

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

DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE
ENLACES METÁLICOS A PARTIR DE MEDIÇÕES DE
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Roberto Menezes Rodrigues

TD - 02/2012

UFPA /ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2013

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

Roberto Menezes Rodrigues

DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE
ENLACES METÁLICOS A PARTIR DE MEDIÇÕES DE
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

TD - 02/2012

UFPA /ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2013

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

Roberto Menezes Rodrigues

DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE
ENLACES METÁLICOS A PARTIR DE MEDIÇÕES DE
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Tese submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

UFPA /ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2013

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Biblioteca Central/UFPA, Belém-PA

Rodrigues, Roberto Menezes, 1974 -

Determinação da função de transferência de enlaces metálicos a partir de medições de impedância de entrada / Roberto Menezes Rodrigues. -- 2013.

Orientador: João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
Tese (Doutorado) -- Universidade Federal do Pará,
Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Belém, 2013.

1. Linhas digitais de assinantes. 2. Sistemas de comunicação em banda larga. I. Título.

CDD - 23. ed. 621.3878

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

DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE ENLACES METÁLICOS A
PARTIR DE MEDIÇÕES DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

AUTOR: Roberto Menezes Rodrigues

Tese de Doutorado submetida à avaliação da banca examinadora, aprovada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará e julgada adequada para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

APROVADA EM 02/04/2012

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa
(ORIENTADOR – UFPA)

Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante
(MEMBRO – UFPA)

Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Jr.
(MEMBRO – UFPA)

Prof. Dr. Agostinho Luiz da Silva Castro
(MEMBRO – UFPA)

Prof. Dr. Paulo Augusto Valente Ferreira
(MEMBRO – UNICAMP)

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto
(MEMBRO – UFES)

VISTO:

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes
(COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA)

UFPA/ITEC/PPGEE

Agradecimentos

Meu muito obrigado de coração à minha família: pai, tias, irmãs, minha filha e minha esposa. Sempre presentes em todos os momentos, com seu amor e incentivo irrestritos e incondicionais.

Agradecimento especial ao Dr. João Crisóstomo, meu orientador. A ele devo não somente a orientação em si, mas a grande oportunidade de trabalhar em seu grupo, a amizade e os bons conselhos que muito me ajudaram tanto academicamente quanto em meu amadurecimento pessoal. Espero sinceramente um dia poder retribuir à altura.

Meus sinceros agradecimentos também aos meus outros professores da pós-graduação, que também contribuíram significativamente nesta empreitada.

Aos meus colegas de laboratório e de projeto por todas as discussões acaloradas, contribuições a este trabalho e pela amizade. Em especial, gostaria de agradecer à nossa querida secretária Liane Barbosa por seu zelo conosco e ao colega Gilvan Borges por todos os ‘embates filosóficos’ que tivemos ao longo dos últimos anos e que contribuíram de maneira relevante ao amadurecimento deste trabalho.

Finalmente, gostaria de agradecer à Ericsson Telecomunicações S.A. pelo financiamento da pesquisa e apoio técnico, e à Universidade Federal do Pará pelo apoio logístico.

Resumo

A tecnologia *digital subscriber line* (DSL) tem por objetivo explorar todo o potencial dos enlaces metálicos telefônicos no provimento de acesso em banda larga. Por outro lado, os enlaces metálicos podem apresentar capacidades de transmissão bem distintas devido a diferenças em suas topologias. Portanto, é importante mensurar a real capacidade de cada enlace antes da implantação do serviço DSL. Esse processo chama-se qualificação de enlaces. O cálculo da capacidade de transmissão de um enlace perpassa pela determinação de sua função de transferência. As técnicas de qualificação existentes determinam a função de transferência a partir da comunicação entre equipamentos na central e na casa do assinante ou indiretamente, a partir do conhecimento da topologia do enlace sob teste. Ambos os processos não são adequados num cenário de pré-implantação do serviço DSL, pois envolvem custos adicionais com envio de técnico a localidade do assinante, dependência de registros atualizados por parte das operadoras (quase nunca disponíveis) ou o emprego de técnicas sofisticadas de identificação de topologia. Assim sendo, o objetivo do presente trabalho é propor um método de determinação da função de transferência de enlaces metálicos que não necessite de conhecimento prévio da topologia, que utilize somente informações coletadas na central telefônica e que não necessite de intervenção humana na localidade do assinante. Essencialmente, a forma geral do método proposto descreve analiticamente a função de transferência do enlace sob teste em função de suas impedâncias de entrada em curto-circuito e circuito aberto, vistas a partir da central, e da sua assimetria. Também foi desenvolvido um algoritmo o qual estima a impedância de entrada em curto-circuito a partir da detecção das envoltórias da impedância em circuito aberto. Ao utilizar esse estimador conjuntamente com a forma geral do método proposto, é possível determinar a função de transferência a partir de uma única medição de impedância feita na central e sem nenhuma intervenção humana na localidade do assinante. O método proposto foi avaliado em duas etapas distintas. Na primeira, avaliou-se o desempenho da forma geral do método. Os testes consistiram de comparação com um método de referência, usando dados simulados para três enlaces; aplicação do método proposto a uma bateria de dados simulados gerados a partir de um gerador arbitrário de topologias; e aplicação do método a medições de impedância realizadas em laboratório com oito enlaces reais. A segunda etapa diz respeito à aplicação conjunta da forma geral do método e do estimador de impedância em curto-circuito para dois dos enlaces medidos em laboratório. Os resultados obtidos para dados simulados demonstram que a forma

geral do método proposto tem comprovada eficácia, fornecendo estimativas bem abaixo do limiar definido (< 3 dB por tom DSL). Para dados medidos, a forma geral do método determinou a função de transferência de sete dos enlaces com desvio por tom abaixo de 1,5 dB, mas falhou para o enlace com duas derivações, sendo uma junto à localidade do assinante. Com relação aos resultados para a aplicação conjunta da forma geral e do estimador, as estimativas de função de transferência foram equivalentes às aquelas obtidas pela forma geral do método proposto, apesar de apresentarem desvios mais acentuados no início e no final da faixa de frequências. Esses desvios mais acentuados devem-se principalmente a versão atual do bloco de detecção de envoltórias do estimador de impedância em curto-circuito, que apresenta desempenho limitado, sobretudo para enlaces com mais de duas seções seriais.

Palavras-chave: xDSL. Qualificação do enlace. Medições de uma porta. Parâmetros ABCD. Assimetria.

Abstract

The digital subscriber line (DSL) technology aims at exploiting the full potential of the telephone metallic lines on providing broadband access. On the other hand, the telephone lines may have distinct transmission capacities due to differences on their topologies. Therefore, it is important to measure the actual transmission capacity of each line before the DSL service deployment. This process is called line qualification. The determination of the transmission capacity of metallic lines requires previous determination of their transfer function. The existent qualification techniques determine the transfer function from the communication between equipments at the central office and the customer's premises or indirectly, from knowledge about the topology of the line under test. Both processes are not in line with a pre-deployment scenario since they imply additional costs with the dispatching of technicians to the subscriber's site, dependency of updated records about the telephone network (rarely available) or use of sophisticated line topology techniques. Therefore, the goal of this work is to propose a method for determining the transfer function of metallic lines with the following features: it does not need previous knowledge about the line topology, it uses information collected just at the central office (CO) and it does not require any human intervention at the subscriber's site. Essentially, the general form of the proposed method analytically describes the transfer function of the line under test in function of its short and open-circuited input impedances, taken from the CO, and its asymmetry. Additionally, an algorithm that derives the short-circuited input impedance from the envelopes of the open-circuited one was developed. By applying this algorithm together with the general form of the proposed method, it is possible to determine the transfer function from just an open-circuited input impedance measurement and without any human intervention at the subscriber's site. The proposed method was evaluated in two steps. The first step concerns the evaluation of the general form of the method. Specifically, the tests involve baseline comparison using simulated data for three line topologies, application of the method to a bunch of simulated data generated from an arbitrary lines generator, and evaluation using measurements performed in laboratory for eight real test lines. The second step concerns the joint application of the general form of the method and the algorithm that estimates the short-circuited input impedance to measured data for two of the test lines reproduced in laboratory. The results for simulated data indicate that the general form of the proposed method is efficient, providing estimates well below the defined threshold (< 3 dB per DSL tone). For measurements, the general

form of the method has estimated the transfer function of seven from the test lines with deviation per tone below 1.5 dB, but it failed for the line with two bridged-taps, being one very close to the subscriber's site. Concerning the joint application of the general form of the proposed method and the algorithm that estimates the short-circuited input impedance, the transfer function estimations have been equivalent to those provided by the general form of the method, but with significant deviations in the beginning and in the end of the frequency band. These significant deviations are due to the current version of the envelope detector block of the algorithm that has limited performance, especially for lines with more than two serial sections.

Keywords: xDSL. Loop qualification. One-port measurements. ABCD parameters. Asymmetry.

Lista de Figuras

1	Ilustração de uma rede de acesso telefônica.	p. 28
2	Exemplo de formação de uma derivação.	p. 31
3	Famílias DSL.	p. 32
4	Espectro utilizado pelas variantes DSL em comparação ao serviço de voz e ao <i>Integrated Service Digital Network</i> (ISDN).	p. 32
5	Arquitetura ADSL padrão.	p. 33
6	Gerações dos sistemas cabeados em banda larga.	p. 34
7	Efeito de uma derivação sobre a atenuação de um enlace metálico (simulação).	p. 35
8	Exemplos de estimação do comprimento do enlace a partir da distância radial entre central e assinante.	p. 37
9	Ilustração das reflexões geradas por cada descontinuidade presente num enlace metálico.	p. 38
10	Representação genérica de um quadripolo indicando a convenção adotada para as correntes e tensões terminais.	p. 44
11	Aplicação da regra da cadeia no cálculo da matriz transmissão geral no sentido direto de uma rede composta por três quadripolos em série.	p. 47
12	Quadripolo recíproco.	p. 48
13	Modelo de Kelvin para um trecho infinitesimal de par trançado.	p. 50
14	Modelo de uma linha de transmissão de comprimento l , terminada com Z_c e alimentada por fonte de tensão V_g	p. 52
15	Esquema de simulação da função de transferência de um enlace metálico a partir de sua topologia e de um modelo de cabo.	p. 55
16	Representação do sistema de comunicação que conecta um assinante à central.	p. 58
17	Análise da assimetria de enlaces – exemplo 1 (simulação).	p. 62
18	Análise da assimetria de enlaces – exemplo 2 (simulação).	p. 62

19	Análise da assimetria de enlaces – exemplo 3 (simulação).	p. 63
20	Representação genérica de um enlace telefônico com n seções.	p. 64
21	Equivalente homogêneo para um enlace com múltiplas seções (heterogêneo): a) lado da central, b) lado do assinante.	p. 65
22	Convergência das impedâncias característica da primeira seção, de entrada e imagem para um enlace com três seções onde a última é uma derivação. . .	p. 66
23	Fluxograma da metodologia proposta para definir valor sub-ótimo do fator de simetria.	p. 70
24	Módulo da impedância de entrada em circuito aberto e suas envoltórias para um enlace com uma seção de bitola 0,4 mm e comprimento de 500 m (simulação). p.	74
25	Fase da impedância de entrada em circuito aberto e suas envoltórias para um enlace com uma seção com bitola 0,4 mm e comprimento de 500 m (simulação). p.	74
26	Fluxograma do estimador de impedância de entrada em curto-circuito.	p. 75
27	Relação entre os erros nas estimativas da impedância-imagem Δ e da im- pedância em curto-circuito Δ_{cc} , comparado a um comportamento linear com inclinação 2.	p. 77
28	Modelo do canal de comunicação com ruído aditivo.	p. 77
29	Função de transferência de um canal de comunicação e sua decomposição em multicanais.	p. 78
30	Processo de avaliação da forma geral do método proposto.	p. 82
31	a) simulação de S_{11} e suas estimativas, e b) erro – vub # 2.	p. 84
32	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 1.	p. 85
33	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 2.	p. 85
34	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 3.	p. 85
35	Magnitude da assimetria – enlaces vub.	p. 85
36	Fluxograma do procedimento adotado na análise estatística.	p. 86
37	Histograma 3D para o caso de teste ‘a’.	p. 88
38	Histograma 3D para o caso de teste ‘d’.	p. 89

39	Histograma 3D para o caso de teste ‘e’.	p. 89
40	Estrutura topológica dos enlaces UFPA.	p. 90
41	Magnitude da impedância característica dos cabos utilizados.	p. 92
42	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 1.	p. 92
43	Fase da estimativa da função de transferência – UFPA # 1.	p. 92
44	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 2.	p. 93
45	Fase da da função de transferência – UFPA # 2.	p. 93
46	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 3.	p. 93
47	Fase da função de transferência – UFPA # 3.	p. 93
48	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 4.	p. 93
49	Fase da função de transferência – UFPA # 4.	p. 93
50	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 5.	p. 94
51	Fase da função de transferência – UFPA # 5.	p. 94
52	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 6.	p. 94
53	Fase da função de transferência – UFPA # 6.	p. 94
54	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 7.	p. 94
55	Fase da função de transferência – UFPA # 7.	p. 94
56	a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 8.	p. 95
57	Fase da função de transferência – UFPA # 8.	p. 95
58	Método proposto utilizando somente uma única medição SELT e sua avaliação.	p. 95
59	a) Estimativa da função de transferência, b) desvio utilizando a técnica par detecção de envoltórias – enlace UFPA # 1.	p. 97

60	a) Estimativa da função de transferência e b) desvio utilizando a técnica par detecção de envoltórias – enlace UFPA # 3.	p. 97
1	Visão frontal do conjunto de <i>racks</i> com <i>voice panels</i>	p. 110
2	Visão traseira do conjunto de <i>racks</i> com <i>voice panels</i>	p. 111
3	<i>Setup</i> das medições de função de transferência.	p. 112
4	<i>Setup</i> das medições de impedância de entrada.	p. 112

Lista de Tabelas

1	Características de aplicação e especificação dos cabos telefônicos CT, CTS e CTP.	p. 28
2	Dados construtivos e dimensionais dos cabos telefônicos CT, CTS e CTP. . .	p. 29
3	Conversão entre os parâmetros de impedância, admitância e ABCD.	p. 47
4	Classes de assimetria para enlaces metálicos.	p. 68
5	Combinações de cabos para a primeira seção e a última.	p. 69
6	Topologia dos enlaces vub.	p. 82
7	Desvio médio e máximo por tom de frequência das estimativas de função de transferência – método SELT-VUB <i>vs.</i> método proposto.	p. 83
8	Características dos casos de teste empregados na avaliação extensiva.	p. 87
9	Percentual de enlaces com desvio maior que 3 dB em ao menos um tom DSL.	p. 89
10	Topologia dos enlaces UFPA.	p. 90
11	Desvio médio e máximo por tom de frequência das estimativas de função de transferência para os enlaces UFPA.	p. 91
12	Topologia dos enlaces UFPA # 1 e UFPA # 3.	p. 96
13	Síntese dos resultados obtidos nas avaliações do método proposto.	p. 100

Lista de Siglas

ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ATU-C	<i>ADSL Transceiver Unit-Central office</i>
ATU-C	<i>ADSL Transceiver Unit-Central office</i>
ATU-R	<i>ADSL Transceiver Unit-Remote</i>
BNC	<i>Bayonet Neill-Concelman</i>
BT1	<i>British Telecom # 1</i>
CC	Corrente contínua
CTDR	<i>Correlation Time Domain Reflectometry</i>
DELT	<i>Double-ended Line Testing</i>
DG	Distribuidor Geral
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DSLAM	<i>DSL Access Multiplexer</i>
FttH	<i>Fiber-to-the-Home</i>
HDSL	<i>High-bit-rate Digital Subscriber Line</i>
ISDN	<i>Integrated Service Digital Network</i>
ISP	<i>Internet Service Provider</i>
ITU-T	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication sector</i>
KPN	<i>Koninklijke KPN N.V.</i>
LQ	<i>Line Qualification</i>
MAR2	Marconi # 2
MLE	<i>Maximum Likelihood Estimation</i>
PSD	<i>Power Spectrum Density</i>
RC	Resistor-capacitor
RJ11	<i>Registered Jack 11</i>
RJ45	<i>Registered Jack 45</i>
RTPC	Rede Telefônica Pública Comutada
SELT	<i>Single-ended Line Testing</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TDR	<i>Time Domain Reflectometry</i>
VDSL	<i>Very-high-speed Digital Subscriber Line</i>

VDSL2 *Very-high-speed Digital Subscriber Line 2*
VoP *Velocity of Propagation*
VUB0 *Vrije Universiteit Brussel #0*

Lista de Símbolos

%	Por cento
mm	Milímetro
V	Volt
km	Quilômetro
kHz	Quilohertz
Δf	Largura de banda dos subcanais DSL
Mbps	Megabits por segundo
m	Metro
kbps	Quilobits por segundo
L, l_t	Comprimento total do enlace
R	Distância radial entre a central telefônica e um dado assinante
$H(f), H$	Função de transferência
S_{11}	Parâmetro de espalhamento na porta 1
$s_{11}(t)$	Transformada de Fourier do parâmetro de espalhamento na porta 1
Ω	Ohm
$V_x, V_x(f)$	Tensão alternada na porta 'x', no domínio da frequência
$I_x, I_x(f)$	Corrente alternada na porta 'x', no domínio da frequência
$i(t)$	Corrente alternada no domínio do tempo
$v(t)$	Tensão alternada no domínio do tempo
$Z_{I_{px}}$	Impedância-imagem da porta 'x'
$\det(\bullet)$	Determinante
f_r	Fator de reciprocidade
f_s	Fator de simetria
Δx	Comprimento infinitesimal
$\frac{d^2}{dx^2}$	Derivada segunda em relação a x
γ	Constante de propagação
Z_c	Impedância de carga
V_g	Tensão fornecida pelo gerador
Z_g	Impedância interna do gerador
$V(x)$	Tensão a uma distância x do gerador
V_0^+	Onda de tensão incidente

V_0^-	Onda de tensão refletida
$I(x)$	Corrente a uma distância x do gerador
Z_0	Impedância característica
L	Indutância por unidade de comprimento
G	Condutância por unidade de comprimento
C	Capacitância por unidade de comprimento
R	Resistência por unidade de comprimento
ω	Frequência angular
j	Unidade imaginária ($\sqrt{-1}$)
D	Distância entre o centro dos condutores
a	Raio do condutor
ϵ	Permissividade elétrica
σ	Condutividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
b_x	Bitola da seção 'x'
l_x	Comprimento da seção 'x'
\mathbf{T}_x	Matriz transmissão da seção 'x'
\mathbf{T}_{Geral}	Matriz transmissão geral
Z_e	Impedância de entrada
Z_{cc}	Impedância de entrada em curto-circuito
Z_{ca}	Impedância de entrada em circuito aberto
Θ	Constante de transferência. Produto da constante de propagação pelo comprimento total do enlace
$Z_{e_{px}}$	Impedância de entrada da porta 'x'
Z_{0_1}	Impedância característica da primeira seção
$Z_{c_{eq}}$	Impedância de carga equivalente
β	Constante de fase
α	Constante de atenuação
β_x	Constante de fase da seção 'x'
α_x	Constante de atenuação da seção 'x'
f	Frequência
∞	Infinito
Z_{0_n}	Impedância característica da última seção
Z_{e_n}	Impedância de entrada da última porta
Z_{0_n}	Impedância característica da última porta
$Z_{e_{n-1}}$	Impedância de entrada da penúltima porta
$Z_{0_{n-1}}$	Impedância característica da penúltima porta
c_x	Cabo metálico número 'x'

