitolas;

$$l_1 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 1,805 \cdot 10^{-6} s}{2} = 180,5m = 0,1805km$$

$$l_2 = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 9,023 \cdot 10^{-6} s}{2} = 902,3m = 0,9023km$$

Dessa forma, os erros absolutos na localização das mudanças de bitolas são de:

$$|e(\%)|_1 = \left| \frac{0,1805km - 0,20km}{0,20km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,0195km}{0,20km} \right| \cdot 100\% = 9,8\%$$

$$|e(\%)|_2 = \left| \frac{0,9023km - 0,80km}{0,80km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,1023km}{0,80km} \right| \cdot 100\% = 12,8\%$$



- **Presença de derivação:** não foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Terminação em circuito aberto:** diferentemente dos enlaces anteriores, a reflexão causada pela terminação em circuito aberto foi detectada. Isso se deve ao fato de que o enlace é formado em sua maioria pelo cabo de bitola 0,90 mm, ou seja, o cabo com bitola menor e menor atenuação sofrida pelo sinal. Dessa forma, o sinal refletido na terminação em circuito aberto pôde ser detectado visto que o cabo não o atenuou completamente. Para a localização dessa terminação em circuito aberto, a metodologia é semelhante as anteriores, entretanto o tempo em que ocorreu a reflexão é subtraído do tempo de ocorrência do pulso. Segue resultado da localização e erro absoluto da terminação em circuito aberto  $CA$  abaixo;

$$CA = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * (69,75 \cdot 10^{-6} s - 21,74 \cdot 10^{-6} s)}{2} = 4801m = 4,801km$$

$$|e(\%)| = \left| \frac{4,801km - 4,8km}{4,8km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,01km}{4,8km} \right| \cdot 100\% = 0,2\%$$

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.27 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 21,74  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 21,74 \cdot 10^{-6} s = 4348m = 4,348km$$

Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{4,348km - 4,8km}{4,8km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,452km}{4,8km} \right| \cdot 100\% = 9,4\%$$