$C\#x$	Combinação de cabos número ‘ x ’
$ \bullet $	Módulo do parâmetro em questão
$\angle\bullet$	Fase do parâmetro em questão
$Env[\bullet]$	Envoltória do parâmetro em questão
$\Re\{\bullet\}$	Parte real do parâmetro em questão
$\Im\{\bullet\}$	Parte imaginária do parâmetro em questão
$\hat{\bullet}$	Estimativa do parâmetro em questão
Δ	Erro percentual
\forall	Para todo
Δ_{cc}	Erro percentual relacionado à impedância de entrada em curto-circuito
$X(f)$	Transformada de Fourier do sinal transmitido
$Y(f)$	Transformada de Fourier do sinal recebido
$N(f)$	Transformada de Fourier do ruído aditivo
$X(f_i)$	Transformada de Fourier do sinal transmitido no subcanal i
$Y(f_i)$	Transformada de Fourier do sinal recebido no subcanal i
$N(f_i)$	Transformada de Fourier do ruído aditivo no subcanal i
$H(f_i)$	Função de transferência do subcanal i
B_i	Capacidade máxima de transmissão do subcanal i
B_{enlace}	Capacidade máxima de transmissão do enlace metálico
$h(t)$	Resposta ao impulso
v_p	velocidade média de propagação do sinal no meio considerado
S_{11}^{∞}	Parâmetro de espalhamento na porta 1 com a ponta remota em circuito-aberto
MHz	Megahertz
dB	Decibel
p_{tom}	Percentual de enlaces com desvio maior que 3 dB em ao menos um tom DSL

Sumário

1	INTRODUÇÃO	p. 23
1.1	Cabos metálicos e o acesso em banda larga	p. 23
1.2	Objetivo e escopo do trabalho	p. 24
1.3	Nota sobre a diferença entre função de transferência e resposta em frequência	p. 25
1.4	Composição do trabalho e convenções adotadas	p. 26
2	QUALIFICAÇÃO DE ENLACES	p. 27
2.1	A rede telefônica pública comutada	p. 27
2.1.1	Introdução	p. 27
2.1.2	Soluções de engenharia para a otimização do serviço de voz . . .	p. 29
2.1.2.1	Mudança de bitola ao longo do percurso	p. 30
2.1.2.2	Bobinas de pupinização	p. 30
2.1.2.3	Derivações	p. 30
2.2	Linha digital do assinante	p. 31
2.2.1	Fundamentos	p. 31
2.2.2	Consequências das soluções de engenharia para o DSL	p. 34
2.3	Métodos de qualificação de enlace	p. 35
2.3.1	Introdução	p. 35
2.3.2	Métodos baseados em dados geográficos	p. 36
2.3.3	Métodos baseados no comprimento	p. 36
2.3.4	Métodos baseados na topologia	p. 37
2.3.5	Métodos baseados na atenuação	p. 38
2.3.6	Trabalhos relacionados	p. 39

2.4	Conclusão	p. 42
3	MODELAGEM DE ENLACES METÁLICOS	p. 43
3.1	Introdução	p. 43
3.2	Quadripolos	p. 44
3.2.1	Fundamentos	p. 44
3.2.2	Parâmetros de impedância, admitância e ABCD	p. 45
3.3	Reciprocidade e simetria de quadripolos	p. 48
3.4	Relação entre a teoria de quadripolos e a de linhas de transmissão . . .	p. 50
3.5	Modelos de cabo e simulação de enlaces metálicos	p. 52
3.6	Conclusão	p. 54
4	MÉTODO PROPOSTO	p. 56
4.1	Introdução	p. 56
4.2	Forma geral do método proposto	p. 57
4.2.1	Introdução	p. 57
4.2.2	Modelagem proposta	p. 58
4.2.3	Especialização do método para enlaces metálicos	p. 60
4.3	Análise da assimetria de enlaces metálicos	p. 63
4.3.1	Introdução	p. 63
4.3.2	Comportamento da impedância de entrada em altas frequências	p. 64
4.3.3	Classes de assimetria	p. 66
4.3.4	Definição de valor sub-ótimo para a assimetria	p. 68
4.4	Estimativa da impedância de entrada em curto-circuito a partir de detecção de envoltórias	p. 70
4.4.1	Introdução	p. 70
4.4.2	Fundamentação teórica	p. 71
4.4.3	Estimador de impedância de entrada em curto-circuito	p. 74

4.4.4	Propagação de erros na estimativa da impedância de entrada em curto-circuito	p. 76
4.5	Possíveis aplicações do método proposto	p. 77
4.5.1	Determinação da capacidade do canal	p. 77
4.5.2	Determinação do comprimento total do enlace	p. 79
4.6	Conclusão	p. 79
5	RESULTADOS E ANÁLISE	p. 80
5.1	Introdução	p. 80
5.2	Aplicação da forma geral do método proposto	p. 80
5.2.1	Fases de avaliação	p. 80
5.2.2	Comparação de referência	p. 82
5.2.3	Avaliação extensiva	p. 85
5.2.3.1	Descrição do procedimento adotado	p. 85
5.2.3.2	Condições gerais para a coleta de estatísticas	p. 86
5.2.3.3	Análise dos resultados	p. 88
5.2.4	Avaliação em laboratório	p. 90
5.3	Aplicação da forma geral do método proposto conjuntamente com o estimador de impedância em curto-circuito	p. 95
5.4	Conclusão	p. 97
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	p. 99
6.1	Aderência do trabalho aos objetivos definidos	p. 99
6.2	Conclusões sobre a eficácia e aplicabilidade do método proposto	p. 100
6.3	Contribuições do trabalho	p. 101
6.4	Produção científica associada	p. 101
6.5	Trabalhos futuros	p. 102
	Referências Bibliográficas	p. 104

APÊNDICE A - <i>Setups</i> e procedimento de medição adotados	p. 109
A.1 Grandezas medidas	p. 109
A.2 Equipamentos utilizados	p. 109
A.3 Descrição geral do processo de medição	p. 110

1 INTRODUÇÃO

1.1 Cabos metálicos e o acesso em banda larga

As redes telefônicas fixas são uma das redes de telecomunicações com maior capilaridade e onipresença, fruto de investimentos ao longo de décadas. Até hoje, o acesso a esse tipo de serviço telefônico se dá principalmente através de cabos metálicos de pares trançados, apesar de outras formas de acesso também serem utilizadas em menor proporção – como sistemas sem fio (*e.g.*, *wireless local loop*).

Com advento das comunicações móveis e sua promessa de mobilidade irrestrita, as redes telefônicas começaram a perder importância na prestação do serviço básico de voz. Não obstante, a onipresença dessas redes legadas sugeria um grande potencial na disponibilização de outros serviços além do serviço de voz. Ventos favoráveis sopraram novamente com o desenvolvimento da tecnologia *digital subscriber line* (DSL), que tem por objetivo explorar todo o potencial de transmissão dos cabos metálicos que ligam os assinantes às centrais telefônicas. Com o DSL, agora era possível oferecer acesso em banda larga através dos cabos metálicos convencionais, dando vazão a crescente demanda por conteúdos e serviços multimídia, popularizados pela Internet.

Atualmente, o DSL é a tecnologia de banda larga líder de mercado, tanto a nível mundial quanto nacional. Pesquisas revelam que o número mundial de usuários de banda larga no segundo trimestre de 2011 alcançou 557 milhões, onde quase 63% deste total utilizam o DSL [1]. Dados oficiais da agência nacional de Telecomunicações (ANATEL) indicam que a tecnologia DSL responde por mais de 58% do mercado brasileiro de banda larga fixo [2].

Este ‘ressurgimento’ dos cabos metálicos no contexto das comunicações em banda larga é benéfico às operadoras, pois as mesmas podem oferecer novos serviços através da infraestrutura de acesso já existente. Por outro lado, essa mesma infraestrutura pode ser considerada um ambiente heterogêneo, apesar de ser essencialmente composta por cabos metálicos. Cabos antigos (já sofrendo ação do tempo) e cabos novos (com padrões de fabricação mais rígidos) coexistem na mesma planta metálica. Além disso, interferência

externa advinda de enlaces próximos (diafonia) e de outros sistemas como rádio amador, e soluções de engenharia visando à otimização do serviço de voz podem ser grandes entraves ao DSL. A consequência da união desses fatores é que os enlaces telefônicos podem apresentar capacidades de transmissão bem distintas uns dos outros. Assim sendo, uma implantação maciça e consistente do DSL sob uma dada planta metálica requer um diagnóstico prévio dos enlaces de forma que a operadora tenha um perfil da mesma. Neste diagnóstico, busca-se principalmente mensurar a real capacidade de transmissão de cada enlace com a maior exatidão possível. No jargão DSL, esse diagnóstico é chamado **qualificação de enlaces**. Quando a qualificação de enlaces é realizada antes da implantação de qualquer serviço DSL, a mesma é comumente chamada **pré-qualificação**.

1.2 Objetivo e escopo do trabalho

A teoria de Shannon [3] nos mostra que a capacidade de transmissão de um canal de comunicação está intimamente ligada à sua função de transferência – parâmetro com valor complexo que descreve como o canal afeta o sinal transmitido. Portanto, o diagnóstico consistente sobre a capacidade de um dado enlace telefônico depende da determinação de sua função de transferência.

Do ponto de vista experimental, a função de transferência é mensurada a partir da comunicação entre equipamentos localizados nas pontas do enlace, pois esse parâmetro é expresso pela razão entre a saída (sinal recebido) e a entrada (o sinal enviado) do enlace telefônico. Esse fato tem impacto direto nos custos de pré-qualificação dos enlaces, pois não havendo equipamento apropriado na casa do assinante, um técnico deverá ser enviado a essa localidade. Consequentemente, as operadoras têm buscado formas de determinar a função de transferência dos enlaces a partir de informações coletadas somente na central telefônica, sem redução significativa da eficiência do processo de qualificação.

Do ponto de vista de simulação, a função de transferência pode ser estimada a partir do conhecimento da topologia do enlace (ou seja, comprimento total, tipo de cabos usados, número de seções, etc.), aplicando modelos matemáticos que descrevem o comportamento dos parâmetros elétricos dos cabos que constituem o enlace – os chamados modelos de cabo. Por outro lado, o conhecimento da topologia nem sempre é uma informação factível, pois os registros das operadoras não são atualizados adequadamente. Além disso, os métodos desenvolvidos para a identificação da topologia de enlaces, em sua maioria, são sofisticados e em alguns casos de alto custo computacional. Outros necessitam de informações obtidas a partir da comunicação de equipamentos em ambas as pontas do enlace sob teste para alcançarem o nível de exatidão requerido – o que não se justifica do ponto de vista da pré-qualificação.

Nesse contexto, o objetivo deste trabalho é **propor um método de determinação da função de transferência de enlaces metálicos que não necessite de conhecimento prévio da topologia, que utilize somente informações coletadas na central telefônica e que não necessite de intervenção humana na localidade do assinante.**

Especificamente, três temas principais foram investigados ao longo do desenvolvimento do método proposto, a saber:

- modelagem dos enlaces metálicos a partir da teoria de quadripolos e dos conceitos de reciprocidade e simetria;
- estudo sobre a assimetria de enlaces metálicos;
- estudo sobre a determinação da impedância de entrada em curto-circuito a partir da impedância de entrada em circuito-aberto e vice-versa.

Os dois primeiros temas estão associados ao desenvolvimento e à aplicabilidade da forma geral do método proposto, a qual utiliza duas medições realizadas na central e uma estimativa da assimetria para determinar a função de transferência do enlace sob teste.

O terceiro tema permitiu a flexibilização da forma geral do método de forma a utilizar uma única medição realizada na central, sem qualquer intervenção humana na localidade do assinante. Tecnicamente falando, a partir de uma medição de impedância feita na central com o fone do assinante no gancho.

É importante também frisar que o método proposto tem como foco de aplicação a fase de pré-qualificação de enlaces.

1.3 Nota sobre a diferença entre função de transferência e resposta em frequência

O termo ‘função de transferência’ é comumente usado por engenheiros para descrever a razão entre entrada e saída de um sistema no domínio da frequência – ou a transformada de Fourier da resposta ao impulso. Apesar disso, é importante notar que essa terminologia está tecnicamente incorreta. Estritamente falando, a função de transferência de um sistema é definida no domínio s , através da transformada de Laplace. O termo apropriado para descrever a razão de interesse seria ‘resposta em frequência’, visto que esse termo tecnicamente descreve a razão das transformadas de Fourier da entrada e da saída de um sistema. Portanto, para evitar mal-entendidos, vale sempre ter em mente que a função

de transferência se relaciona com a transformada de Laplace enquanto que a resposta em frequência se relaciona com a transformada de Fourier [4].

Esse erro de terminologia é também muito presente na literatura relacionada ao DSL, como em [5–7], somente para citar alguns trabalhos. Por conta desse fato associado à produção científica sobre DSL, usar-se-á o termo ‘função de transferência’ ao longo de todo este trabalho para designar a razão, no domínio da frequência, entre entrada e saída de um enlace metálico (foco principal desta tese de doutorado). Esse erro intencional de terminologia tem por objetivo evitar confusões e dúvidas por parte do leitor que se interesse em ler artigos científicos sobre DSL, sem incorrer em perda de generalidade do método proposto no presente trabalho.

1.4 Composição do trabalho e convenções adotadas

O restante deste trabalho está organizado em cinco capítulos. O Capítulo 2 aborda a qualificação de enlaces; técnicas utilizadas e trabalhos relacionados na área. Nesse contexto, o capítulo também apresenta os fundamentos da rede telefônica e da tecnologia DSL. Na sequência, o Capítulo 3 aborda a metodologia de análise de linhas de transmissão sob a óptica da teoria de quadripolos, fornecendo a fundamentação básica necessária para o entendimento do método proposto, que é apresentado no Capítulo 4. Em especial, o Capítulo 4 descreve o modelamento geral proposto da função de transferência, um estudo sobre a assimetria de enlaces telefônicos e suas implicações no método proposto, e como o método proposto pode ser flexibilizado de forma a utilizar uma única medição realizada na central, sem qualquer intervenção humana na localidade do assinante. O Capítulo 5 apresenta o processo de avaliação do método proposto, bem como os resultados obtidos e sua análise enquanto o Capítulo 6 apresenta as considerações finais e trabalhos futuros. Um apêndice complementa o presente trabalho, com os *setups* de medição utilizados nos experimentos em laboratório.

Algumas convenções são utilizadas na parte textual deste trabalho. O negrito é utilizado para destacar termos e frases de interesse, incluindo o título das seções. As aspas simples (‘’) servem tanto para destacar termos e frases quanto para indicar o sentido figurado de alguma palavra. Finalmente, as palavras e termos em língua estrangeira sempre são grafados em itálico.

2 QUALIFICAÇÃO DE ENLACES

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma visão geral sobre o processo de qualificação de enlaces metálicos: conceituação, tipos de métodos empregados bem como as soluções propostas na literatura. No entanto, é necessário abordar primeiramente as peculiaridades da infraestrutura telefônica bem como da tecnologia DSL a fim de que o leitor possa entender as motivações técnicas para a aplicação da qualificação de enlaces.

2.1 A rede telefônica pública comutada

2.1.1 Introdução

Nos primórdios da telefonia, as conexões entre assinantes eram ponto-a-ponto. Ou seja, cada assinante tinha quantas linhas e aparelhos fossem seus contatos. A primeira revolução ocorreu com a adoção de equipamentos de comutação localizados numa central, para onde as linhas convergiam, formando uma configuração em estrela onde a conexão entre os assinantes era centralizada [8]. Atualmente, a rede telefônica pública tem uma estrutura complexa e hierarquizada; indo de uma simples central local, servindo uma área urbana, até centrais de grande porte, responsáveis pela comunicação entre várias centrais.

Os entroncamentos que interligam as centrais sofreram mudanças substanciais ao longo dos anos. Atualmente, os mesmos são formados por *links* ópticos e até mesmo de satélite [8]. Antagonicamente, a parte da rede telefônica que se estende das centrais locais até os assinantes, chamada **rede de acesso**, sofreu poucas mudanças desde sua concepção, sendo composta basicamente por cabos metálicos de pares trançados. Especificamente, a rede de acesso constitui-se da central local, do cabeamento externo e do cabeamento interno. A central comporta o equipamento de comutação e um distribuidor geral (DG), que é a interface entre o comutador e a rede externa. A rede externa é formada por cabos de cobre conectados entre si. Os cabos de alimentação originam-se na central, tendo de centenas a dezenas de milhares de pares trançados. Esses cabos vão até

um ponto de distribuição de uma dada área, onde seus pares são ‘divididos’ e conectados a cabos de menor porte, chamados cabos de distribuição. Os cabos de distribuição, por sua vez, seguem até um ponto de distribuição local, onde seus pares são conectados a fios externos que se ligam às respectivas casas dos assinantes. Os fios externos diferem dos cabos telefônicos, não sendo trançados e com isolamento distinto. A partir do ponto de conexão dentro da casa do assinante, têm-se os fios internos, que são os fios que se conectam ao aparelho telefônico e extensões. Cada cabeamento que conecta um assinante à central é chamado de **enlace telefônico** ou **local**. A Figura 1 ilustra uma rede de acesso enquanto as Tabelas 1 e 2 descrevem os cabos tipicamente usados nas redes externas brasileiras.

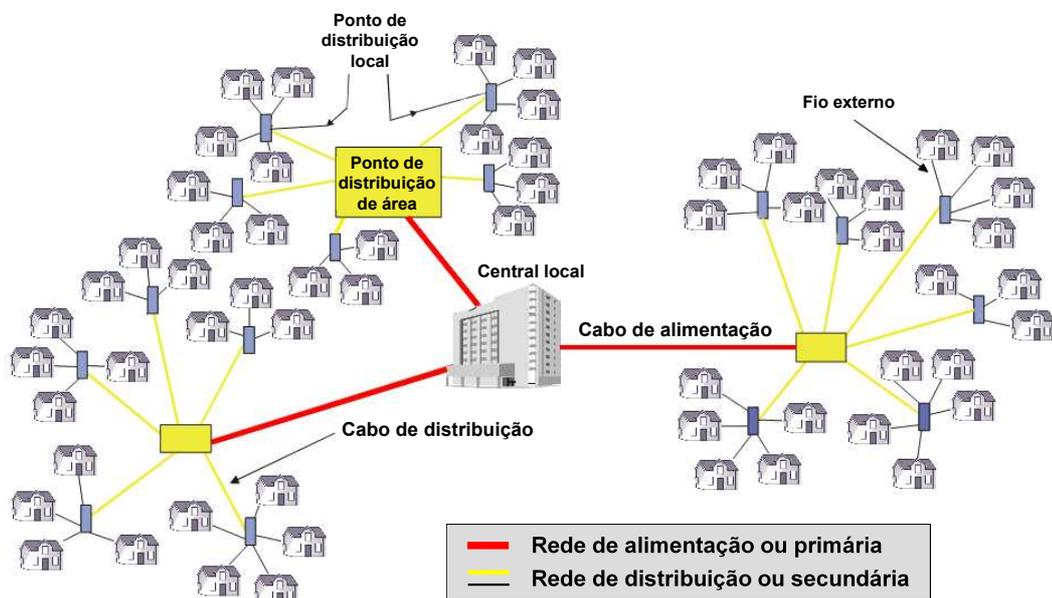


Figura 1: Ilustração de uma rede de acesso telefônica.

Tabela 1: Características de aplicação e especificação dos cabos telefônicos CT, CTS e CTP.

Cabo	Aplicação	Especificação
CT-APL	Rede externa como cabo primário, instalado em dutos	Telebrás 235.320.703
CTS-APL	Rede externa como cabo primário, instalado em dutos subterrâneos ou diretamente enterrados	Telebrás 235.320.714
CTS-APL-G		
CTP-APL	Rede externa como cabo secundário, instalado em dutos subterrâneos ou linhas aéreas	Telebrás 235.320.701
CT-APL-G		Telebrás 235.320.702
CT-APL-AS		Telebrás 235.320.704
CT-APL-SN	Armários de distribuição, caixas terminais e entradas de edifícios	Telebrás 235.320.713

Tabela 2: Dados construtivos e dimensionais dos cabos telefônicos CT, CTS e CTP.

Cabo	Condutor	Diâmetro (mm)	Número de pares	Isolamento	Capa externa
CT-APL	Cobre Nu	0,40 0,50 0,65	200 a 2400	Polietileno	APL
CTS-APL	Cobre Nu	0,40 0,50	10 a 3600	Polietileno	APL
CTS-APL-G	Cobre Nu	0,40 0,50	10 a 2400	Polietileno	APL
CTP-APL	Cobre Nu	0,40 0,50 0,65	10 a 600	Polietileno	APL
CTP-APL-G	Cobre Nu	0,40 0,50 0,65	10 a 600	Polietileno	APL
CTP-APL-AS	Cobre Nu	0,40 0,50 0,65	10 a 100	Polietileno	APL
CTP-APL-SN	Cobre estanhado	0,50	10 a 600	Polietileno	APL

Fonte: [9].

2.1.2 Soluções de engenharia para a otimização do serviço de VOZ

Um dos aspectos mais importantes para as operadoras é a área de cobertura de sua rede metálica. Como a atenuação intrínseca do meio condutor, mensurada por unidade de comprimento, é o principal fator limitante da cobertura, pode-se dizer que o que determina o atendimento de um assinante em potencial é o quão distante o mesmo está da central telefônica mais próxima.

Outro aspecto importante é a flexibilidade da planta instalada. É sempre desejável que a mesma esteja estruturada de tal forma que possa absorver mudanças sem grandes complicações, sobretudo para a maior satisfação dos assinantes.

Devido a essas questões, as operadoras buscaram formas de flexibilizar o compromisso atenuação/alcance, de modo a atender assinantes em potencial em localidades mais distantes, e de deixar sua planta o mais flexível possível a novas mudanças. A seguir são descritas algumas soluções utilizadas para lidar com tais desafios.

2.1.2.1 Mudança de bitola ao longo do percurso

A central aplica a cada enlace uma tensão contínua de -48 V que alimenta os circuitos do aparelho telefônico na localidade do assinante. Esses circuitos, no entanto, precisam de um nível mínimo de corrente para operar dentro das especificações. Por isso, a planta telefônica foi projetada tendo em vista um limite máximo (recomendado) para a resistência ôhmica dos enlaces. Como a resistência de um condutor é inversamente proporcional ao quadrado do seu diâmetro, conclui-se que o ideal é ter condutores com o maior diâmetro (bitola) possível. No entanto, isso esbarra em questões orçamentárias (maior consumo de cobre na confecção dos cabos) e estruturais (cabos mais grossos, menos espaço nos dutos e na central). A solução encontrada foi usar cabos com bitolas menores para enlaces curtos e variar as bitolas para os longos – começando com bitolas menores na central e aumentando-as progressivamente à medida que se aproxima do assinante [6, 10].

2.1.2.2 Bobinas de pupinização

O efeito capacitivo presente em um par trançado depende basicamente da distância entre os condutores e do seu comprimento. Junto com a resistência ôhmica dos condutores, esse efeito atua como um filtro RC, atenuando as frequências mais altas do canal de voz (CC até 4 kHz). Conseqüentemente, enlaces muito longos – acima de 5,5 km – apresentam baixa qualidade de recepção de voz.

Em 1900, Michael Pupin concebeu um modo de estender o alcance do serviço telefônico sem mudança significativa na atenuação do sinal. A técnica baseia-se na implantação de indutores em série, chamados de bobinas de pupinização, a intervalos regulares ao longo do enlace. Esses indutores compensam o efeito capacitivo, resultando numa atenuação praticamente constante ao longo da faixa de frequência do serviço de voz – ao custo de uma alta atenuação para frequências acima de 4 kHz.

2.1.2.3 Derivações

Derivações são seções ociosas, conectadas em paralelo a um dado enlace local, tendo a sua outra ponta desconectada. Um dos procedimentos que geram as derivações permite à operadora disponibilizar rapidamente o serviço telefônico a um novo assinante. Quando um assinante pede o cancelamento do serviço, a operadora pode fazê-lo sem inutilizar o respectivo enlace local. Caso um usuário em potencial, próximo do ex-assinante, solicite a instalação do serviço, a operadora não necessita lançar novos cabos para conectá-lo à central, basta ligar uma seção de par trançado em alguma parte do enlace local até então ocioso. A parte do enlace original que ficou desconectada será uma derivação para o novo enlace. A Figura 2 ilustra o procedimento descrito.

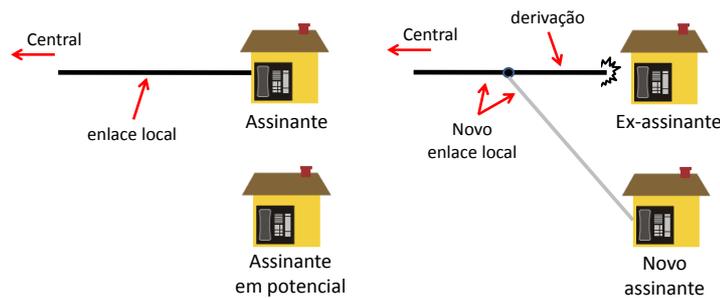


Figura 2: Exemplo de formação de uma derivação.

2.2 Linha digital do assinante

2.2.1 Fundamentos

A tecnologia DSL utiliza pares de modems em conexões dedicadas ponto-a-ponto entre cada assinante e a central. Em princípio, o que faz com que os modems DSL tenham um desempenho muito melhor do que os antigos modems analógicos é o fato do tráfego de dados na central não ser direcionado aos comutadores telefônicos, projetados para serviços de voz em faixa estreita, mas sim a um multiplexador DSL. Assim, é possível utilizar uma faixa de frequências mais larga – o que, segundo a teoria de Shannon [3], possibilita aumentar a capacidade de transmissão do canal de comunicação.

A tecnologia DSL tem muitas variantes. Por conta disso, a tecnologia é genericamente chamada de xDSL, onde o ‘x’ faz referência ao tipo de DSL. A Figura 3 apresenta os tipos de DSL existentes. Pode-se distinguir três grandes ‘famílias’ DSL: a família simétrica,¹ onde o grande representante é o *high-bit-rate digital subscriber line* (HDSL); a família assimétrica, que se adequa bem à forma como os usuários domésticos navegam na Internet (mais *downloads* que *uploads*); a família híbrida, que pode trabalhar tanto com transmissão simétrica como assimétrica. Dentre todas, a variante híbrida *very-high-speed digital subscriber line 2* (VDSL2) [11] é a mais avançada e com o melhor desempenho. Apesar disso, o *asymmetric digital subscriber line* (ADSL) [12–17] ainda é a mais popular em nível tanto nacional quanto mundial [1].

Essas famílias utilizam espectros de frequência com larguras diferentes, mas que na maioria dos casos se sobrepõem de alguma forma, como pode ser visto na Figura 4. As variantes mais recentes conseguem explorar espectros mais largos devido a técnicas de processamento de sinais e modulação mais eficientes.

Independente da família, a arquitetura ponto-a-ponto básica do DSL é a mesma, tendo como componentes principais:

¹Taxas de *upload* e *download* iguais.

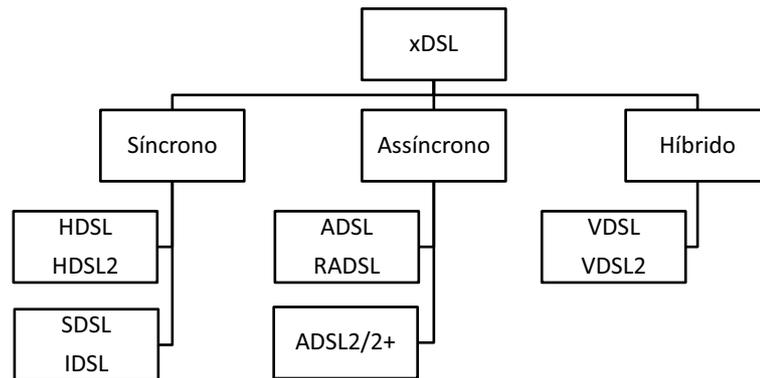


Figura 3: Famílias DSL.

Fonte: [18].

- Multiplexador de acesso DSL (*DSL Access Multiplexer* – DSLAM);
- *Transceiver* remoto, ou modem DSL.

O DSLAM contém vários *transceivers* internos e multiplexa todos os sinais de dados fornecidos por eles num *backbone* em direção a rede de dados de destino. Cada *transceiver* da central conecta-se a uma linha telefônica e, junto com o modem localizado na casa do assinante, permite a transmissão digital de dados sobre o enlace telefônico.

O DSL permite que serviços de voz e dados trafeguem simultaneamente através dos enlaces telefônicos. Para tanto, a banda até 4 kHz continua sendo usada pelo serviço de voz enquanto que o restante do espectro, a partir de 25 kHz, é utilizado pelos modems para a transmissão de dados. O espectro utilizado para a transmissão de dados é dividido

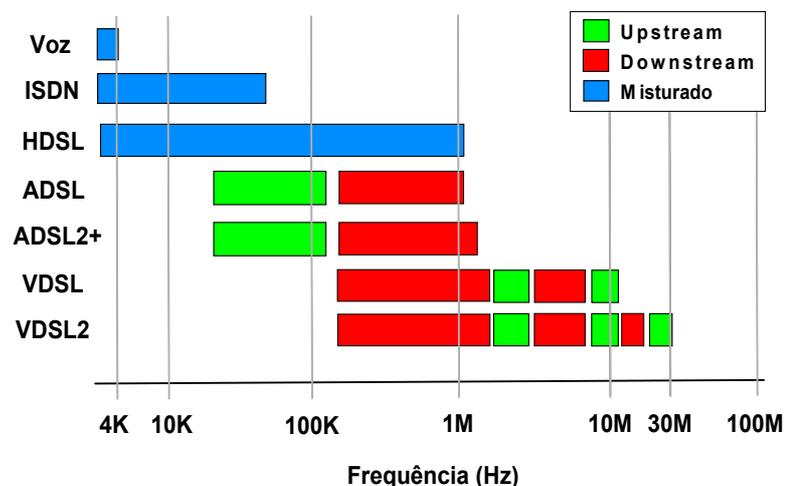


Figura 4: Espectro utilizado pelas variantes DSL em comparação ao serviço de voz e ao *Integrated Service Digital Network* (ISDN).

Fonte: [19].

em subcanais de largura de banda Δf fixa, onde aplica-se modulação por multiplexadora (*discrete multitone* - DMT) [20]. A separação dos sinais de voz e dados tanto na central como na localidade dos assinantes é em geral realizada por filtros passivos passa-baixa chamados *splitter*. A Figura 5 ilustra a arquitetura do ADSL padrão.

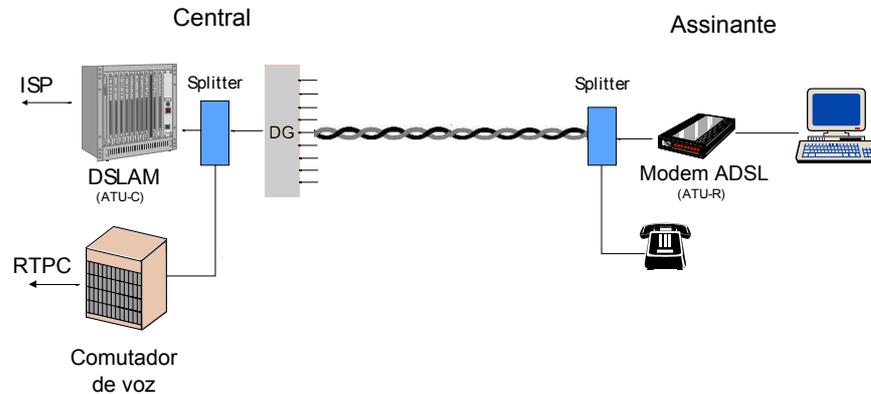


Figura 5: Arquitetura ADSL padrão.

Nota: ATU-C – ADSL *transceiver unit-central office*
 ATU-R – ADSL *transceiver unit-remote*
 DG – Distribuidor geral
 ISP – *Internet service provider*
 RTPC – Rede telefônica pública comutada

Apesar de um cabo de cobre ser tecnologicamente inferior a uma fibra óptica como meio de transmissão, o mesmo possui a vantagem de ser de fácil instalação/manutenção e não necessitar de conversão óptico-elétrica de sinais, o que reduz custos. Além disso, a velocidade no cobre têm aumentado de pelo menos uma ordem de grandeza a cada década, ao longo dos últimos 30 anos [21]. Atualmente, com apenas 2 pares trançados, utilizando VDSL2, é possível obter em laboratório taxas de 300 Mbps em cabos de até 400 m [22]. Isso graças a técnicas que possibilitam a transmissão conjunta em múltiplos pares (conhecida como *bonding* [23]), o uso de pares virtuais (conhecido como ‘modo fantasma’ [23]) e técnicas de cancelamento de ruído como *vectoring* [24, 25].

A partir deste cenário favorável ao cobre, desde 2011 o *International Telecommunication Union - Telecommunication standardization sector* (ITU-T) iniciou um projeto de pesquisa e padronização da 4ª geração dos sistemas cabeados em banda larga, denominada G.fast [26], visando oferecer banda larga com taxas de até 1 Gbps, a custos reduzidos. O G.fast objetiva principalmente fechar a lacuna entre o VDSL2 (3ª geração) e o cenário a longo prazo de *fiber-to-the-home* (FttH) [27], fazendo a ponte entre o cobre e a fibra. Para isso, a rede óptica deverá ser estendida até postes, porões, caixas de passagens, entre outros pontos de distribuição, de modo a deixar no máximo os 200 m finais da fiação telefônica já existente, onde a implantação da fibra é mais onerosa [21, 28]. A Figura 6 ilustra tal evolução.

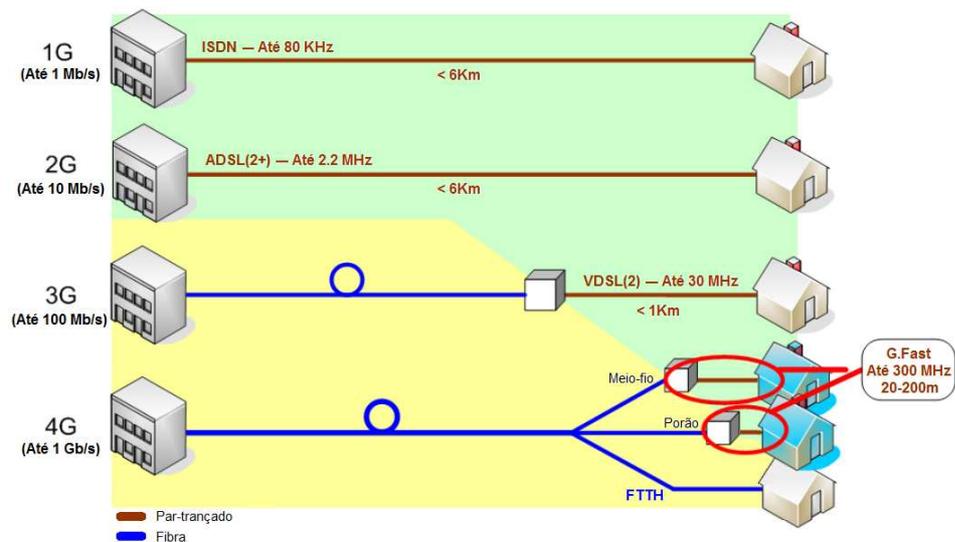


Figura 6: Gerações dos sistemas cabeados em banda larga.

Fonte: [21].

Nota: ISDN – *Integrated Service Digital Network* ou em português RDSI (Rede Digital de Serviços Integrados), tido como a tecnologia precursora do DSL.

2.2.2 Consequências das soluções de engenharia para o DSL

Como visto anteriormente, tanto o DSL quanto o serviço de voz utilizam a mesma infraestrutura. No entanto, os mesmos operam em bandas de frequência diferentes. Isso faz das soluções de problemas para o serviço de voz verdadeiros desafios ao DSL:

- as mudanças de bitolas (junção de duas seções de cabos com bitolas diferentes) formam descasamentos de impedância, resultando em reflexões indesejadas;
- as bobinas de cargas inviabilizam qualquer serviço DSL, pois aumentam significativamente a atenuação do canal para frequências acima de 4 kHz;
- a influência negativa das derivações depende da sua localização, comprimento, bitola e a banda utilizada pelo serviço em uso. A parte do sinal que entra na derivação é refletida de volta por sua terminação em aberto, provocando interferências no sinal principal. Nas frequências em que o comprimento da derivação é igual a múltiplos de um quarto do comprimento de onda do sinal principal, o sinal refletido provoca uma interferência destrutiva. A intensidade dessa interferência estará relacionada à atenuação sofrida pelo sinal refletido ao se propagar pela derivação. O acréscimo de atenuação provocada por uma derivação é ilustrado na Figura 7. Diferentemente do DSL, o serviço telefônico é tolerante a presença de derivações, dado o seu espectro de frequências limitado.

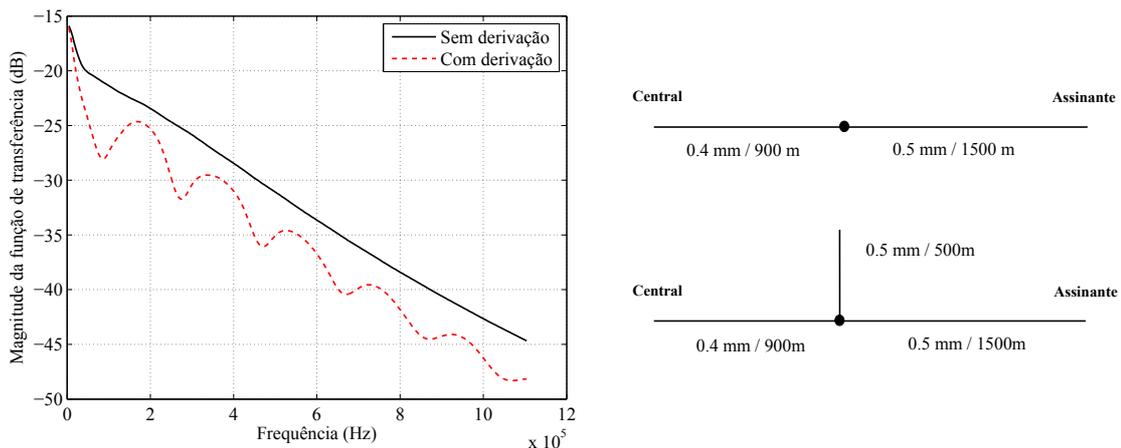


Figura 7: Efeito de uma derivação sobre a atenuação de um enlace metálico (simulação).