4.4.8. ENLACE # 8

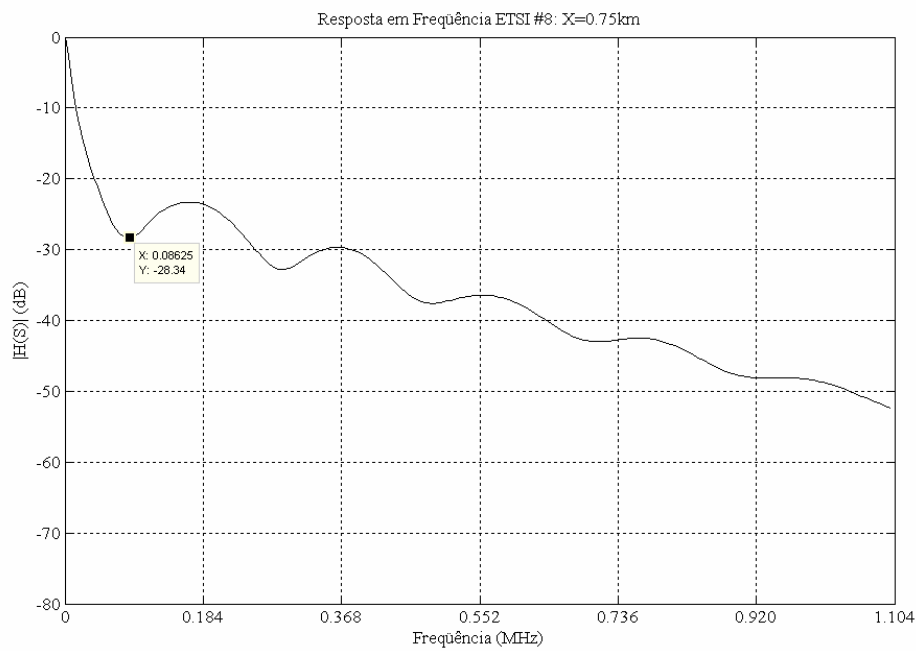


Figura 4.29: Resposta em frequência para ETSI 8

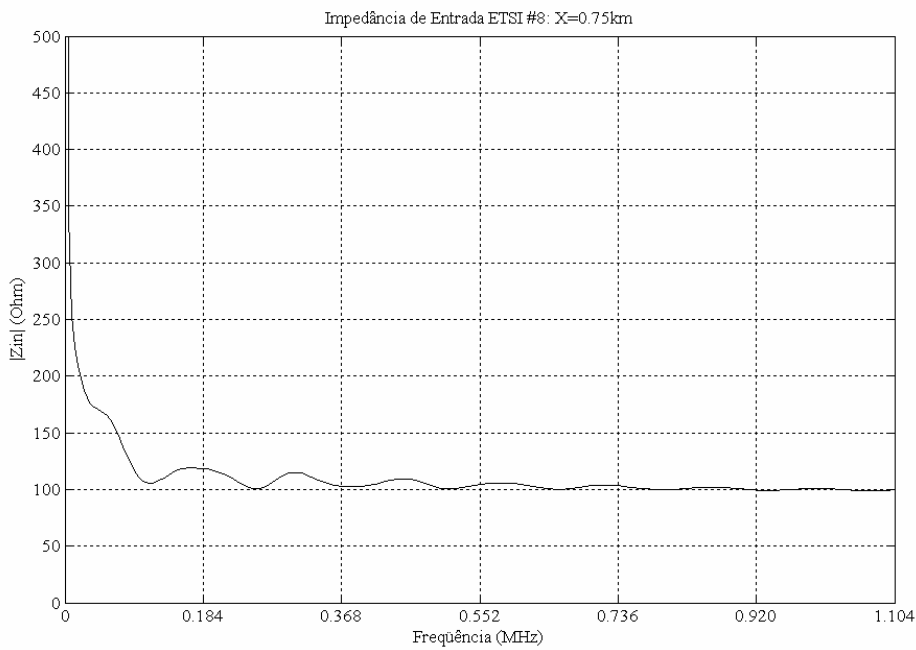
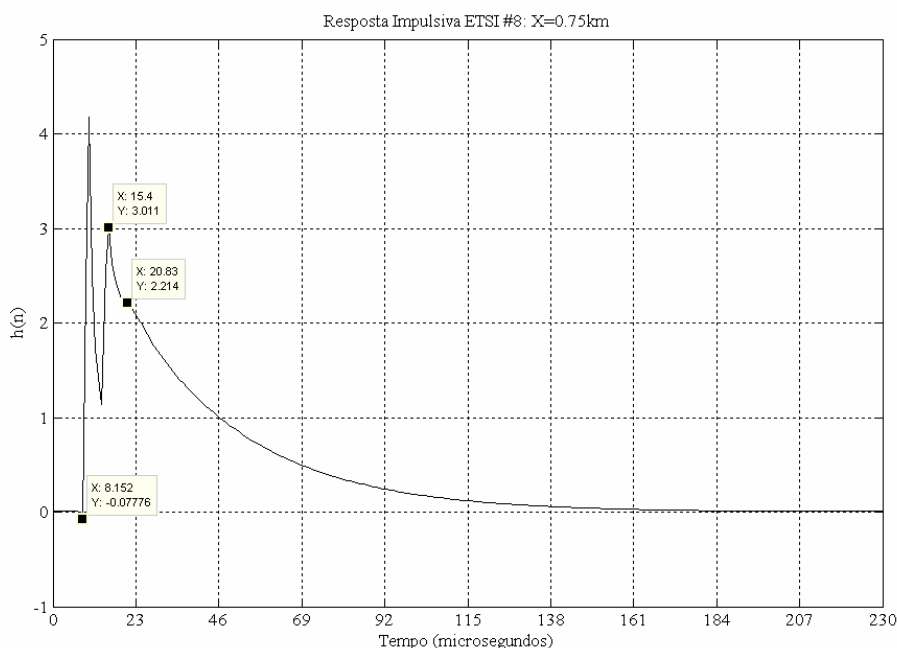


Figura 4.30: Impedância de entrada para ETSI 8



**Figura 4.31: Resposta impulsiva para ETSI 8**

O enlace # 8 é formado por duas seções seriais de cabo com bitola 0,40 mm totalizando 1,85 km com duas derivações de 0,5 km de comprimento localizadas a primeira a 0,75 km da ATU-C e a outra na terminação do enlace (ATU-R). Dessa forma, objetiva-se verificar a sua impedância de entrada, estimar o seu comprimento e detectar e localizar as derivações ao longo do enlace. Vale ressaltar que o efeito das duas derivações pode ser sobreposto, dessa forma a maior influência será a da primeira derivação, localizada a 750 m da ATU-C. Como pode ser visto na Figura 4.30, a magnitude da impedância de entrada converge para o resultado encontrado na literatura, ou seja, 100  $\Omega$ . Entretanto, deve-se observar que a grande oscilação na magnitude da impedância de entrada, devido à presença da derivação, adiciona grande incerteza ao valor de 100  $\Omega$ .

- **Mudança de bitola:** não foi detectada a presença de mudança de bitola ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva;

- **Presença de derivação:** foi detectada a presença de derivação ao longo do enlace tanto na resposta em frequência quanto na resposta impulsiva. Portanto, objetiva-se localizar a derivação e estimar o seu comprimento. Primeiramente será determinado o comprimento da derivação, através da

resposta em frequência e impulsiva, em seguida a sua localização e por fim a terminação em circuito aberto da derivação.

Na Figura 4.29, o primeiro nulo foi detectado na frequência 0,08625 MHz (86,25 kHz). Utilizando-se as equações (2.25) e (2.26) para estimar o comprimento  $d_{\text{Derivação}}$  da derivação, encontra-se:

$$d_{\text{Derivação}(m)} = \frac{50}{f_0(\text{MHz})} = \frac{50}{0,08625} = 579,7m$$

$$d_{\text{Derivação}(km)} = \frac{45}{f_0(\text{kHz})} = \frac{45}{86,25} = 0,5217km$$

Dessa forma, os erros associados são:

$$|e(\%)|_1 = \left| \frac{579,7m - 500m}{500m} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{79,7m}{500m} \right| \cdot 100\% = 15,9\%$$

$$|e(\%)|_2 = \left| \frac{0,5217km - 0,5km}{0,5km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,0217km}{0,5km} \right| \cdot 100\% = 4,3\%$$

Na Figura 4.31, os pontos 8,152  $\mu s$ , 15,4  $\mu s$  e 20,83  $\mu s$  representam o tempo de propagação do pulso, a reflexão do sinal devido à derivação e à reflexão da terminação em circuito aberto da derivação, respectivamente. Segue a determinação do comprimento da derivação  $d_{\text{Derivação}}$  e a sua localização  $L_{\text{Derivação}}$  a partir da resposta impulsiva na Figura 4.31.

$$d_{\text{Derivação}} = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * (20,83 \cdot 10^{-6} s - 15,40 \cdot 10^{-6} s)}{2} = 543m$$

$$L_{\text{Derivação}} = \frac{\frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * (15,4 \cdot 10^{-6} s - 8,152 \cdot 10^{-6} s)}{2} = 724,8m$$

Dessa forma, os erros associados são:

$$|e(\%)|_d = \left| \frac{543m - 500m}{500m} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{43m}{500m} \right| \cdot 100\% = 8,6\%$$

$$|e(\%)|_L = \left| \frac{724,8m - 750m}{750m} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-25,2m}{750m} \right| \cdot 100\% = 3,4\%$$

- **Terminação em circuito aberto:** ressalta-se que existe a reflexão causada pela terminação em circuito, entretanto ela não foi detectada porque a

mesma foi atenuada completamente pelos efeitos RLC do enlace e/ou mascarada pelos efeitos da derivação;

- **Comprimento do enlace:** o comprimento do enlace será estimado de maneira semelhante aos cenários anteriores. Na Figura 4.31 pode ser visto que o tempo de propagação é de aproximadamente 8,152  $\mu s$ . Dessa forma, o comprimento estimando  $d$  do enlace é:

$$d = \frac{2}{3} * 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} * 8,152 \cdot 10^{-6} s = 1630,4m$$

Dessa forma, o erro absoluto é de:

$$|e(\%)| = \left| \frac{1,6304km - 1,85km}{1,85km} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{-0,2196km}{1,85km} \right| \cdot 100\% = 11,9\%$$

#### 4.5. CONCLUSÃO

Esse Capítulo mostrou os resultados obtidos do trabalho bem como as suas análises objetivando a caracterização do enlace telefônico sob teste para banda de frequência do serviço ADSL. A caracterização consistiu na determinação e localização de imperfeições presentes ao longo do enlace.

Os resultados obtidos mostraram-se satisfatórios, pois maior parte apresentou erros abaixo dos 5% sendo que em alguns casos os erros foram da ordem de 1%. Abaixo, a tabela sumariza os acertos dos resultados obtidos com as simulações.

	<i><b>Bitola</b></i>	<i><b>Derivação</b></i>	<i><b>Terminação</b></i>	<i><b>Comprimento</b></i>
<b>ENLACE 1</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 2</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 3</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 4</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 5</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 6</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 7</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>
<b>ENLACE 8</b>	<b>OK</b>	<b>OK</b>	<b>X</b>	<b>OK</b>

**Tabela 4.1: Cenários ETSI e resultados simulados**

O próximo passo do trabalho será a validação das metodologias abordadas por meio de comparações entre os resultados simulados com os resultados determinados experimentalmente.

## Capítulo 5

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 5.1. INTRODUÇÃO

O presente Capítulo tem como objetivo mostrar os resultados para resposta em frequência e TDR obtidos experimentalmente para a banda de frequência ADSL2+ bem como a configuração do equipamento de medição utilizado para os testes. Além das medições, a comparação entre os resultados simulados com o Linemod e os resultados experimentais é mostrada.

#### 5.2. CONFIGURAÇÃO DOS EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÃO

Para realização das medições, um ambiente automatizado foi montado baseado no qualificador de linhas *Cable Shark* [20]. Esse ambiente é formado por um PC, enlace telefônico e o qualificador de linhas. O PC é utilizado para controlar, ajustar e configurar o qualificador remotamente através da Internet bem como armazenamento de resultados. Para o enlace telefônico, testes de resposta em frequência e reflectometria no domínio do tempo – TDR (*Time Domain Reflectometry*) serão realizados, sendo que os enlaces estão enrolados em carretéis com terminação em circuito aberto. O qualificador de linhas que realiza os testes no enlace está conectado a Internet por meio de um *Gateway*. A Figura 5.1 sumariza o ambiente de medição formado pelo PC, qualificador de linha e o enlace sob teste.

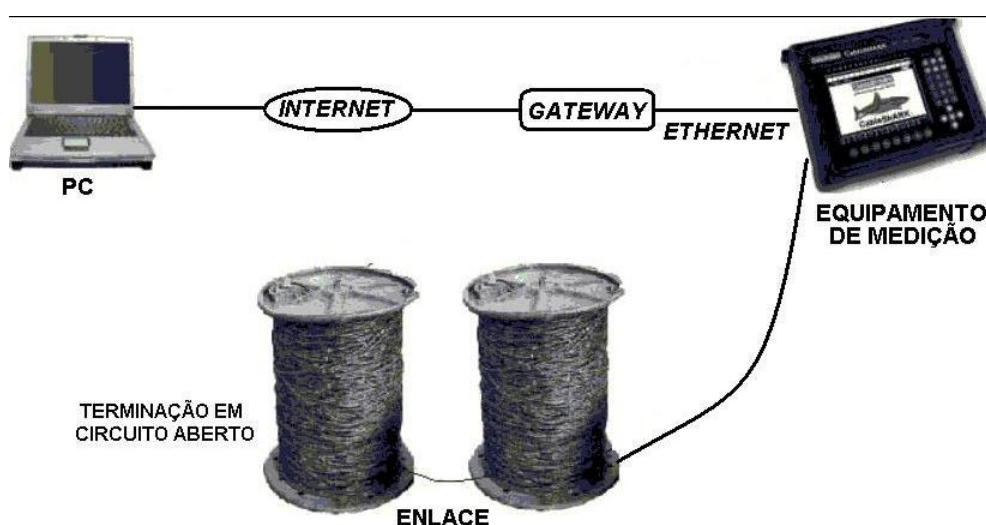


Figura 5.1: Ambiente para Medição

### 5.3. ENLACES PARA TESTES

Dois enlaces foram construídos para a realização dos testes de resposta em frequência e TDR, ambos com terminação em circuito aberto. O primeiro enlace é formado por quatro seções seriais de cabos com a primeira seção de comprimento igual a 100 m e 0,40mm de bitola, a segunda com 200 m e 0,50 mm, a terceira 800 m e 0,50 mm e a quarta com 800 m e 0,50 mm totalizando 1900 m de comprimento. O segundo enlace é formado por três seções seriais de cabos com a primeira seção de 200 m, a segunda de 800 m e a terceira de 800 m, ambos com bitola 0,50 mm totalizando 1800 m de comprimento. As Figura 5.2 e Figura 5.3 ilustram os enlaces telefônicos 1 e 2.