2.3 Métodos de qualificação de enlace

2.3.1 Introdução

O termo **qualificação de enlace** identifica todas as atividades das operadoras e instrumentos utilizados para [29]:

- avaliar se um dado serviço DSL pode ser oferecido a um assinante;
- avaliar a viabilidade de *upgrades* em um serviço já disponibilizado a um assinante.

A qualificação busca evitar falsos julgamentos acerca da capacidade de transmissão dos enlaces. Existem dois tipos: o falso negativo, onde o enlace é capaz de suportar um serviço ou *upgrade*, mas é avaliado como incapaz; e o falso positivo, onde o enlace não tem capacidade, mas é avaliado como capaz. Ambos são prejudiciais às operadoras, implicando na perda de potenciais receitas ou presunção de competência, respectivamente.

A capacidade de transmissão de um enlace depende de sua topologia e do ruído existente. Enquanto a topologia pode ser vista como um fator estático, o ruído, em contrapartida, é dinâmico. Uma maneira de lidar com o caráter variante do ruído é definir perfis conservativos [29], restringindo assim o processo de qualificação ao conhecimento da topologia. Por outro lado, como o conhecimento completo da topologia nem sempre está disponível, alguns métodos de qualificação baseiam-se na análise de variáveis que tenham alguma correlação com as características de transmissão ou topologia do enlace a fim de emitir um julgamento. Conseqüentemente, o resultado da qualificação pode variar de um simples ‘sim/não’ até informações detalhadas como, por exemplo, ‘capaz de suportar as classes de serviço de 600 kbps e de 1 mega’, dependendo do método empregado. Assim sendo, a escolha de um método de qualificação é determinada por aspectos como:

- viabilidade (tanto do ponto de vista econômico quanto técnico);
- praticidade (simplicidade na operação e interpretação dos resultados);
- exatidão (‘nível de segurança’ contra falsos julgamentos).

Os métodos de qualificação podem ser classificados em métodos baseados em **dados geográficos**, baseados no **comprimento**, baseados na **topologia** e na **atenuação**. A seguir, as principais características de cada grupo são apresentadas em detalhes.

2.3.2 Métodos baseados em dados geográficos

Os métodos baseados em dados geográficos são os mais arcaicos de todos e não fornecem informação alguma sobre a taxa de transmissão suportada pelo enlace [30]. O resultado da qualificação a partir desse tipo de método é do tipo binário (‘sim/não’). Para tanto, uma estimativa bruta do comprimento do enlace é comparada a regras de implantação do serviço DSL definidas pela operadora, de forma a emitir um julgamento sobre a provável capacidade de transmissão do enlace sob teste.

A estimativa do comprimento do enlace é obtida a partir de duas abordagens, a saber:

- Códigos postais: O sistema de códigos postais pode ser usado para determinar a distância radial entre o usuário e a central. Como a diferenciação entre usuários que têm o mesmo código postal é muito difícil, uma prática comum é associar um único ‘comprimento’ a toda área abrangida pelo código;
- Distância geográfica: Os comprimentos dos enlaces podem ser estimados a partir da distância radial R entre a central e o assinante. A premissa básica é a de que os cabos, em geral, seguem o contorno das ruas, com um percurso em ângulos retos (assumindo os quarteirões como quadrados perfeitos). Portanto, conhecendo R , é possível calcular o comprimento L do enlace a partir da expressão $L = K \times R$, onde K pode ser maior ou igual a $\sqrt{2}$ [29]. A Figura 8 ilustra essa abordagem.

Apesar de todas as suas limitações, os métodos baseados em dados geográficos ainda são utilizados, pois tem baixo custo e são simples de implantar e operar.

2.3.3 Métodos baseados no comprimento

Os métodos baseados no comprimento estimam com maior exatidão o comprimento do enlace sob teste e se valem da correlação comprimento/atenuação para estimar de maneira indireta a provável taxa de transmissão suportada pelo enlace. Para tanto, esses métodos utilizam:

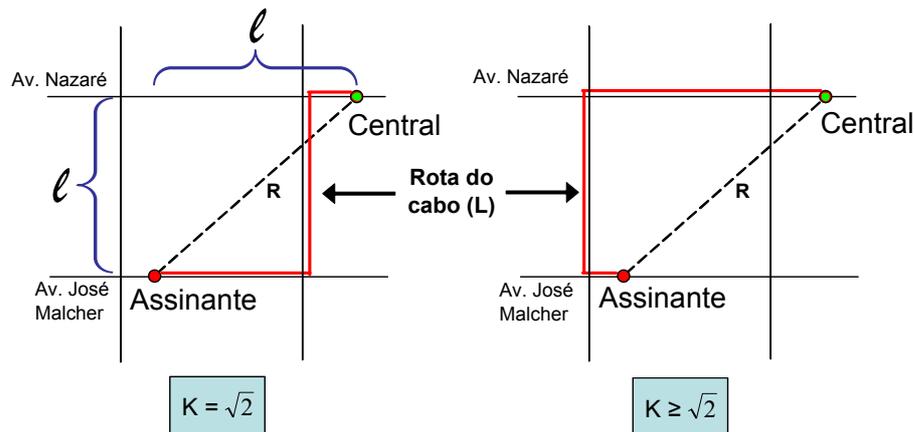


Figura 8: Exemplos de estimação do comprimento do enlace a partir da distância radial entre central e assinante.

Fonte: [29].

- Base de dados das operadoras: os registros das operadoras (quando existentes e atualizados), em geral, fornecem informações sobre o comprimento dos enlaces e, às vezes, até informações mais detalhadas sobre suas topologias;
- Testes de linha: medições realizadas na camada física do enlace.

Existem dois tipos de testes de linha (medições): aqueles realizados a partir de um única ponta do enlace, conhecidos em inglês como *Single-ended Line Testing* (SELT), e aqueles realizados através da comunicação entre equipamentos na central e na casa do assinante, conhecidos como *Dual-ended Line Testing* (DELT). A partir da análise dos dados fornecidos pelos testes de linha, o comprimento total do enlace pode ser estimado.

Mesmo sendo mais exato que os métodos baseados em dados geográficos, os métodos baseados no comprimento podem alcançar erros acima de 20 % para a taxa de transmissão [30]. Isso ocorre porque o comprimento total de um enlace, mesmo sendo determinado com exatidão, não é sempre um indicador confiável da taxa de transmissão, visto que dois enlaces de mesmo comprimento podem apresentar topologias totalmente distintas.

2.3.4 Métodos baseados na topologia

Os métodos baseados na topologia partem da premissa que a análise dos dados advindos de testes na linha possibilita a determinação não só do comprimento, mas de outras informações sobre a topologia do enlace. Cada descontinuidade² presente no enlace imprime uma ‘assinatura’ às reflexões geradas, como ilustrado na Figura 9. Isso permite a

²Uma descontinuidade é essencialmente um ponto do enlace que apresenta um descasamento de impedância. Exemplos de descontinuidades: o final da linha (terminada em algum equipamento ou não), um bobina de pupinização, uma mudança de bitola (ou seja, duas seções formam essa descontinuidade) e uma derivação (duas ou três seções formam essa descontinuidade).

identificação e caracterização dessas discontinuidades, e por consequência da topologia que gerou o conjunto de reflexões. De posse da informação sobre a topologia do enlace sob teste, é possível simular a sua função de transferência teórica. Isso é realizado através de modelos matemáticos que descrevem o comportamento de transmissão teórica de cada uma das seções de cabo identificadas (o próximo capítulo discutirá isso melhor).

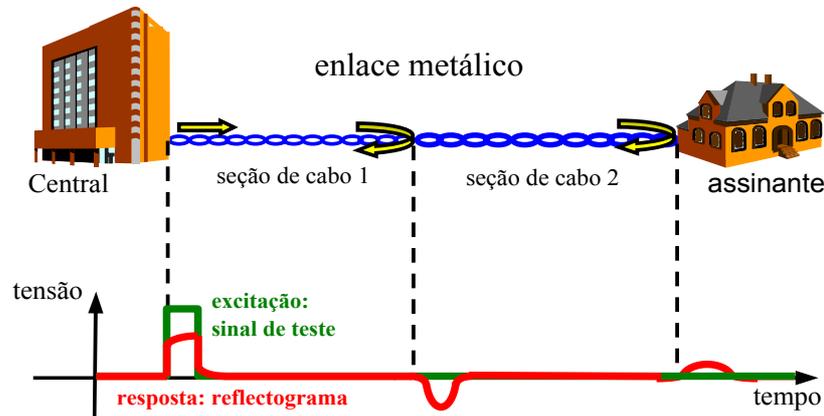


Figura 9: Ilustração das reflexões geradas por cada discontinuidade presente num enlace metálico.

Fonte: [31].

Os métodos baseados na topologia tendem a ser exatos que os outros tipos descritos anteriormente. No entanto, eles utilizam algoritmos sofisticados de interpretação, pois as reflexões do sinal de teste comumente se encontram sobrepostas no reflectograma.

2.3.5 Métodos baseados na atenuação

Os métodos baseados na atenuação visam determinar diretamente a função de transferência do enlace para daí calcular a taxa de transmissão. Consequentemente, tal tipo de método seria a melhor opção para uma operadora, por evitar passos intermediários, como a identificação da topologia do enlace, por exemplo. Por outro lado, esses métodos necessitam a rigor da realização de testes DELT. Isso pressupõe:

- um técnico na localidade do assinante para conectar um equipamento apropriado na ponta remota do enlace; ou
- que o serviço DSL já esteja instalado, havendo assim a comunicação entre o modem remoto e o DSLAM na central para coleta de dados.

Num cenário de pré-qualificação do serviço DSL, os métodos baseados na atenuação tradicionais implicam em custos adicionais indesejados às operadoras, sendo usados somente no processo de qualificação visando um futuro *upgrade* de um serviço já instalado.

2.3.6 Trabalhos relacionados

A partir da descrição dos métodos de qualificação existentes e do ponto de vista da operadora, tem-se a situação descrita a seguir. Via de regra, a função de transferência só pode ser determinada diretamente a partir da comunicação de entre equipamentos na central e na localidade do usuário (medida DELT). Esse procedimento fornece a forma mais exata de qualificação dos enlaces, mas requer o envio de técnico a campo, gerando custos adicionais num cenário de pré-qualificação. Assim, quando o DELT não é realizável ou desejável, a função de transferência dos enlaces é indiretamente determinada a partir conhecimento parcial (por exemplo, o comprimento total) ou total da topologia do enlace.

A maioria dos métodos de qualificação apresentados na literatura utilizam alguma informação *a priori* sobre a topologia do enlace sob teste ou processos de identificação da mesma. Em [5] é descrito um método de estimação da função de transferência $H(f)$ que utiliza o parâmetro de espalhamento S_{11} como técnica de medição e modelos paramétricos de $H(f)$ e S_{11} para três topologias pré-definidas. O valor ótimo dos parâmetros dos modelos é encontrado através de estimação por máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood Estimation* - MLE), onde o modelo de S_{11} para a topologia correta e as medições de S_{11} são usados para compor a função-custo do processo de otimização.³ Os parâmetros estimados a partir de S_{11} são então aplicados no modelo paramétrico da função de transferência de modo a estimá-la. Posteriormente, Vermeiren *et. al.* desenvolveram outro método [32] que usa S_{11} como medição e identifica a topologia através de um conjunto de processos bem definidos:

- Pré-processamento da medição de S_{11} para gerar sua versão no tempo $s_{11}(t)$;
- Caracterização de cada reflexão existente na curva temporal $s_{11}(t)$ – chamado de processo de extração de características;
- Análise das características das reflexões por duas redes Bayesianas seguido de um sistema determinístico baseado em regras, a fim de identificar a topologia do enlace.

A partir da topologia identificada, a função de transferência do enlace é estimada utilizando a abordagem descrita em [5]. Melhorias em alguns dos processos acima descritos foram propostas em artigos posteriores: [7, 33] para o pré-processamento do sinal medido, e [34] para o processo de extração de características. Alguns métodos baseados na topologia utilizam a reflectometria no domínio do tempo (*Time Domain Reflectometry* - TDR) como técnica de medição, como o método proposto em [35, 36], que extrai iterativamente do reflectograma a influência de cada descontinuidade presente no enlace (processo de

³Ou seja, a topologia do enlace sob teste é sempre usada como a estimativa inicial no processo de otimização.

de-embedding). Os tipos de discontinuidades são primeiramente identificados – usando uma base de dados, um modelo de linha e mínimos quadrados –, seguido da estimação do comprimento das seções. A combinação de TDR e reflectometria no domínio da frequência (*Frequency Domain Reflectometry* - FDR) também é utilizada na identificação da topologia. Em [37] é apresentado um método que emprega a combinação de TDR correlacionado (*Correlation Time Domain Reflectometry* - CTDR) e FDR na determinação da topologia do enlace. Especificamente, o reflectograma no tempo medido é usado fornecer uma estimativa bruta da topologia, através de sua interpretação. Esta estimativa é então refinada por processo de otimização utilizando desta vez um reflectograma na frequência.

Apesar dos trabalhos acima descritos reportarem resultados expressivos para os casos de teste avaliados, os mesmos apoiam-se numa abordagem multitarefas sofisticada, dependendo de um ou mais dos fatores abaixo analisados:

- A otimização é uma ferramenta muito útil na solução de problemas em geral. No entanto, independente da técnica utilizada – que pode ir desde as técnicas clássicas, baseadas em derivadas, até as mais recentes, baseadas em computação evolucionária –, questões como espaço de busca multimodal, convergência para mínimos/máximos locais, configuração de parâmetros da otimização e definição de restrições para espaço de busca podem determinar o sucesso ou não do processo de otimização;
- Os modelos de linha são modelos paramétricos que fornecem valores nominais para os parâmetros primários ou secundários de uma seção de cabo, de acordo com sua bitola. Tais modelos são descritos em recomendações dos órgãos de padronização da tecnologia DSL [38, 39]. Os parâmetros dos modelos são calculados através de ajuste de curvas entre o modelo e um dado conjunto de medições [39]. No entanto, os valores nominais discriminados nas recomendações podem não oferecer um ajuste perfeito a medições realizadas em qualquer cabo, visto que os valores reais dos parâmetros podem variar até mesmo de um par trançado para outro de um mesmo cabo. Esse desvio intrínseco pode ‘enganar’ métodos que utilizam a comparação entre curvas teóricas e medições para inferir sobre a possível topologia do enlace – como em [35]. Além disso, a maioria dos modelos são empíricos ou semi-empíricos,⁴ alguns apresentando um comportamento não-causal no domínio do tempo [40];
- O pré-processamento de um sinal pode envolver uma ou mais fases, como por exemplo, aplicação de ganho, filtragem, extração de ruído, etc. No caso específico do último método baseado na topologia descrito acima, o pré-processamento envolve, entre outras fases, a estimação de uma nova impedância de base para o sinal me-

⁴Exceção feita ao VUB0, que é um modelo físico e causal.

dido,⁵ visando compensar o descasamento de impedância entre a entrada do enlace e o equipamento de medição. Essa mudança de base gera uma nova curva de S_{11} que apresentará somente as reflexões referentes às descontinuidades ao longo da linha (ou seja, aumenta-se a resolução dessas reflexões.). O valor ótimo (ideal) da impedância de base é a impedância característica da primeira seção. Como essa informação não é sempre factível – sobretudo quando o enlace é formado por várias seções –, é feito uma aproximação através da impedância de entrada gerada a partir do modelo de linha VUB0 [41,42]. Ou seja, esse valor de impedância é um valor sub-ótimo. Outra fase é a remoção do *aliasing* presente em $s_{11}(t)$. Isso ocorre porque a duração das reflexões é em geral maior do que o período de amostragem utilizado em sistemas xDSL (4,3125 kHz entre subcanais, resultando num período de 232 microssegundos). Para remoção do *aliasing*, é necessário uma função que modele o final das reflexões (*tail*) para qualquer topologia – o que não é uma tarefa trivial, dado o conjunto de possíveis topologias que podem existir. Adota-se então uma função exponencial como aproximação;

- Um reflectograma no tempo é o produto de um número desconhecido de reflexões (ecos), algumas sobrepostas, outras atenuadas. Isso ocorre devido aos efeitos intrínsecos de atenuação e dispersão do meio condutor. Como consequência, a determinação temporal precisa do início e fim de cada reflexão e o reconhecimento do tipo de descontinuidade que a gerou, na maioria dos casos, é uma tarefa árdua e sujeita a julgamentos errôneos. Apesar disso, existem bons trabalhos propondo formas confiáveis de identificar os ecos presentes num reflectograma, como em [43];
- Mesmo que a determinação do tempo de chegada da reflexão seja precisa, o cálculo do comprimento das seções depende da velocidade de propagação (VoP) do sinal no meio condutor. Adota-se como velocidade média de propagação num par trançado 65 % da velocidade da luz no vácuo [44]. No entanto, rigorosamente falando, diferentes cabos tem diferentes VoPs. Além disso, temperatura, umidade, envelhecimento do cabo e outros fatores podem alterar a VoP.

Todos esses fatores podem levar a erros se propagando em cascata em métodos onde um processo dependa de seu anterior, a resultados não-factíveis, e num aumento natural da complexidade e/ou do tempo de processamento do método como um todo. Além disso, existem estudos [45] que mostram que em certas circunstâncias, dois enlaces com topologias diferentes podem apresentar reflectogramas iguais, ou seja, nem todos os enlaces podem ser univocamente identificados a partir somente de medições SELT (*e.g.*, TDR).

⁵A impedância de base inicial é a carga utilizada no processo de calibração, em geral uma carga resistiva de 100 Ω .

Outro ponto digno de comentário é o fato de alguns métodos de identificação de topologia terem como foco de aplicação um cenário de pós-qualificação, uma vez que utilizam a função de transferência do enlace como sinal de análise [46, 47]. Isso corrobora ainda mais para a necessidade de um método de determinação da função de transferência que não necessite passos intermediários ou informação *a priori*.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram abordadas as principais características da tecnologia DSL bem como da infraestrutura utilizada pela mesma para prover acesso em banda larga: a rede metálica telefônica. Foram também discutidas as principais consequências impostas ao DSL por utilizar essa rede legada. Os principais tipos de métodos de qualificação de enlaces existentes e as soluções técnicas propostas na literatura foram também abordados, indicando a necessidade real de métodos que possam determinar a função de transferência a partir de medições SELT, de forma mais simplificada e sem passos intermediários.

No próximo capítulo, a modelagem comumente utilizada para descrever as características de transmissão dos enlaces será apresentada com maiores detalhes, bem como a simulação de parâmetros como a impedância de entrada e função de transferência a partir da topologia dos enlaces.

3 MODELAGEM DE ENLACES METÁLICOS

3.1 Introdução

Como visto anteriormente, um enlace telefônico é composto por seções de cabos metálicos conectados em série (seção serial) ou em paralelo (derivações). Idealmente, cada seção é considerada uma linha de transmissão uniforme e homogênea.¹

Na abordagem clássica, uma linha de transmissão uniforme e homogênea é modelada como um conjunto de trechos infinitesimais em série, onde os seus parâmetros primários – resistência, indutância, capacitância e condutância – são considerados concentrados. Isso permite aplicar a teoria de circuitos de tal forma que a tensão e a corrente num dado ponto da linha podem ser descritas por equações diferenciais parciais. A partir da solução dessas equações, várias interpretações físicas sobre a linha podem ser derivadas.