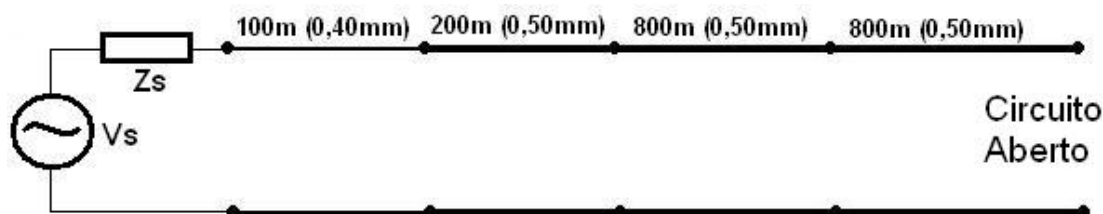


Figura 5.2: Enlace telefônico # 1

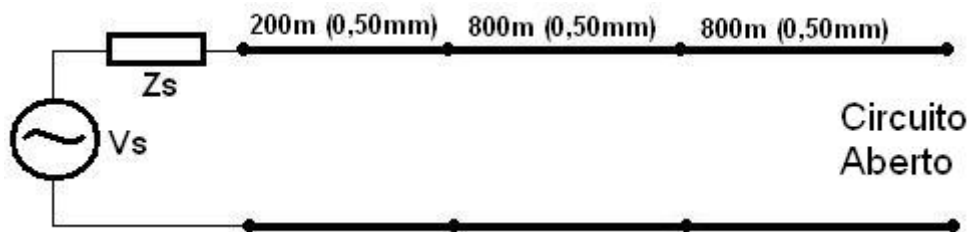


Figura 5.3: Enlace telefônico # 2

### 5.4. RESULTADOS

A seguir, são mostrados os resultados obtidos para resposta em frequência e TDR para os enlaces 1 e 2 para a banda de frequência ADSL2+.



#### 5.4.1. ENLACE # 1

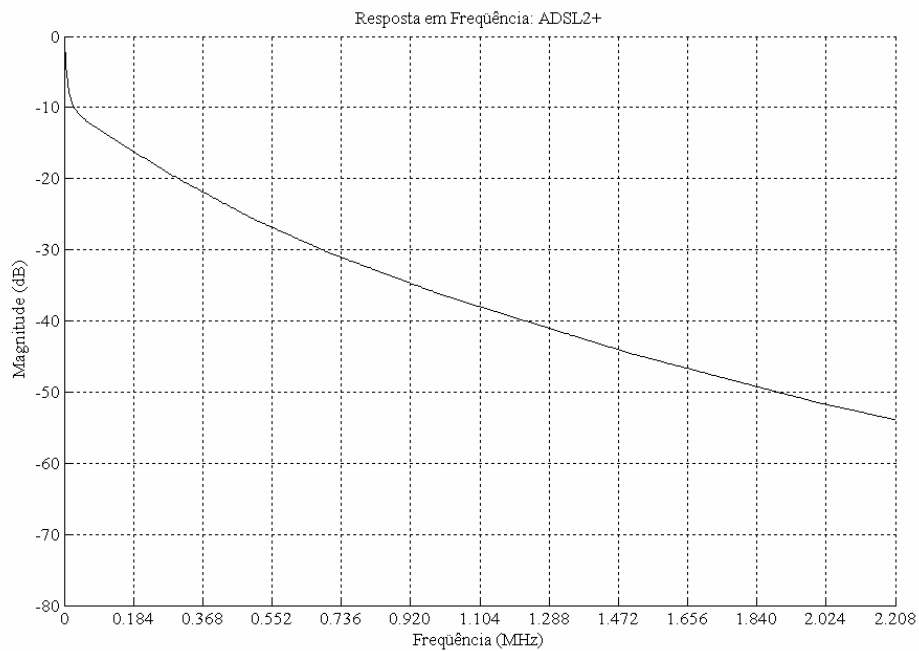


Figura 5.4: Resposta em frequência para enlace # 1

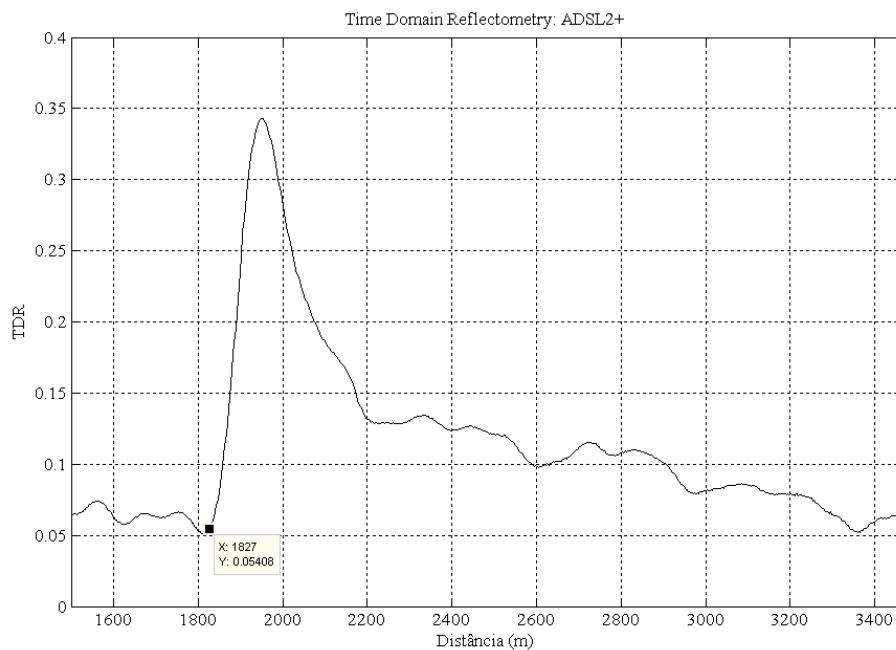


Figura 5.5: TDR para enlace # 1

O ponto  $x=1827$  no gráfico da Figura 5.5 indica que o comprimento determinado pelo TDR foi de 1827 m com erro de 3,8%. A mudança de bitola e terminação em circuito aberto não foram detectadas com clareza, pois além

das reflexões causadas pela mudança de impedância ao longo da linha existem também reflexões provocadas pelos conectores utilizados para unir as secções de cabos.