A teoria de quadripolos pode ser usada como abordagem alternativa, sobretudo evitando o uso de equações diferenciais. Além disso, a abordagem por quadripolos permite que a análise se dê naturalmente no domínio da frequência, simplificando o estudo de características da linha dependentes da frequência [49, 50].

Independente da abordagem adotada, tal modelagem permite a simulação do comportamento elétrico de enlaces telefônicos a partir dos parâmetros dos cabos que os constituem. Há muito os comitês de padronização ligados à tecnologia DSL vêm encorajando estudos sobre a rede metálica com o intuito de desenvolver modelos para os cabos existentes. Atualmente, existem vários modelos para os cabos metálicos que permitem a simulação de enlaces telefônicos da faixa CC até dezenas de megahertz [38].

Sendo assim, o presente capítulo apresenta os conceitos relacionados à teoria de quadripolos que servem de base à proposição desta tese. Também é apresentado como se realiza a simulação de enlaces telefônicos a partir de sua topologia e de modelos de cabos.

¹A área da seção transversal de uma linha uniforme é invariável ao longo de todo o comprimento. Uma linha é dita homogênea se as propriedades elétricas e magnéticas do meio em volta dos condutores são os mesmos em qualquer ponto [48].

3.2 Quadripolos

3.2.1 Fundamentos

Quadripolo é a abstração de um sistema ou arranjo de circuitos/componentes qualquer, onde o foco da análise está na relação das grandezas associadas às suas portas de acesso. Um quadripolo tem duas portas; uma onde o sinal é aplicado (porta de entrada) e outra onde o sinal é coletado (porta de saída). Uma porta é definida como um par de terminais onde as correntes sejam iguais [50, 51]. Dado seu caráter genérico, um quadripolo pode representar desde um simples *ladder* até transformadores e linhas de transmissão.

A ideia central da teoria de quadripolos é relacionar as tensões e correntes terminais nas portas de entrada (V_1 e I_1) e saída (V_2 e I_2),² onde as mesmas são dependentes da frequência. Essa relação se dá de modo que duas das grandezas associadas às portas do quadripolo (grandezas dependentes) estejam em função das outras duas restantes (grandezas independentes). Os termos que relacionam linearmente essas grandezas são chamados **parâmetros**. Dessa forma, conhecendo-se os parâmetros que modelam o quadripolo, o mesmo pode ser analisado como uma ‘caixa preta’, não importando como ele seja constituído [51, 52]. A Figura 10 mostra a representação genérica de um quadripolo com as convenções adotadas neste trabalho para as correntes e tensões terminais.

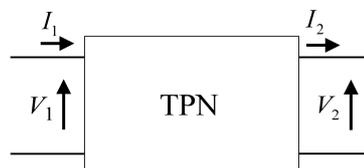


Figura 10: Representação genérica de um quadripolo indicando a convenção adotada para as correntes e tensões terminais.

Fonte: [50].

Existem sete conjuntos de parâmetros: impedância (Z), admitância (Y), híbrido (h), híbrido inverso (g), espalhamento (S), transmissão ou ABCD (T) e transferência (θ) [6].

Para que um sistema seja descrito através dos conjuntos de parâmetros, algumas limitações são impostas: o sistema só deve conter elementos passivos e lineares; não pode haver fontes independentes; as condições iniciais devem ser nulas [51].

A seguir, os conjuntos de parâmetros utilizados no presente trabalho serão apresentados, enfocando aspectos relacionados à qualificação de enlaces sempre que for conveniente. Além disso, os conceitos de reciprocidade e simetria de um quadripolo são abordados, bem como suas implicações nos conjuntos de parâmetros.

²Os parâmetros de espalhamento e transferência relacionam sinais incidentes e refletidos.

3.2.2 Parâmetros de impedância, admitância e ABCD

Os conjuntos de parâmetros de impedância e admitância têm um apelo bastante intuitivo, pois são facilmente associados às clássicas leis das malhas e dos nós, respectivamente. Esses parâmetros apresentam a seguinte nomenclatura:

$$\mathbf{X}_{ab} ,$$

onde:

\mathbf{X} representa o conjunto de parâmetros em questão;

a representa a porta no qual o sinal é coletado;

b representa a porta no qual o sinal é injetado.

O conjunto de parâmetros de impedância tem como grandezas independentes as correntes em ambas as portas e como grandezas dependentes as tensões em ambas as portas. Matricialmente falando, esses parâmetros são expressos da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

onde z_{11} e z_{22} são as chamadas impedâncias de circuito aberto enquanto z_{21} e z_{12} são as chamadas transimpedâncias de circuito aberto. Ou seja, [51]

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & z_{12} &= - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & z_{22} &= - \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Como z_{11} é a razão entre a tensão e a corrente na porta 1 quando a porta 2 está em aberto, esse parâmetro também pode ser denominado como a impedância de entrada do quadripolo em circuito-aberto. Conclusão similar se aplica ao parâmetro z_{22} . Além disso, esses dois parâmetros dizem respeito à injeção e coleta de um dado sinal na mesma porta. Conseqüentemente, z_{11} e z_{22} podem ser classificados como parâmetros de uma porta (SELT), do ponto de vista da qualificação de enlacs. Utilizando o mesmo raciocínio, verifica-se que z_{12} e z_{21} são parâmetros de duas portas (DELT).

A equação (3.1) é válida tanto para corrente contínua quanto para corrente alternada. Para corrente e tensões alternadas senoidais, I e V são as respectivas transformadas de Laplace de $i(t)$ e $v(t)$ e as impedâncias são valores complexos [51].

O conjunto de parâmetros de admitância tem como grandezas independentes as tensões

e como grandezas dependentes as correntes, sendo expresso por ³

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde y_{11} e y_{22} são as chamadas admitâncias de curto-circuito enquanto y_{21} e y_{12} são as chamadas transadmitâncias de curto-circuito. Ou seja [51]:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ y_{21} &= -\left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & y_{22} &= -\left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (3.4)$$

É possível notar que y_{11} é a razão entre a corrente e tensão na porta 1 quando a porta 2 está em curto. Então, de maneira análoga aos parâmetros de impedância, y_{11} também pode ser denominado como o inverso da impedância de entrada do quadripolo em curto-circuito. Conclusão similar pode ser obtida para o parâmetro y_{22} . Do ponto de vista da qualificação de enlacs, y_{11} e y_{22} podem ser classificados como parâmetros SELT enquanto que y_{12} e y_{21} podem ser classificados como parâmetros DELT.

O conjunto de parâmetros de transmissão ou ABCD se mostra uma ferramenta eficiente na modelagem de sistemas de comunicação em geral. Esse conjunto relaciona linearmente as grandezas terminais na porta de saída com as grandezas terminais na porta de entrada da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

onde A é o ganho reverso de tensão com a porta 2 em aberto, C é a transimpedância com a porta 2 em aberto, B é transimpedância com a porta 2 em curto e D é o ganho reverso de corrente com a porta 2 em curto. Ou seja,

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (3.6)$$

A propriedade que torna os parâmetros ABCD úteis na análise de sistemas de comunicação é a chamada regra da cadeia. Ela pode ser definida como: **para uma dada rede composta por vários estágios, a matriz ABCD que caracteriza a rede como um**

³Para os parâmetros de impedância e admitância, as correntes são tradicionalmente definidas como positivas quando adentram o quadripolo, em contraposição à convenção mostrada na Figura 10. Isso explica porque a corrente I_2 é tida como negativa em (3.1) e (3.3).

todo será o produto das matrizes de cada estágio. A Figura 11 ilustra essa propriedade. A regra da cadeia permite a síntese de um conjunto de quadripolos em cascata e aplica-se ao cálculo da matriz ABCD geral tanto no sentido direto quanto reverso.

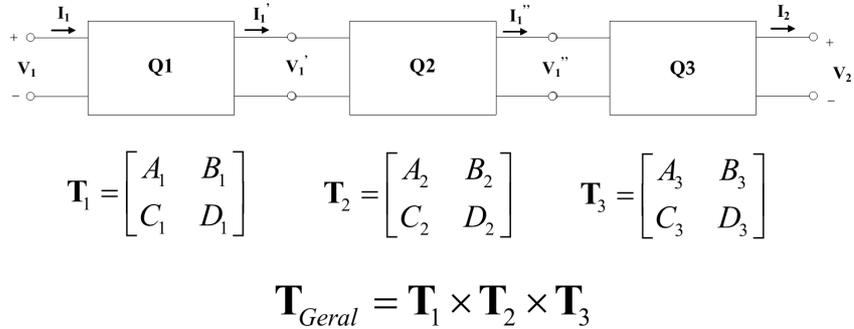


Figura 11: Aplicação da regra da cadeia no cálculo da matriz transmissão geral no sentido direto de uma rede composta por três quadripolos em série.

Dado que cada conjunto de parâmetros relaciona de alguma forma as mesmas grandezas, um dado conjunto pode ser convertido em outro qualquer. A Tabela 3 apresenta a conversão entre os conjuntos de parâmetros descritos anteriormente.

Tabela 3: Conversão entre os parâmetros de impedância, admitância e ABCD.

	\mathbf{Z}		\mathbf{Y}		\mathbf{T}	
\mathbf{Z}	z_{11}	z_{12}	$\frac{y_{22}}{\det(\mathbf{Y})}$	$-\frac{y_{12}}{\det(\mathbf{Y})}$	$\frac{A}{C}$	$\frac{\det(\mathbf{T})}{C}$
	z_{21}	z_{22}	$-\frac{y_{21}}{\det(\mathbf{Y})}$	$\frac{y_{11}}{\det(\mathbf{Y})}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{D}{C}$
\mathbf{Y}	$\frac{z_{22}}{\det(\mathbf{Z})}$	$-\frac{z_{12}}{\det(\mathbf{Z})}$	y_{11}	y_{12}	$\frac{D}{B}$	$-\frac{\det(\mathbf{T})}{B}$
	$-\frac{z_{21}}{\det(\mathbf{Z})}$	$\frac{z_{11}}{\det(\mathbf{Z})}$	y_{21}	y_{22}	$-\frac{1}{B}$	$\frac{A}{B}$
\mathbf{T}	$\frac{z_{11}}{z_{21}}$	$\frac{\det(\mathbf{Z})}{z_{21}}$	$-\frac{y_{22}}{y_{21}}$	$-\frac{1}{y_{21}}$	A	B
	$\frac{1}{z_{21}}$	$\frac{z_{22}}{z_{21}}$	$-\frac{\det(\mathbf{Y})}{y_{21}}$	$-\frac{y_{11}}{y_{21}}$	C	D

3.3 Reciprocidade e simetria de quadripolos

Um quadripolo é dito recíproco quando o mesmo satisfaz o Teorema da Reciprocidade. Esse famoso teorema de circuitos elétricos pode ser expresso da seguinte forma: se uma fonte de tensão independente em um ramo de uma rede linear produz um dado nível de corrente em outro ramo, a mesma fonte, se colocada nesse outro ramo, irá produzir o mesmo nível de corrente no primeiro [51]. Ou seja, a transmissão de um dado sinal em um quadripolo recíproco será a mesma independentemente da direção de propagação, uma vez que o relacionamento entre a excitação e sua resposta permanece inalterado quando os pontos de conexão são permutados (Figura 12).

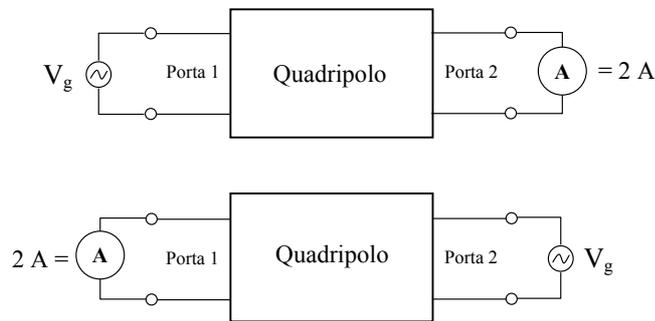


Figura 12: Quadripolo recíproco.

O conceito de simetria pode ser mais bem entendido a partir de outro conceito: impedância-imagem. As impedâncias-imagem associadas à porta 1 ($Z_{I_{p1}}$) e à porta 2 ($Z_{I_{p2}}$) de um quadripolo podem ser definidas como os valores de impedância que quando conectadas às suas respectivas portas irão induzir a outra impedância na porta oposta. Em outras palavras, uma impedância $Z_{I_{p1}}$ conectada a porta 1 implica em uma impedância de entrada com valor $Z_{I_{p2}}$ na porta 2 e vice-versa [51, 54]. As impedâncias imagem são propriedades do quadripolo, portanto definidas em termos somente de parâmetros que caracterizam o quadripolo:

$$Z_{I_{p1}} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \quad \text{ou} \quad Z_{I_{p1}} = \sqrt{\frac{z_{11}}{y_{11}}}, \quad (3.7)$$

$$Z_{I_{p2}} = \sqrt{\frac{DB}{AC}} \quad \text{ou} \quad Z_{I_{p2}} = \sqrt{\frac{z_{22}}{y_{22}}}. \quad (3.8)$$

Uma vez que z_{11} é a impedância de entrada em circuito aberto e y_{11} é a admitância em curto-circuito, as impedâncias-imagem são determinadas medindo, para cada porta, as impedâncias de entrada em curto e aberto e calculando sua média geométrica [55].

Um quadripolo é dito simétrico quando suas impedâncias-imagem são iguais, o que significa simetria com relação ao perfil de reflexão nas portas do enlace.

As implicações dos conceitos de reciprocidade e simetria sobre os conjuntos de parâmetros são as seguintes:

- A reciprocidade relaciona tensão e corrente em portas diferentes, sendo uma a excitação e a outra a resposta à excitação. Portanto, o que irá determinar a reciprocidade de um quadripolo serão suas transimpedâncias. Sendo as mesmas iguais, o quadripolo em questão é dito recíproco. Aplicando isso ao formalismo matricial dos conjuntos de parâmetros, tem-se $z_{12} = z_{21}$ para os parâmetros de impedância e $y_{12} = y_{21}$ para os parâmetros de admitância. Conforme a Tabela 3, as relações entre as transimpedâncias e os parâmetros de transmissão são:

$$z_{12} = \frac{\det(\mathbf{T})}{C}, \quad (3.9)$$

$$z_{21} = \frac{1}{C}. \quad (3.10)$$

Assim sendo, percebe-se que para os parâmetros de transmissão, quando um quadripolo é recíproco, $\det(\mathbf{T}) = AD - BC = 1$. Percebe-se também, a partir de (3.9) e (3.10), que

$$\frac{z_{12}}{z_{21}} = \det(\mathbf{T}). \quad (3.11)$$

A partir de (3.11), é possível então expressar de maneira geral o determinante da matriz transmissão por

$$AD - BC = f_r, \quad (3.12)$$

onde f_r é uma variável definida no presente trabalho como **fator de reciprocidade**, dependente da frequência e simboliza o nível de reciprocidade do quadripolo. Sempre que um quadripolo for recíproco, f_r será igual a 1 e independente da frequência;

- A simetria, por sua vez, relaciona-se com as características de cada porta do quadripolo. Portanto, o que irá determinar a simetria de um quadripolo serão as impedâncias de suas portas. Sendo as mesmas iguais, pode-se afirmar que o quadripolo é simétrico. Aplicando isso ao formalismo matricial dos conjuntos de parâmetros, tem-se $z_{11} = z_{22}$ para o conjunto de parâmetros de impedância e $y_{11} = y_{22}$ para o conjunto de parâmetros de admitância. Para os parâmetros de transmissão, os parâmetros A e D serão iguais, como pode ser visto a partir da Tabela 3. De uma maneira geral, a relação entre os parâmetros A e D é expressa por⁴

$$f_s = \sqrt{\frac{A}{D}}, \quad (3.13)$$

⁴Consulte [56] para demonstração dessa relação. Em geral, o fator de simetria é referido através de outras letras, como em [38], Tabela 5, onde usa-se a letra q , ou em [56], onde usa-se a letra n .

onde f_s é uma variável dependente da frequência e simboliza o nível de assimetria das portas de uma quadripolo. Neste trabalho, f_s será definido como **fator de simetria**. Sempre que um quadripolo for simétrico, f_s será igual a 1 e independente da frequência. Outra forma de expressar o fator de simetria é através das impedâncias-imagem associadas às portas do quadripolo. Caso (3.7) seja dividido por (3.8) e o resultado for comparado com (3.13), é possível notar que

$$f_s = \sqrt{\frac{Z_{I_{p1}}}{Z_{I_{p2}}}}. \quad (3.14)$$

A partir do exposto acima, nota-se que reciprocidade e simetria são propriedades que determinam o número de parâmetros (medições) necessários para caracterizar completamente um dado quadripolo. Mais especificamente:

- Quando um dado quadripolo for recíproco **ou** simétrico, serão necessárias somente três medições (z_{11} , z_{22} e z_{12} ou z_{21} , por exemplo);
- Quando um dado quadripolo for recíproco **e** simétrico, serão necessárias somente duas medições (z_{11} ou z_{22} e z_{12} ou z_{21} , por exemplo).

3.4 Relação entre a teoria de quadripolos e a de linhas de transmissão

Como dito anteriormente, uma linha de transmissão pode ser descrita através de equações diferenciais, assumindo o modelo de Kelvin, mostrado na Figura 13.

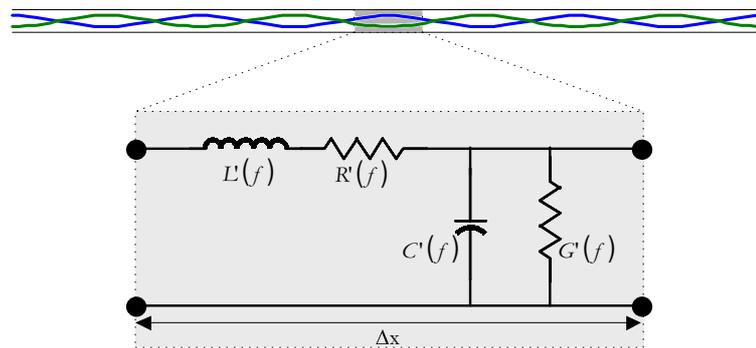


Figura 13: Modelo de Kelvin para um trecho infinitesimal de par trançado.

Fonte: [57].

Aplicando-se as leis dos nós e das malhas a cada trecho infinitesimal de comprimento Δx , obtém-se as seguintes equações:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \gamma^2 V \quad (3.15)$$

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = \gamma^2 I. \quad (3.16)$$

Considerando uma linha como ilustrado na Figura 14 – com comprimento l , terminada por uma carga Z_c e alimentada por um gerador V_g com impedância interna Z_g –, a solução de (3.15) e (3.16) para um ponto localizado a uma distância x do gerador será a soma de duas ondas caminhanes em direções opostas [58]:

$$V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x} \quad (3.17)$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma x}, \quad (3.18)$$

onde γ é a constante de propagação e Z_0 é a impedância característica da linha. γ e Z_0 são também conhecidos como os parâmetros secundários da linha, uma vez que são definidos a partir dos parâmetros primários da mesma, como segue:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (3.19)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \times (G + j\omega C)}. \quad (3.20)$$

Escrevendo (3.17) e (3.18) para as condições de contorno $x = 0$ e $x = l$, obtém-se, respectivamente, as seguintes relações entre V_0^+ , V_0^- , $V(x)$ e $I(x)$ [58]:

$$V(0) = V_0^+ + V_0^- \quad I(0) = \frac{V_0^+}{Z_0} - \frac{V_0^-}{Z_0}, \quad (3.21)$$

$$V_0^+ = \frac{1}{2}(V(l) + Z_0 I(l))e^{\gamma l} \quad V_0^- = \frac{1}{2}(V(l) - Z_0 I(l))e^{-\gamma l}. \quad (3.22)$$

Agora combinando (3.21) e (3.22), é possível encontrar a relação entre correntes e tensões em ambos os lados da linha, *i.e.*, [58]

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_0} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

É importante ressaltar que (3.23) só é válida se a linha for uniforme e homogênea (simétrica e recíproca). Além do uso de equações diferenciais, outras abordagens podem ser usadas para se derivar (3.23). Por exemplo, através do teorema de Caley-Hamilton [49] e dos parâmetros imagem [50].

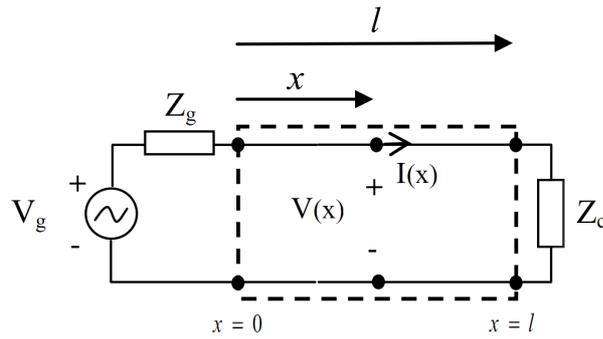


Figura 14: Modelo de uma linha de transmissão de comprimento l , terminada com Z_c e alimentada por fonte de tensão V_g .

Fonte: [58].

Finalmente, tendo em vista que:

- $V(0)$ e $I(0)$ são a tensão e a corrente na entrada da linha (lado do gerador) e por consequência equivalentes a V_1 e I_1 , e
- $V(l)$ e $I(l)$ são a tensão e a corrente na saída da linha (lado da carga) e por consequência equivalentes a V_2 e I_2 ,

se (3.5) e (3.23) forem comparadas, é possível notar que

$$\begin{aligned} A &= \cosh(\gamma l) & B &= Z_0 \sinh(\gamma l) \\ C &= \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_0} & D &= \cosh(\gamma l) \end{aligned} \quad (3.24)$$

o que indica que uma linha de transmissão uniforme e homogênea pode ser modelada como um quadripolo, tendo como parâmetros ABCD os apresentados em (3.24).

Caso a linha de transmissão sob análise seja uma seção em paralelo (ou seja, uma derivação), a matriz ABCD que a descreve é dada por:

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\tanh(\gamma l)}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(l) \\ I(l) \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

3.5 Modelos de cabo e simulação de enlaces metálicos

Como visto na seção anterior, a abordagem clássica para a modelagem de linhas de transmissão utiliza matrizes ABCD em função dos parâmetros secundários da linha. Os

modelos de cabo descrevem o comportamento dos parâmetros primários ou secundários de cabos metálicos. Portanto, ao utilizá-los, é possível evitar a consulta a extensas tabelas de medições quando da computação das características do enlace em questão.

Os modelos de cabo podem ser agrupados em três categorias: funções racionais, semi-empíricos e físicos. As funções racionais são bem flexíveis no ajuste de uma dada massa de dados (medição), mas não são adequadas para todas as aplicações. Além disso, elas fornecem resultados exatos somente na faixa de frequências a qual foram ajustadas. Os semi-empíricos empregam um misto de heurística e conhecimento físico, mas podem apresentar comportamento não-causal [40]. Os modelos físicos [42,59] são analíticos e baseiam-se na geometria, bem como nas propriedades dos materiais usados na confecção do cabo. Esses modelos são causais e facilitam a investigação do comportamento elétrico do cabo a ser simulado quando algum parâmetro físico é modificado [60].

Os modelos de cabos mais referenciados pelos órgãos de padronização são os semi-empíricos, *e.g.*, BT1, KPN e MAR2 [38]. Apesar disso, é apresentado a seguir o modelo físico VUB0 [5, 60]. Esse modelo descreve os parâmetros secundários de uma seção homogênea e uniforme de cabo através de equações paramétricas. Mais especificamente, são definidos cinco parâmetros a_x que por sua vez são função dos parâmetros físicos da linha:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{1}{a} \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{\epsilon}{\operatorname{arccosh}(D/2a)} l^2 \\
 a_2 &= (a/D)^2 \\
 a_3 &= a \sqrt{\mu \sigma} \\
 a_4 &= (a_1 a_3) \log(1/\sqrt{a_2}) \\
 a_5 &= \frac{\pi \epsilon}{\operatorname{arccosh}(D/2a)} l
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

onde l é o comprimento do cabo, a é o raio dos condutores, D é a distância entre o centro dos condutores, σ é a condutividade dos condutores, enquanto μ e ϵ são respectivamente a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica do dielétrico em volta dos condutores. Os parâmetros secundários da linha são determinados a partir de funções transcendentais que estão em função dos parâmetros a_x [5]. Sendo assim, para que o modelo VUB0 possa simular diferentes cabos, é necessário utilizar um banco de dados com os valores típicos dos parâmetros físicos de cada cabo.

Independente do modelo de cabo adotado, a união de um modelo de cabo, da aborda-

gem de modelamento de linhas de transmissão e da regra da cadeia permite determinar os parâmetros gerais ABCD de um dado enlace telefônico. A partir dos parâmetros ABCD gerais qualquer característica elétrica do enlace pode ser simulada. Por exemplo, a função de transferência, definida como a razão entre as tensões terminais de saída e entrada V_2 e V_1 , é calculada por [61]

$$H = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_c}{AZ_c + B} \quad (3.27)$$

enquanto a impedância de entrada é calculada por

$$Z_e = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + D}, \quad (3.28)$$

onde Z_c é a impedância de carga conectada a porta 2 (saída).

A Figura 15 ilustra o processo de simulação da função de transferência de um enlace com três seções seriais. A partir da bitola dos cabos (b_1 , b_2 e b_3), o modelo de cabo fornece os parâmetros secundários para cada seção (γ e Z_0), na faixa de frequência de interesse. Esses parâmetros secundários são então aplicados, conjuntamente com o comprimento das seções (l_1 , l_2 e l_3), aos respectivos modelos ABCD das seções. No exemplo adotado, todas as seções são seriais. Portanto, o modelamento ABCD para elas será o mesmo. Depois, aplica-se a regra da cadeia às matrizes ABCD das seções. Finalmente, a partir da matriz ABCD geral, a função de transferência do enlace é calculada utilizando (3.27).

3.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os conceitos fundamentais sobre a teoria de quadripolos e como os parâmetros ABCD são utilizados para descrever as características elétricas de enlaces metálicos. Especial atenção foi dada ao relacionamento entre os parâmetros ABCD e as medições de impedância – medidas a partir das quais este trabalho visa determinar a função de transferência. Buscou-se também explorar os conceitos de reciprocidade e simetria e como eles influenciam na quantidade de medições SELT e/ou DELT necessárias para determinar os parâmetros ABCD gerais do quadripolo sob teste. O conceito de simetria em particular será melhor explorado no próximo capítulo, dado o seu papel determinante no método de determinação da função de transferência proposto nesta Tese.

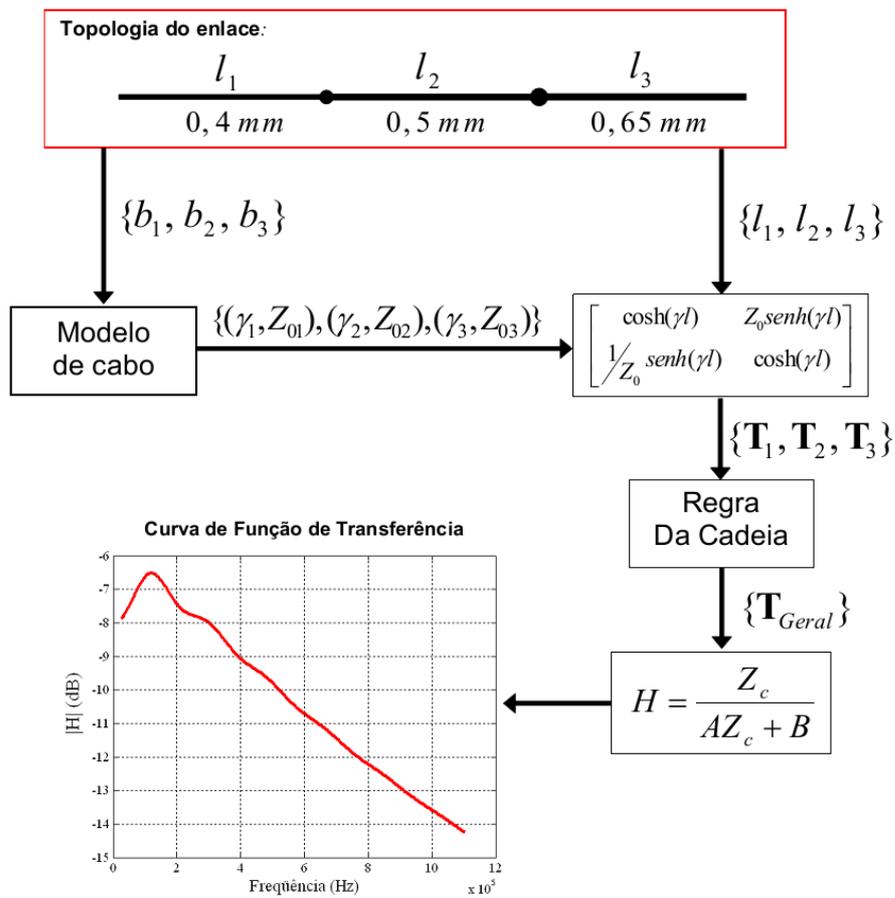


Figura 15: Esquema de simulação da função de transferência de um enlace metálico a partir de sua topologia e de um modelo de cabo.

Nota: b_1 , b_2 e b_3 fazem referência às bitolas da primeira, segunda e terceira seções, respectivamente.

\mathbf{T}_1 , \mathbf{T}_2 e \mathbf{T}_3 fazem referência às matrizes ABCD da primeira, segunda e terceira seções, respectivamente.

4 *MÉTODO PROPOSTO*

4.1 Introdução

No capítulo 2 foram abordados os fundamentos da qualificação de enlaces e principalmente as motivações para tal procedimento. Salientou-se a necessidade das operadoras por métodos de qualificação que evitem passos intermediários, como determinar primeiramente a topologia, gastos com envio de técnicos a campo e que sejam concentrados na central telefônica. Ou seja, o ideal seria algum método baseado na atenuação, utilizando medições realizadas somente na central e sem qualquer intervenção humana na localidade do assinante. Já o Capítulo 3 apresenta a modelagem clássica de enlaces metálicos e sua relação como o conceito de reciprocidade e simetria. Foi visto que mesmo que o enlace sob teste seja recíproco e simétrico, será necessário ao menos duas medições para caracterizá-lo – sendo que uma delas tem que ser de duas portas (DELT).

Neste capítulo é proposto um método de determinação da função de transferência que tem por objetivo sanar ambos os problemas descritos acima. Inicialmente, descreve-se a forma geral do método, que utiliza como entradas a fator de simetria e duas medições de impedância de entrada: em curto e em aberto. Em seguida, é apresentado o estudo realizado sobre a assimetria de enlaces metálicos, com objetivo de definir uma metodologia de definição de valor sub-ótimo para o fator de simetria, uma vez que este parâmetro via de regra só poderia ser determinado a partir de um procedimento DELT. Finalizando o capítulo, apresenta-se o algoritmo desenvolvido para estimar a impedância em curto-circuito a partir da impedância em circuito aberto. Ao utilizar esse algoritmo conjuntamente com a forma geral do método proposto, a função de transferência pode ser determinada a partir de uma única medição de impedância de entrada realizada na central e sem qualquer intervenção humana na localidade do assinante.

4.2 Forma geral do método proposto

4.2.1 Introdução

Os enlaces telefônicos podem ser constituídos por uma única seção de cabo de pares trançados. No entanto, é mais comum ter enlaces com várias seções devido às questões de engenharia citadas no Capítulo 2. As seções de cabo são conectadas em série ou em paralelo (derivação) e em geral apresentam bitolas diferentes, o que torna os enlaces um meio não-uniforme. Por conta disso, a forma usada para modelar tais enlaces é considerar cada seção de cabo como um meio uniforme e analisá-las como quadripolos em cascata, descritos em termos de seus parâmetros ABCD. A matriz ABCD geral será derivada a partir da regra da cadeia. A partir da matriz ABCD geral, qualquer propriedade elétrica do enlace pode ser derivada, como, por exemplo, a função de transferência.

Percebe-se então que a caracterização de um enlace através da regra da cadeia, apesar de bastante prática, exige o conhecimento completo da topologia do enlace (ou ao menos uma estimativa da mesma). Essa informação quase sempre não está disponível ou necessita de um procedimento muitas vezes sofisticado para ser obtida. Somado a isso, a teoria clássica de quadripolos afirma que, mesmo sob condições de reciprocidade e simetria, são necessárias medições SELT e DELT para obter todos os parâmetros ABCD. Por exemplo, o parâmetro de transmissão B de um dado quadripolo pode ser expresso em função dos parâmetros de impedância como segue:

$$B = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}}{z_{21}} .$$

Se o quadripolo for recíproco e simétrico, a expressão reduz-se a

$$B = \frac{z_{11}^2 - z_{12}^2}{z_{12}} \quad \text{ou} \quad B = \frac{z_{22}^2 - z_{21}^2}{z_{21}} .$$

Ou seja, para mensurar o parâmetro B deve-se ter ao menos uma medição SELT (z_{11} ou z_{22}) e uma DELT (z_{12} ou z_{21}). Para os outros parâmetros de transmissão, ao menos uma medição DELT (y_{21} ou z_{21}) é necessária, como pode ser visto na Tabela 3.

Apesar do exposto acima, esta seção demonstrará que ambas as limitações podem ser superadas através de manipulações matemáticas utilizando a própria teoria de quadripolos – manipulações essas nunca apresentadas na literatura, até onde o autor tem conhecimento. Mais especificamente, as próximas subseções apresentarão um método através do qual é possível determinar a função de transferência de um dado enlace, independente de sua topologia e a partir medições feitas na central (z_{11} e y_{11}^{-1}).

Essencialmente, o método proposto consiste em:

- Derivar equações analíticas para os parâmetros ABCD gerais, nas quais esses parâmetros sejam expressos em função de medições de impedância de entrada em curto-circuito e circuito aberto, realizadas a partir da central;
- A partir dos parâmetros ABCD, calcula-se a função de transferência do enlace.

O método proposto será utilizado neste trabalho para análise no domínio da frequência. Portanto, no restante deste documento, as tensões e correntes terminais de um quadripolo qualquer serão sinais dependentes da frequência – ou seja; $V_1(f)$, $V_2(f)$, $I_1(f)$ e $I_2(f)$. O mesmo se aplica a todas as variáveis derivadas desses sinais. Apesar disso, tal dependência da frequência será omitida de agora em diante, visando simplificar a notação.

4.2.2 Modelagem proposta

A abordagem do método proposto é modelar o enlace como um único quadripolo, independente de sua topologia. Desta forma, o sistema de comunicação que conecta um assinante a central pode ser representado pela Figura 16, onde a fonte de tensão V_g com impedância interna Z_g representa o equivalente Thévenin do equipamento de medição, localizado na central; o quadripolo representa o enlace telefônico em si e a impedância de carga Z_c representa a terminação do enlace na casa do assinante, que pode ser um aparelho telefônico.

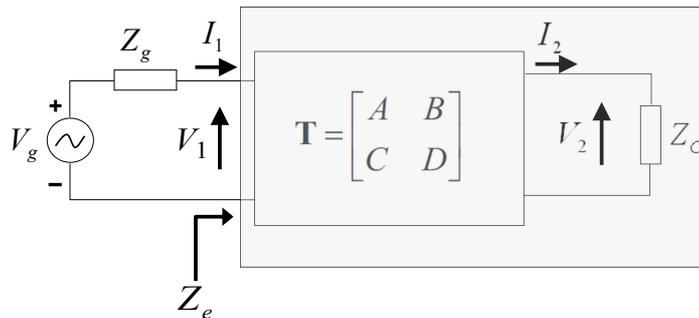


Figura 16: Representação do sistema de comunicação que conecta um assinante à central.

Fonte: [35].

Como visto anteriormente, a tensão e a corrente na porta de entrada do enlace relacionam-se com a tensão e a corrente na porta de saída através dos parâmetros ABCD da seguinte forma:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (4.1)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2, \quad (4.2)$$

Dividindo (4.1) por (4.2), obtém-se a impedância de entrada do enlace vista a partir da porta 1:

$$Z_e = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2}. \quad (4.3)$$

Ao analisar a Figura 16, é possível perceber que

$$V_2 = Z_c I_2. \quad (4.4)$$

Portanto, ao aplicar (4.4) a (4.3), a impedância de entrada Z_e pode ser expressa em função dos parâmetros ABCD gerais e da impedância de carga como segue:

$$Z_e = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + D}. \quad (4.5)$$

Quando um circuito aberto é aplicado na saída do enlace ($Z_c = \infty$), (4.5) reduz-se a

$$Z_{ca} = \frac{A}{C}. \quad (4.6)$$

De maneira análoga, toda vez que um curto-circuito é aplicado na saída do enlace ($Z_c = 0$), (4.5) reduz-se a

$$Z_{cc} = \frac{B}{D}. \quad (4.7)$$

É possível perceber, a partir das definições dos parâmetros de impedância, que Z_{ca} é equivalente a z_{11} . Da mesma forma, é possível perceber, a partir das definições dos parâmetros de admitância, que Z_{cc} é equivalente a y_{11}^{-1} .

Agora, se (3.13) e (4.7) forem substituídas na equação geral do determinante da matriz transmissão, (3.12), tem-se

$$\frac{A^2}{f_s^2} - Z_{cc} \frac{A}{f_s^2} C = f_r. \quad (4.8)$$

Dessa forma, se (4.6) for substituída em (4.8), obtém-se para o parâmetro C :

$$C = \sqrt{\frac{f_r f_s^2}{Z_{ca}(Z_{ca} - Z_{cc})}}. \quad (4.9)$$

Ao substituir (4.9) em (4.6), obtém-se para o parâmetro A :

$$A = \sqrt{\frac{Z_{ca} f_r f_s^2}{Z_{ca} - Z_{cc}}}. \quad (4.10)$$

Agora, substituindo (4.10) em (3.13), obtém-se para o parâmetro D :

$$D = \sqrt{\frac{Z_{ca} f_r}{(Z_{ca} - Z_{cc}) f_s^2}}. \quad (4.11)$$

Finalmente, substituindo (4.11) em (4.7), obtém-se para o parâmetro B :

$$B = \sqrt{\frac{Z_{ca}Z_{cc}^2 f_r}{(Z_{ca} - Z_{cc})f_s^2}}. \quad (4.12)$$

Portanto, a matriz transmissão \mathbf{T} que caracteriza completamente o enlace sob teste pode ser expressa por

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{ca}f_r f_s^2}{Z_{ca} - Z_{cc}}} & \sqrt{\frac{Z_{ca}Z_{cc}^2 f_r}{(Z_{ca} - Z_{cc})f_s^2}} \\ \sqrt{\frac{f_r f_s^2}{Z_{ca}(Z_{ca} - Z_{cc})}} & \sqrt{\frac{Z_{ca}f_r}{(Z_{ca} - Z_{cc})f_s^2}} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Finalmente, aplicando os parâmetros ABCD gerais em (4.13) a (3.27), obtém-se a seguinte expressão para a função de transferência:

$$H = \frac{Z_c f_s \sqrt{Z_{ca} - Z_{cc}}}{\sqrt{Z_{ca} f_r (Z_c f_s^2 + Z_{cc})}}, \quad (4.14)$$

onde a impedância-imagem vista da central $Z_{I_{p1}}$ é usada como impedância de carga Z_c .