#### 5.4.2. ENLACE # 2

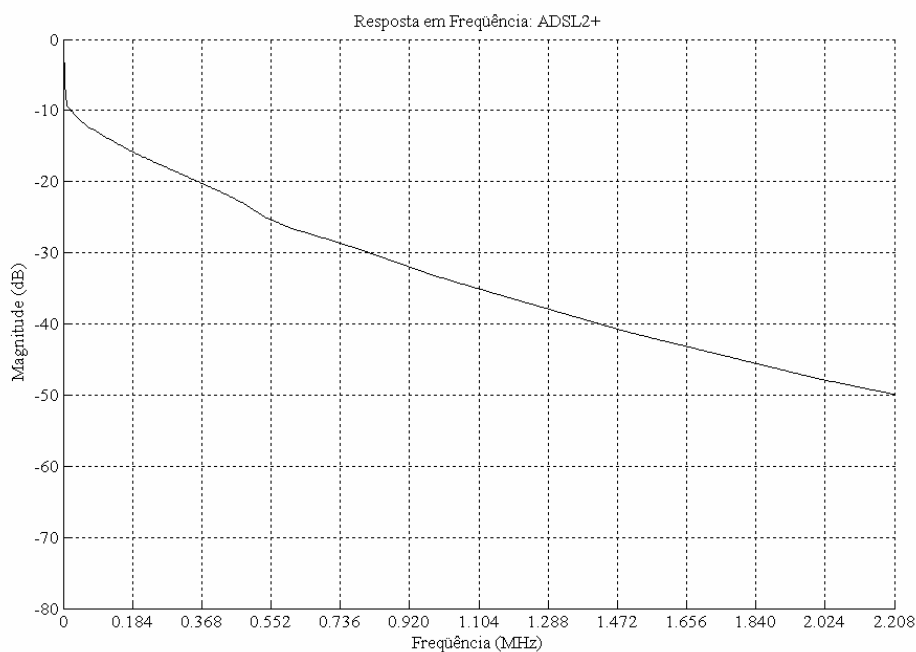


Figura 5.6: Resposta em frequência para enlace # 2

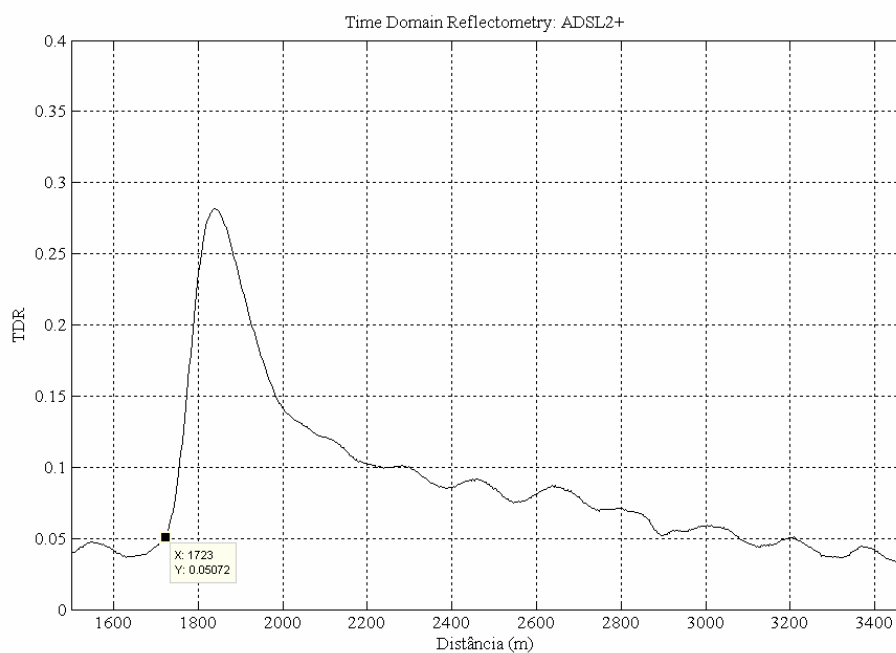


Figura 5.7: TDR para enlace # 2

O ponto  $x=1723$  no gráfico da Figura 5.7 indica que o comprimento determinado pelo TDR foi de 1723 m com erro de 4,3%. A terminação em circuito aberto não foi detectada com clareza, pois além das reflexões causadas pela terminação da linha existem também reflexões provocadas pelos conectores utilizados para unir as secções de cabos.

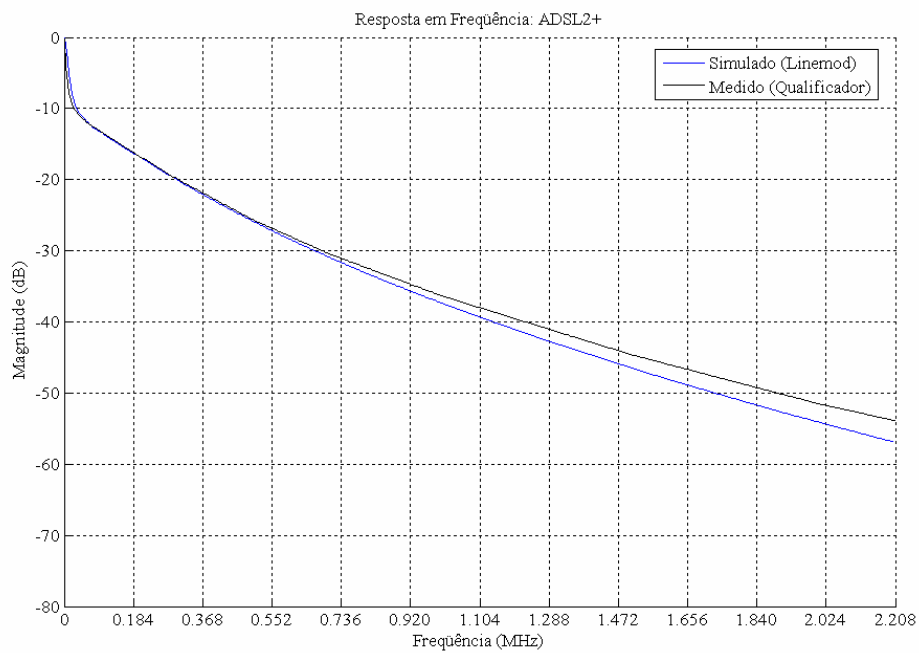
## **5.5. ANÁLISE COMPARATIVA: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA**

Essa secção apresenta a comparação dos resultados, obtidos através de simulações com o simulador Linemod e medidos com o qualificador de linha. A variável sob análise é a resposta em frequência para os enlaces 1 e 2 para a faixa de frequência ADSL2+.