É importante salientar que dado o seu caráter genérico, (4.13) pode caracterizar completamente não só enlaces telefônicos, mas também qualquer elemento ou rede de circuitos que seja analisado como um quadripolo.

4.2.3 Especialização do método para enlaces metálicos

Ao analisar (3.23) e (3.25), percebe-se que as mesmas apresentam a seguinte propriedade: o determinante da matriz \mathbf{T} é unitário. Isso indica como visto anteriormente, que a seção modelada é recíproca. É de conhecimento geral também que o determinante de um produto de matrizes quadradas é igual ao produto dos determinantes dessas matrizes, *i.e.*,

$$\det(\mathbf{T}_1 \times \mathbf{T}_2 \times \mathbf{T}_3 \times \dots) = \det(\mathbf{T}_1) \times \det(\mathbf{T}_2) \times \det(\mathbf{T}_3) \times \dots \quad (4.15)$$

Assim sendo, conclui-se que um enlace constituído por seções recíprocas será também um enlace recíproco. Portanto, qualquer enlace telefônico, não importando quantas seções o compõem, pode ser considerado recíproco, ou seja, o determinante de sua matriz transmissão geral sempre irá satisfazer a seguinte equação:

$$AD - BC = f_r = 1. \quad (4.16)$$

Isso implica que a matriz transmissão \mathbf{T} que caracteriza completamente enlaces telefônicos pode ser expressa pela seguinte forma simplificada de (4.13):

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{ca}f_s^2}{Z_{ca} - Z_{cc}}} & \sqrt{\frac{Z_{ca}Z_{cc}^2}{(Z_{ca} - Z_{cc})f_s^2}} \\ \sqrt{\frac{f_s^2}{Z_{ca}(Z_{ca} - Z_{cc})}} & \sqrt{\frac{Z_{ca}}{(Z_{ca} - Z_{cc})f_s^2}} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Ao contrário da reciprocidade, nem todos os enlaces telefônicos são simétricos. Como a maioria dos enlaces é constituída por cabos diferentes, a sequência de cabos vista a partir de cada porta será diferente, implicando em impedâncias de entrada diferentes. Isso pode ser entendido através dos parâmetros ABCD gerais do enlace. Como o produto entre matrizes não é uma operação comutativa, a aplicação da regra da cadeia para a obtenção das matrizes transmissão gerais no sentido direto (central \rightarrow assinante) e reverso resultará em matrizes diferentes. Conseqüentemente, as impedâncias de entrada das portas do enlace serão também diferentes.

Pode-se também demonstrar isso através de um exemplo envolvendo matrizes. Como descrito anteriormente, cada seção do enlace sob teste é modelada por (3.23) – onde a simetria é matematicamente representada pela igualdade entre os parâmetros de transmissão A e D . Tomemos como exemplo um enlace composto por duas seções simétricas, conectados em série, e modeladas pelas matrizes transmissão \mathbf{T}_1 e \mathbf{T}_2 . A matriz transmissão geral do enlace, no sentido direto, será dada pelo produto entre as matrizes \mathbf{T}_1 e \mathbf{T}_2 , como descrito em (4.18). É possível perceber que o parâmetro A geral ($A_1 \times A_2 + B_1 \times C_2$) pode ter valor diferente do parâmetro geral D ($A_1 \times A_2 + C_1 \times B_2$), dependendo do valor de B_1 , C_1 , B_2 e C_2 . Isso evidencia que até mesmo um enlace com somente duas seções de cabos diferentes pode ser um enlace assimétrico ($f_s \neq 1$) [62,63]. Portanto, rigorosamente falando, (4.17) descreve o caso geral para enlaces telefônicos (recíproco e potencialmente assimétrico).

$$\mathbf{T}_1 \times \mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & A_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ax + bz & ay + bx \\ az + cx & ax + cy \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Isso é evidenciado pelas Figuras 17, 18 e 19 que mostram o comportamento dos parâmetros A e D para três topologias arbitrárias – resultados obtidos via simulação usando o modelo de cabo MAR2 [38]. Nota-se que a assimetria é mais proeminente quanto mais próxima à derivação estiver da localidade do assinante. O erro percentual mostrado nas Figuras 17, 18 e 19 foi calculado por meio de (4.19).

$$Erro = \left| \frac{A - D}{A} \right| \times 100 \quad (4.19)$$

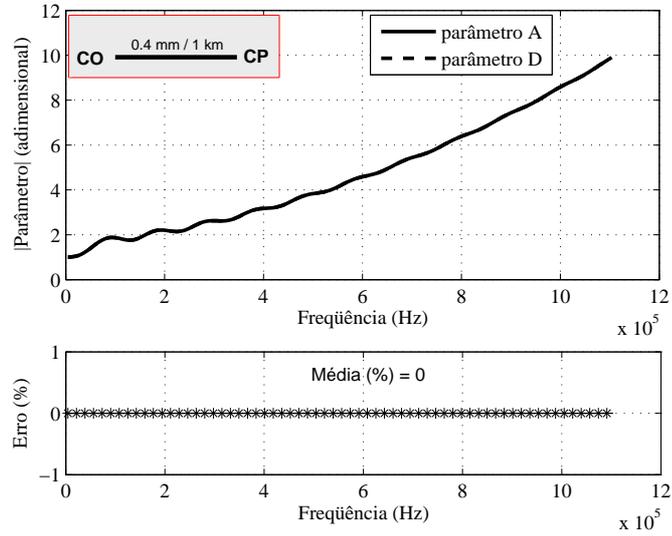


Figura 17: Análise da assimetria de enlaces – exemplo 1 (simulação).

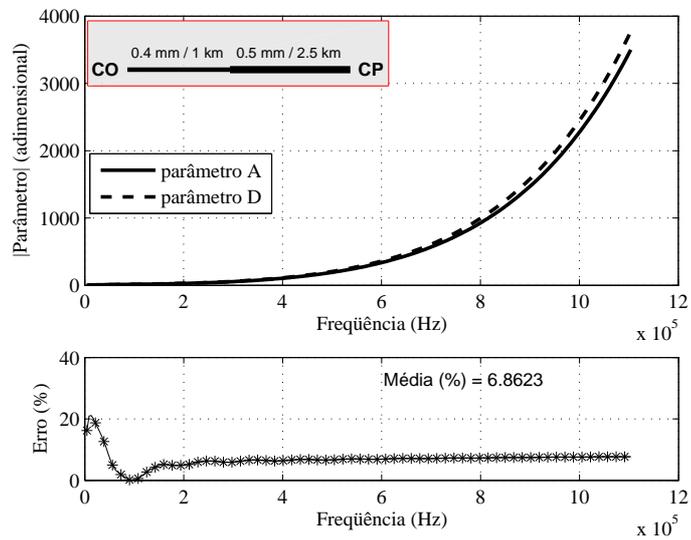


Figura 18: Análise da assimetria de enlaces – exemplo 2 (simulação).

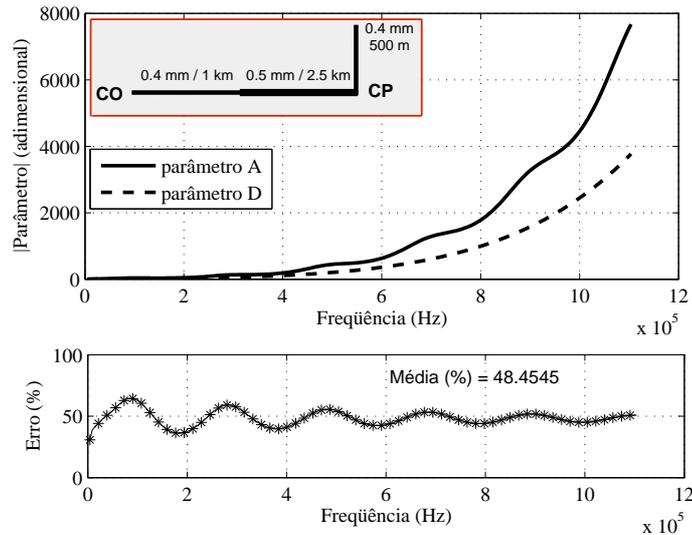


Figura 19: Análise da assimetria de enlaces – exemplo 3 (simulação).

4.3 Análise da assimetria de enlaces metálicos

4.3.1 Introdução

Como foi mostrado na seção anterior, o método proposto descreve os parâmetros ABCD gerais do enlace sob teste em função de suas impedâncias de entrada em curto e aberto e do fator de simetria. Os dois primeiros parâmetros podem ser obtidos a partir de medições na camada física, do lado da central. A assimetria do enlace, por outro lado, é um parâmetro que não pode ser diretamente medido, sendo determinado a partir de medições nas duas portas do enlace (central e assinante).

Assim sendo, dado que o objetivo do presente trabalho é a proposição de um método de determinação da função de transferência de enlaces que utilize somente medições realizadas na central, esta seção apresenta um estudo sobre a assimetria de enlaces metálicos. A finalidade desse estudo é a definição de uma metodologia a partir da qual seja possível obter uma estimativa factível para o fator de simetria de tal forma que o método proposto determine a função de transferência dentro das restrições aceitas pelos equipamentos DSL (DSLAM), para qualquer topologia de enlace. Mais especificamente, será visto que o fator de simetria tem um caráter convergente com a frequência. Isso proporciona uma solução de engenharia sub-ótima que usa o valor de convergência para toda a faixa de frequência de interesse, ao invés de realizar medições nas duas portas do enlace sob teste.

Inicialmente é apresentada a propriedade de convergência da impedância de entrada, na qual a metodologia proposta está embasada. Em seguida, descreve-se a metodologia propriamente dita.

4.3.2 Comportamento da impedância de entrada em altas frequências

Considere um enlace genérico, representado pela Figura 20, formado por um conjunto de seções conectadas em série ou em paralelo, onde a primeira seção está conectada a central telefônica enquanto a n -ésima seção está conectada aos equipamentos na localidade do assinante [46].

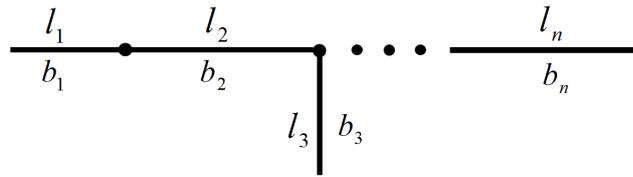


Figura 20: Representação genérica de um enlace telefônico com n seções.

Fonte: [46].

A impedância de entrada desse enlace assimétrico, vista a partir da central (porta 1), é dada por

$$Z_{e_{p1}} = Z_{I_{p1}} \frac{f_s^2 Z_c + Z_{I_{p1}} \tanh \Theta}{Z_{I_{p1}} + f_s^2 Z_c \tanh \Theta}, \quad (4.20)$$

onde Z_c representa a carga conectada na localidade do assinante enquanto Θ representa o produto da constante de propagação equivalente pelo comprimento total do enlace.

Apesar disso, um enlace com múltiplas seções pode ser representado como uma seção simples seguida de uma impedância de carga equivalente, que representa as outras seções remanescentes – como ilustrado na Figura 21. Seguindo esse raciocínio, (4.20) torna-se

$$Z_{e_{p1}} = Z_{01} \frac{Z_{ceq} + Z_{01} \tanh(\gamma_1 l_1)}{Z_{01} + Z_{ceq} \tanh(\gamma_1 l_1)}. \quad (4.21)$$

Para determinar o valor da impedância de entrada em altas frequências, é necessário primeiramente determinar o valor de $\tanh(\gamma_1 l_1)$ em altas frequências, descrito a seguir.

Sabe-se da literatura que o argumento da tangente hiperbólica em (4.20) é complexo – ou seja, $\gamma = \alpha + j\beta$. Desta forma, ao considerar as identidades trigonométricas

$$\tanh(ja) = j \tan(a) \quad (4.22)$$

e

$$\tanh(a + b) = \frac{\tanh(a) + \tanh(b)}{1 + \tanh(a) \tanh(b)}, \quad (4.23)$$

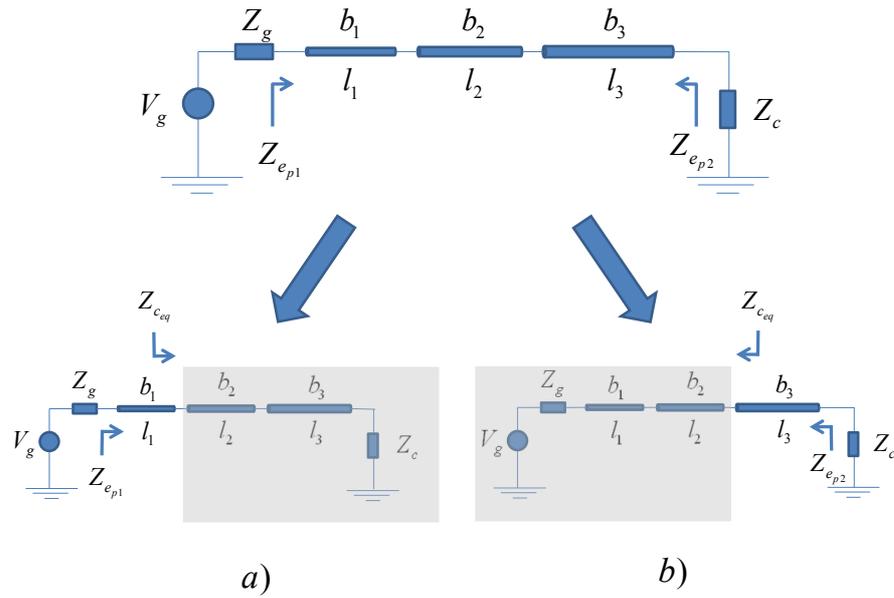


Figura 21: Equivalente homogêneo para um enlace com múltiplas seções (heterogêneo): a) lado da central, b) lado do assinante.

onde a e b são valores reais, a tangente hiperbólica $\tanh(\gamma_1 l_1)$ pode ser expressa na sua forma complexa:

$$\tanh(\alpha_1 l_1 + j\beta_1 l_1) = \frac{\tanh(\alpha_1 l_1) [1 + \tan^2(\beta_1 l_1)]}{1 + \tanh^2(\alpha_1 l_1) \tan^2(\beta_1 l_1)} + j \frac{\tan(\beta_1 l_1) [1 - \tanh^2(\alpha_1 l_1)]}{1 + \tanh^2(\alpha_1 l_1) \tan^2(\beta_1 l_1)}. \quad (4.24)$$

A partir do conhecimento das funções trigonométricas, é possível perceber que o termo $\tan(\beta_1 l_1)$ terá um comportamento periódico, enquanto que o termo $\tanh(\alpha_1 l_1)$ converge para 1 em altas frequências, uma vez que o comprimento l_1 tem valor constante e a constante de atenuação α cresce com a raiz quadrada da frequência [64].

Consequentemente, o valor da tangente hiperbólica em altas frequências é

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \tanh(\alpha_1 l_1 + j\beta_1 l_1) = 1. \quad (4.25)$$

Aplicando o resultado de (4.25) à (4.20) e (4.21), obtém-se a seguinte igualdade:

$$Z_{ep1}(\infty) = Z_{Ip1}(\infty) = Z_{01}(\infty). \quad (4.26)$$

Ou seja, não importa como o enlace sob teste é constituído, a impedância de entrada vista a partir da central convergirá em altas frequências para o valor da impedância característica da primeira seção. O mesmo raciocínio serve para a impedância vista a partir da localidade do assinante, *i.e.*

$$Z_{ep2}(\infty) = Z_{Ip2}(\infty) = Z_{0n}(\infty). \quad (4.27)$$

A Figura 22 apresenta o resultado de uma simulação para um enlace com três seções onde a última é uma derivação, utilizando o modelo de cabo VUB0 e o procedimento apresentado na Seção 3.5. É possível ver o comportamento dos três tipos de impedâncias em questão e como elas convergem para um mesmo valor em altas frequências.

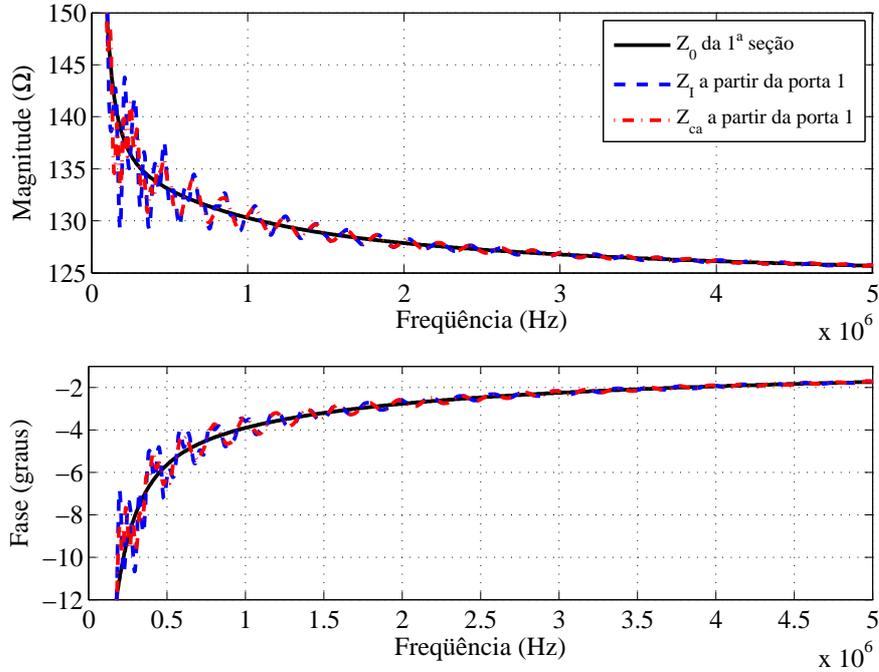


Figura 22: Convergência das impedâncias característica da primeira seção, de entrada e imagem para um enlace com três seções onde a última é uma derivação.