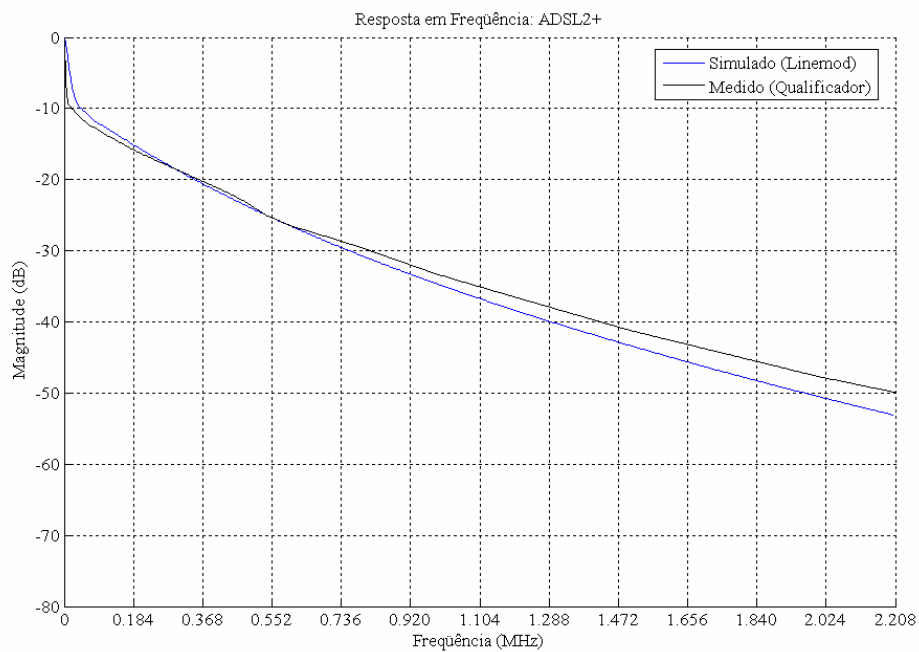
A diferença entre os resultados se deve basicamente a incertezas associadas à exatidão do instrumento, perdas nos conectores, condições ambientais e principalmente a incertezas no comprimento dos enlaces telefônicos. Dessa forma, os comprimentos das secções que foram passados ao simulador sofreram correções. Essas correções consistiram em medir, com o auxílio do próprio instrumento de medição, os comprimentos de cada secção de cabo e os resultados foram repassados ao simulador.

Os comprimentos das secções que se desejava simular eram 100 m, 200 m, 800 m e 800 m. Esses comprimentos sofrem correções e tornaram-se 92 m, 182 m, 765 m e 765 m, respectivamente. Abaixo seguem os resultados.

### 5.5.1. COMPRIMENTO DESEJADO

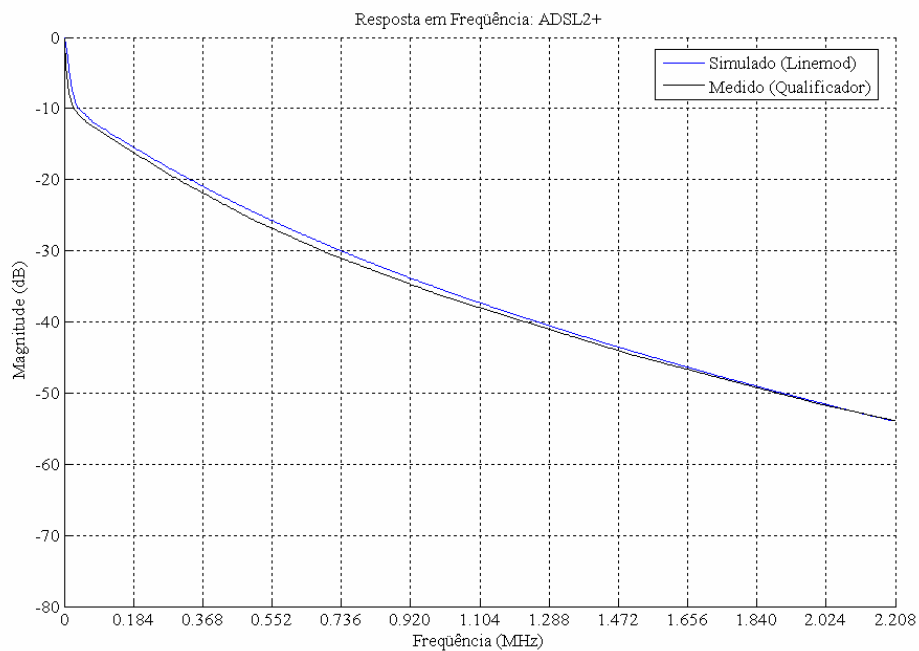


**Figura 5.8: Enlace # 1 com comprimentos desejados**

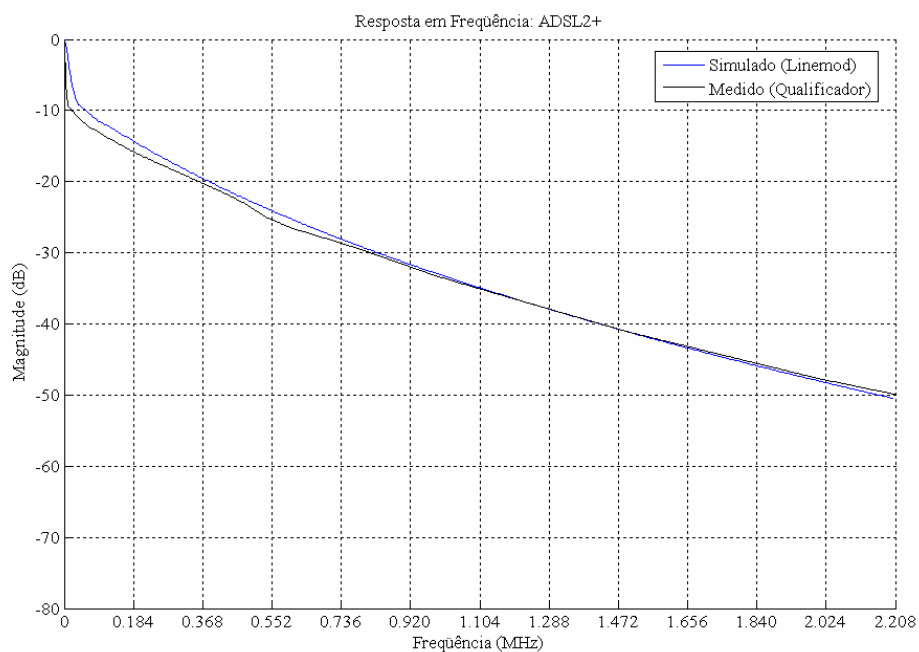


**Figura 5.9: Enlace # 2 com comprimentos desejados**

### 5.5.2. COMPRIMENTO CORRIGIDO



**Figura 5.10: Enlace # 1 com comprimentos corrigidos**



**Figura 5.11: Enlace # 2 com comprimentos corrigidos**

## 5.6. CONCLUSÃO

Os resultados obtidos experimentalmente se mostraram satisfatórios quando comparados com os resultados obtidos através de simulações computacionais baseadas nos modelos matemáticos de linhas de transmissão abordados no Capítulo 2. Os resultados obtidos para a resposta em frequência foram executados dentro da faixa de frequência ADSL 2+ e apresentaram erros dentro da tolerância ( menos de 2 dB) apesar da grande incerteza associada aos comprimentos e conexões das secções seriais dos cabos. O TDR (*Time Domain Reflectometry*) também apresentou erro dentro do desejado, abaixo de 5%, para a determinação do comprimento total dos enlaces telefônicos sob testes.

## CONCLUSÃO

A tecnologia DSL mostra-se cada vez mais próximo ao usuário residencial e comercial de pequeno e médio porte como fonte de acesso à Internet em banda larga. Comparada a outros serviços de acesso à Internet em banda larga como fibra óptica, cabo e *wireless*, a tecnologia DSL é caracterizada por necessitar pequeno tempo de instalação e ativação do serviço visto que utiliza a infra-estrutura telefônica existente do assinante. Além do mais, baixo investimento para aquisição do modem DSL. Vale ressaltar que a tecnologia DSL é capaz de fornecer taxas da ordem de 25 Mbps (*downstream*) que é suficiente para as aplicações residências.

A infra-estrutura telefônica existente pode não ser adequada para o transporte do serviço DSL fazendo com que as desejadas taxas não sejam alcançadas. Isso se deve ao fato de que a infra-estrutura telefônica existe foi previamente desenvolvida para suprir as necessidades do serviço telefônico tradicional.

Nesse contexto destaca-se a necessidade de se qualificar o enlace telefônico do assinante, visto que o seu estado influencia diretamente no desempenho do serviço DSL. Dentre as técnicas de qualificação de enlace existentes, destacam-se os testes que podem ser realizados na Central Telefônica (SELT).

O presente trabalho procurou abordar metodologias que podem ser utilizadas pelos provedores de serviços DSL com objetivo de qualificar e caracterizar o enlace telefônico do assinante. A caracterização do enlace responde perguntas à cerca do seu estado, ou seja, através da caracterização torna-se possível identificar e localizar falhas ao longo do enlace do assinante. Dessa forma, o provedor terá condições necessárias para informar ao assinante se o seu enlace está habilitado ou não para o transporte do serviço DSL.

Para identificação das falhas no enlace, o presente trabalho contribui no desenvolvimento de análises que podem ser feitas a partir de modelos matemáticos que representam o enlace telefônico como uma linha de transmissão. Essas análises baseiam-se na identificação da assinatura das reflexões causadas no sinal ao encontrar falhas ao longo do enlace. Dessa

forma, características no domínio da frequência e no domínio do tempo são utilizadas para identificar tais fenômenos.

Entre as falhas presentes no enlace telefônico do assinante para o transporte do serviço DSL, o presente trabalho contribui para:

- Determinação do comprimento do enlace telefônico do assinante. A partir da resposta impulsiva no domínio do tempo, o comprimento do enlace é determinado a partir do tempo que o pulso gasta para percorrer o enlace. A maioria dos resultados, para estimação do comprimento, apresentou erros inferiores a 5% sendo em alguns casos menores que 1%;

- Detecção, localização e determinação do comprimento da derivação que ocorre ao longo do enlace. Na resposta impulsiva e na resposta em frequência, informações à cerca da presença de derivações são facilmente identificadas, dessa forma, o trabalho mostrou resultados satisfatórios para a caracterização de enlaces com uma derivação;

- Mudança de bitola de cabos ao longo do enlace. Tal fenômeno causa reflexões fracas que são facilmente mascaradas por outros tipos de reflexões e atenuadas pelos efeitos RLCG do próprio enlace. Dessa forma, houve a necessidade de se utilizar um modelo específico, *Weak Detection*, para localização desse tipo de falha na linha. A partir da resposta impulsiva desse modelo, resultados satisfatórios foram obtidos para localização de mudanças de bitolas no enlace. Para esse tipo de análise, o erro ficou por volta de 9%;

- Terminação em circuito aberto. A terminação em circuito aberto causa reflexões no sinal, sendo que na maioria das vezes esse sinal refletido é atenuado completamente pelo enlace. Para enlaces curtos e com cabos com baixa atenuação (0,90 mm), essa reflexão pode ser detectada por meio da resposta em impulsiva.

Outra importante contribuição do trabalho está relacionada com a atualização do simulador de linhas de transmissão Linemod. Essa atualização fez-se necessária devido à versão original do simulador não ser capaz de simular os enlaces europeus da Recomendação G.996.1. Dessa forma, o simulador foi ampliado para modelar os cabos com bitolas 0,32mm, 0,40mm, 0,50 mm, 0,63 mm e 0,90 mm.

Por fim, o trabalho apresentou resultados para a resposta em frequência e *Time Domain Reflectometry* – TDR determinados experimentalmente. Para



realização desses experimentos, um ambiente de medição foi montado baseado em um qualificador de linhas. Os resultados para resposta em frequência determinados experimentalmente foram comparados aos resultados simulados e, apesar da incerteza associado ao comprimento das secções dos enlaces testados, a diferença entre os resultados ficaram na ordem de 2 dB.

Tendo esse trabalho como referência, outros trabalhos nessa linha de abordagem podem ser desenvolvidos. Dentre os trabalhos futuros, destacam-se:

- Identificação da terminação. É de muito interesse das companhias telefônicas provedoras do serviço DSL conhecer a terminação do enlace no lado do assinante. Além do *status* do enlace, a sua terminação influencia no desempenho do serviço DSL. Dentre essas terminações, destacam-se: curto circuito, circuito aberto, telefone no gancho e telefone fora do gancho;

- Localização de cargas indutivas. As cargas indutivas estão presentes em alguns enlaces telefônicos para aumentar o alcance do serviço telefônico tradicional. Entretanto, enlaces com essas cargas são inadequados para o transporte do serviço DSL porque atenuam as frequências mais altas do espectro DSL. Portanto, a localização dessas cargas é de fundamental interesse para as Companhias Telefônicas porque a devida remoção tornaria mais rápida;

- Estimação da capacidade do canal (taxa de bits). A partir da caracterização do enlace telefônico de um assinante específico, é também interessante que se saiba quantos bits por segundo o seu enlace é capaz de transportar. Essa quantidade é referenciada por capacidade do canal;

- Caracterização do enlace através de medições realizadas nas duas extremidades do enlace (DELT). As análises realizadas no trabalho são baseadas em técnicas SELT (medidas em uma extremidade do enlace), entretanto algumas propriedades do enlace ficam mascaradas por reflexões e atenuações. Uma maneira alternativa de se estudar as características de um enlace telefônico é por meio de técnicas DELT que apresentam vantagens comparadas as SELT. Essas vantagens devem-se principalmente ao fato de que o DELT usa duas unidades de teste, dessa forma os efeitos de atenuação e reflexão nos sinais de teste são amenizados.

## REFERÊNCIAS

- [1] T. Starr, J. M. Cioffi, and P. J. Silverman, Eds., "Understanding Digital Subscriber Line Technology". New York: Prentice Hall, 1999, Pagnas 53 - 131
- [2] <http://www2.dcc.ufmg.br/~mlbc/cursos/internet/historia/TimeLine.html>.  
Último acesso em 28 de Setembro de 2005
- [3] R. Fits, and C. Dunfords, "Local Loop and DSL Testing Techniques". Second Edition, Consultronics
- [4] M. Nilsson, "Management of a DSL Copper Network Using Built-in Loop Qualification Tools". Master's degree project, Stockholm, 2005, Pagnas 11 - 31
- [5] American National Standard Institute T1.413 For Telecommunications – Network and Customer Installation Interfaces – Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface, 1998
- [6] International Telecommunication Union – Telecommunication G.992.3, Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers 2 (ADSL2), 2002
- [7] International Telecommunication Union – Telecommunication G.992.1, Asymmetrical Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers, 1999
- [8] International Telecommunication Union – Telecommunication G.992.2, Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers, 1999
- [9] MUSE C2.2 – Position paper on loop qualification and monitoring outlining general features the developed loop qualification and monitoring solution should fulfil, 2004
- [10] S. Galli, and D. L. Waring, "Loop Makeup Identification Via Single Ended Testing: Beyond Mere Loop Qualification", IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. 20, NO. 5, June 2002
- [11] A. Wia, "Loop Qualification for xDSL", Master of Science Thesis in Digital Signal Processing, Ericsson Telecom AB, February 2001, Stockholm
- [12] International Telecommunication Union – Telecommunication G.996.1, Test Procedures for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers, 2001
- [13] S. Galli, "Exact Conditions for the Symmetry of a Loop", IEEE Communications Letters, Vol. 4, NO. 10, October 2000
- [14] J. L. Fang, C. Zeng, and J. Cioffi, "Bridged Tap Location Estimation", Electrical Engineering Department, Stanford University, California, USA

- [15] G. H. Im, and J. J. Werner, "Effect of Bridged Taps at VDSL Frequencies", Lucent Technologies, September 1997, Minneapolis
- [16] J.-J.Werner, "The HDSL Environment", IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. 9, NO. 6, August 1991
- [17] W. Y. Chen, "DSL – Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems", Indianapolis, Macmillan Technical Publishing
- [18] D. G. Messerschmitt, "A Transmission Line Modeling Program Written in C", IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. SAC-2, NO. 1, January 198
- [19] <http://www.stanford.edu/group/cioffi/linemod/linemod.html>. Último acesso em 28 de Setembro de 2005
- [20] Consultronics, "Cable Shark P3, xDSL Cable Qualifier", Operating Manual