4.3.3 Classes de assimetria

Como visto na Seção 3.3, o nível de assimetria de um enlace é dado pela raiz quadrada da razão entre as impedâncias-imagem vista do lado da central (porta 1) e do lado da localidade do assinante (porta 2), *i.e.*

$$f_s = \sqrt{\frac{Z_{I_{p1}}}{Z_{I_{p2}}}}. \quad (4.28)$$

A partir de (4.28), é evidente que o fator de simetria não pode ser determinado somente a partir de uma das portas do enlace sob teste, visto que a impedância-imagem de cada porta é função das respectivas impedâncias de entrada. Por outro lado, é possível determinar a sua convergência a partir da convergência da impedância de entrada. De acordo com (4.26) e (4.27), o valor do fator de simetria em altas frequências por ser expresso por

$$f_s(\infty) = \sqrt{\frac{Z_{0_1}(\infty)}{Z_{0_n}(\infty)}}. \quad (4.29)$$

Uma análise mais minuciosa de (4.29) implica no conceito de **classes de assimetria**, grupos de enlaces nos quais a assimetria converge para o mesmo valor em altas frequências. A primeira classe de assimetria diz respeito aos enlaces com uma única seção e aqueles onde a primeira seção e a última são compostas pelo mesmo tipo de cabo, *i.e.*

$$f_s(\infty) = \sqrt{\frac{Z_{0_1}(\infty)}{Z_{0_1}(\infty)}} = 1. \quad (4.30)$$

A segunda classe diz respeito aos enlaces onde a primeira e a última seções são seriais e diferentes (ou seja, cabos diferentes). Isso inclui todos os enlaces com duas seções ou mais, sendo que as seções intermediárias podem ser seriais ou derivações. O valor de assimetria para a segunda classe é dado genericamente por (4.29).

A terceira e última classe de assimetria diz respeito aos enlaces onde a última seção é uma derivação. Sempre que isso ocorrer, o ponto de ligação da carga do lado do assinante é exatamente na junção entre a derivação e a seção serial anterior à derivação (ou bem próximo dessa). Portanto, a impedância de entrada vista da localidade do assinante será o paralelo entre a impedância de entrada da derivação $Z_{e_{bt}}$ e da impedância de entrada anterior à derivação, $Z_{e_{n-1}}$ – sendo que as seções anteriores a essa última podem ser vistos como uma impedância de carga equivalente. Utilizando o conceito da convergência da impedância de entrada a esse tipo de enlace, é possível observar que

$$Z_{e_n}(\infty) = Z_{0_{bt}}(\infty) \quad (4.31)$$

e

$$Z_{e_{n-1}}(\infty) = Z_{0_{n-1}}(\infty). \quad (4.32)$$

Consequentemente, o valor de f_s em altas frequências para a terceira classe é dado pela raiz quadrada da razão entre a impedância característica da primeira seção e o paralelo entre a impedância característica da derivação e aquela da penúltima seção. Isto é

$$f_s(\infty) = \sqrt{\frac{Z_{0_1}(\infty)}{Z_{0_n}(\infty) // Z_{0_{n-1}}(\infty)}}. \quad (4.33)$$

O resultado da análise acima pode ser resumido pela Tabela 4.

A presença de derivações na junção com a localidade do assinante ou em posições muitíssimo próximas à mesma não é algo comum. Além disso, é possível notar que a classe de assimetria 1 é um caso particular da classe 2. Portanto, conclui-se que a classe de assimetria 2 representa a maioria dos enlaces de uma rede telefônica típica. É possível notar também que as classes de assimetria 2 e 3 apresentam ‘subclasses’ ou níveis, dependendo da combinação de cabos utilizados nos enlaces em questão.

Tabela 4: Classes de assimetria para enlaces metálicos.

Classe de assimetria	Tipo de enlace	Valor em altas frequências
1	Enlaces simples ou onde a primeira e a última seções são seriais e iguais.	1
2	Enlaces com duas ou mais seções onde a última é uma seção serial.	$\sqrt{\frac{Z_{0_1}(\infty)}{Z_{0_n}(\infty)}}$
3	Enlaces com duas ou mais seções onde a última é uma derivação.	$\sqrt{\frac{Z_{0_1}(\infty)}{Z_{0_n}(\infty)//Z_{0_{n-1}}(\infty)}}$

Nota: O símbolo ‘//’ faz referência a uma conexão em paralelo.

4.3.4 Definição de valor sub-ótimo para a assimetria

Esta subseção apresenta uma metodologia para definir um valor sub-ótimo da assimetria dos enlaces de uma dada rede metálica. Objetivo é obter um valor representativo da assimetria dos enlaces de tal forma que o método proposto de determinação da função de transferência possa ser utilizado sem a necessidade de recorrer a medições DELT ou medições na localidade do assinante, e que obtenha um nível de exatidão aceitável para qualquer enlace testado. Tal metodologia irá utilizar o estudo sobre as classes de assimetria, um modelo de linha e os tipos de cabos existentes na rede telefônica analisada.

A determinação dos níveis de assimetria para uma dada rede metálica parte do conhecimento sobre os possíveis cabos utilizados na primeira e na última seção. Essa informação é até certo ponto factível, sobretudo para a primeira seção, que se encontra na central – portanto, de fácil obtenção. Além disso, existem regras quanto ao uso das bitolas de cabo, visando a otimização do espaço em centrais e dutos, e o respeito à resistência máxima permitida para um enlace, como visto na Seção 2.1.2. Na prática, cabos com bitola 0,32 mm são usados exclusivamente na primeira seção, com alguma restrição de comprimento. Cabos com bitolas 0,40 mm e 0,50 mm são os mais utilizados e podem potencialmente aparecer em qualquer seção. Cabos com bitolas 0,65 mm e 0,90 mm são pouco usados e estão restritos a seções próximas ao assinante, em enlaces mais longos.

Dito isso, a metodologia proposta será descrita através de um exemplo ilustrativo. Assuma que uma dada operadora utilize três tipos de cabos em sua planta telefônica, *i.e.*

$$\{c_1, c_2, c_3\},$$

onde a bitola do cabo c_3 é maior que a de c_2 , que por sua vez é maior que a de c_1 . Assuma também que a operadora tenha regras bem definidas para a utilização desses cabos:

- o cabo c_1 é utilizado somente para a primeira seção, enquanto os cabos c_2 e c_3 são utilizados em qualquer seção a partir da segunda;

- para enlaces com múltiplas seções, a bitola das seções de cabos seriais sempre tem um caráter crescente em direção a localidade do assinante. As derivações podem ter ou não a mesma bitola da seção serial anterior a elas.

A partir dos cabos existentes na rede e das regras de utilização dos mesmos, as possíveis combinações de cabos para a primeira seção e a última são definidas. No exemplo em questão, quatro combinações são definidas (C #1 a C #4), descritas na Tabela 5.

Tabela 5: Combinações de cabos para a primeira seção e a última.

Classe de assimetria	Combinação de cabos	
1	—	—
2	c_1-c_2	c_1-c_3
3	$c_1-(c_2//c_2)$	$c_1-(c_2//c_3)$

Nota: O primeiro cabo faz referência a primeira seção enquanto o segundo cabo faz referência a última seção de enlace.
 O símbolo '-' faz referência a uma conexão em série.
 O símbolo '/' faz referência a uma conexão em paralelo.

Essas combinações de cabos definem os possíveis níveis de assimetria existentes na rede – calculados como descrito a seguir. Primeiramente, a impedância característica teórica de cada cabo presente nas combinações de cabos é simulada a partir de um modelo de cabo. É importante ressaltar que para as simulações de impedância característica sejam representativas, os parâmetros do modelo de cabo devem estar ajustados para os cabos em questão. No caso de um modelo físico, uma forma de ajustá-lo é através da técnica descrita em [65], que estima os parâmetros físicos do cabo a partir de medições de impedância de entrada. A partir das curvas simuladas de impedância característica, calcula-se os níveis de assimetria utilizando (4.29) e (4.33). No caso da rede metálica em questão, existem cinco possíveis níveis de assimetria:

$$\{1, f_{s_1}, f_{s_2}, f_{s_3}, f_{s_4}\},$$

onde 1 é o nível de assimetria para a classe 1, f_{s_1} e f_{s_2} são os níveis de assimetria para a classe 2 enquanto f_{s_3} e f_{s_4} são os níveis para a classe 3.

O último passo é definir um valor sub-ótimo de assimetria a ser utilizado no método de determinação da função de transferência a partir dos níveis existentes. O objetivo é ter um erro aceitável para a determinação da função de transferência de qualquer enlace da rede através de um valor de assimetria o mais representativo possível. Levando isso em consideração, são propostas três formas para definir esse valor sub-ótimo de assimetria:

1. caso nenhuma informação sobre a rede esteja disponível (tipos de cabos e/ou regras de utilização), a melhor opção é assumir que os enlaces são simétricos, *i.e.*, $f_s = 1$;

2. caso haja informação sobre a rede, o valor sub-ótimo de assimetria é calculado a partir da média aritmética dos possíveis níveis de assimetria da rede;
3. caso haja informação sobre a rede bem como informações estatísticas sobre os enlaces, o valor sub-ótimo de assimetria é calculado a partir da média ponderada dos possíveis níveis de assimetria da rede. Existem estatísticas bem definidas para algumas redes metálicas nacionais. Por exemplo, a estatística da rede brasileira [13] descreve qual o grau de incidência (%) das topologias existentes na rede bem com a porcentagem de uso de alguns tipos de cabos. A partir dessa informação, é possível definir quais níveis de assimetria são mais recorrentes que outros através da atribuição de ponderações ('pesos') aos mesmos.

A Figura 23 apresenta um fluxograma o qual sintetiza a metodologia proposta para definir um valor sub-ótimo de assimetria representativo de uma rede metálica.

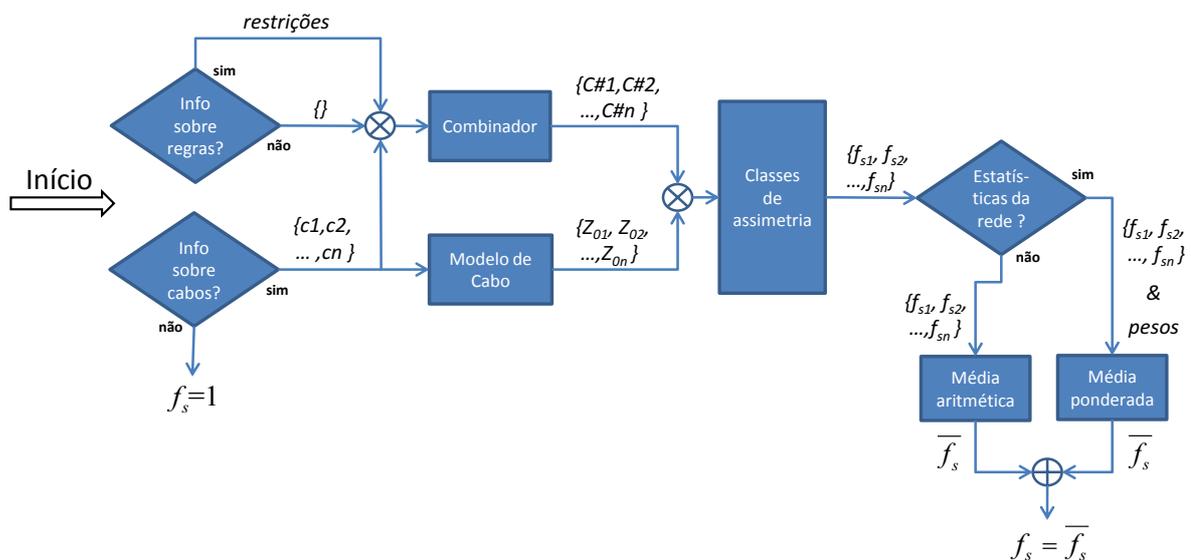


Figura 23: Fluxograma da metodologia proposta para definir valor sub-ótimo do fator de simetria.

Nota: O símbolo \otimes representa o operador lógico 'E' enquanto o símbolo \oplus representa o operador lógico 'OU'.

4.4 Estimativa da impedância de entrada em curto-circuito a partir de detecção de envoltórias

4.4.1 Introdução

As medições de impedância que a forma geral do método proposto utiliza necessitam de conexões diferentes na localidade do assinante (curto e aberto) para serem realizadas. Conseqüentemente, o mesmo pode ser considerado como a meio caminho entre um método baseado em DELT e um baseado em SELT. Por outro lado, a visão das operadoras é

buscar formas de qualificação as mais práticas possíveis, evitando ao máximo qualquer intervenção na conexão já estabelecida entre central e assinante. Assim sendo, seria desejável que o método proposto pudesse se adequar o melhor possível à situação do enlace antes da qualificação: o que se tem conectado na ponta remota do enlace é geralmente um aparelho telefônico. Alguns estudos – como em [66], páginas 925-926 – apontam que um aparelho telefônico no gancho pode ser considerado como uma terminação em aberto. Por outro lado, até onde se sabe, não existe forma eficiente de se realizar um curto na ponta remota sem intervenção humana.

Dessa forma, esta seção apresenta o desenvolvimento de um algoritmo para estimar a impedância de entrada em curto do enlace sob teste a partir de sua impedância de entrada em aberto. Inicialmente, apresenta-se a fundamentação teórica desse algoritmo. Em seguida, a implementação do mesmo é descrita.

4.4.2 Fundamentação teórica

Considere um enlace telefônico com comprimento total l , impedância-imagem na porta do lado da central Z_{I_1} e constante de propagação equivalente γ , onde $\gamma = \alpha + i\beta$. Sabe-se que a impedância de entrada vista do lado da central quando a ponta remota está em circuito aberto pode ser expressa por [6]

$$Z_{ca} = \frac{Z_{I_1}}{\tanh(\gamma l)}. \quad (4.34)$$

Caso o enlace tenha uma única seção, isto é, seja homogêneo e uniforme, a impedância-imagem será igual à impedância característica do cabo.

Por sua vez, o módulo e a fase de Z_{ca} são, respectivamente

$$|Z_{ca}| = \frac{|Z_{I_1}|}{|\tanh(\gamma l)|} \quad (4.35)$$

e

$$\angle Z_{ca} = \angle Z_{I_1} - \angle \tanh(\gamma l). \quad (4.36)$$

Caso as oscilações na impedância-imagem sejam nulas ou desprezíveis quando comparadas àqueles presentes em $\tanh(\gamma l)$, é possível afirmar que as envoltórias superior e inferior ($Env[\bullet]_s$ e $Env[\bullet]_i$) do módulo e da fase de Z_{I_1} são completamente determinadas pelas envoltórias inferior e superior de $\tanh(\gamma l)$, respectivamente. Isto é:

$$Env[|Z_{ca}|]_i = \frac{|Z_{I_1}|}{Env[|\tanh(\gamma l)|]_s}, \quad (4.37)$$

$$Env[|Z_{ca}|]_s = \frac{|Z_{I_1}|}{Env[|\tanh(\gamma l)|]_i}, \quad (4.38)$$

$$Env[\angle Z_{ca}]_i = \angle Z_{I_1} - Env[\angle \tanh(\gamma l)]_s, \quad (4.39)$$

e

$$Env[\angle Z_{ca}]_s = \angle Z_{I_1} - Env[\angle \tanh(\gamma l)]_i. \quad (4.40)$$

Como visto anteriormente, $\tanh(\gamma l)$ pode ser expressa por

$$\tanh(\alpha l + i\beta l) = \frac{\tanh(\alpha l)[1 + \tan^2(\beta l)]}{1 + \tanh^2(\alpha l)\tan^2(\beta l)} + i \frac{\tan(\beta l)[1 - \tanh^2(\alpha l)]}{1 + \tanh^2(\alpha l)\tan^2(\beta l)}. \quad (4.41)$$

Assim sendo, o módulo de $\tanh(\gamma l)$ é

$$|\tanh(\gamma l)| = \frac{\sqrt{\tanh^2(\alpha l)[1 + \tan^4(\beta l)] + \tan^2(\beta l)[1 + \tanh^4(\alpha l)]}}{1 + \tanh^2(\alpha l)\tan^2(\beta l)}. \quad (4.42)$$

É possível notar que $|\tanh(\gamma l)|$ terá valor mínimo sempre que $\tan(\beta l) = 0$, resultando em

$$Env[|\tanh(\gamma l)|]_i = \tanh(\alpha l). \quad (4.43)$$

Similarmente, $|\tanh(\gamma l)|$ terá valor máximo sempre que $\tan(\beta l) = \pm \infty$, resultando em

$$Env[|\tanh(\gamma l)|]_s = \frac{1}{\tanh(\alpha l)}. \quad (4.44)$$

A partir também de (4.41), pode-se proceder análise similar para a fase de $\tanh(\gamma l)$. Especificamente, a fase de $\tanh(\gamma l)$ pode ser expressa por

$$\angle \tanh(\gamma l) = \arctan\left(\frac{\tan(\beta l)[1 - \tanh(\alpha l)^2]}{\tanh(\alpha l)[1 + \tanh(\beta l)^2]}\right). \quad (4.45)$$

A fase de $\tanh(\gamma l)$ terá valor mínimo quando $\tan(\beta l) = -1$, resultando em

$$Env[\angle \tanh(\gamma l)]_i = -\arctan(\operatorname{cosech}(2\alpha l)), \quad (4.46)$$

enquanto um máximo ocorrerá sempre que $\tan(\beta l) = 1$, resultando em

$$Env[\angle \tanh(\gamma l)]_s = \arctan(\operatorname{cosech}(2\alpha l)). \quad (4.47)$$

Agora, aplicando (4.44), (4.43), (4.47) e (4.46) em (4.37), (4.38), (4.39) e (4.40), respectivamente, tem-se como resultado as seguintes equações para as envoltórias da im-

pedância de entrada em circuito aberto:

$$Env[|Z_{ca}|]_i = |Z_{I_1}| \times \tanh(\alpha l), \quad (4.48)$$

$$Env[|Z_{ca}|]_s = |Z_{I_1}| \times \frac{1}{\tanh(\alpha l)}, \quad (4.49)$$

$$Env[\angle Z_{ca}]_i = \angle Z_{I_1} - \arctan(\operatorname{cosech}(2\alpha l)), \quad (4.50)$$

e

$$Env[\angle Z_{ca}]_s = \angle Z_{I_1} + \arctan(\operatorname{cosech}(2\alpha l)). \quad (4.51)$$

Percebe-se a partir da inspeção dessas equações que o módulo e a fase da impedância-imagem do enlace podem ser obtidos a partir das médias geométrica e aritmética das respectivas envoltórias para a impedância de entrada em circuito aberto, *i.e.*

$$|Z_{I_1}| = \sqrt{Env[|Z_{ca}|]_i \times Env[|Z_{ca}|]_s}, \quad (4.52)$$

$$\angle Z_{I_1} = \frac{Env[\angle Z_{ca}]_i + Env[\angle Z_{ca}]_s}{2}. \quad (4.53)$$

Cabe lembrar que a dependência com a frequência de todas as impedâncias é omitida neste documento por conveniência. Portanto, as operações descritas por (4.52) e (4.53) são realizadas em cada amostra de frequência da medição de Z_{ca} , ou seja, ponto-a-ponto.

É importante salientar que (4.48), (4.49), (4.50) e (4.51) são válidas também para a impedância de entrada em curto. Além disso, é possível provar que o mesmo raciocínio aplica-se às partes real e imaginária da impedância de entrada, resultando em

$$\Re\{Z_{I_1}\} = \sqrt{Env[\Re\{Z_{ca}\}]_i \times Env[\Re\{Z_{ca}\}]_s} \quad (4.54)$$

$$\Im\{Z_{I_1}\} = \frac{Env[\Im\{Z_{ca}\}]_i + Env[\Im\{Z_{ca}\}]_s}{2}. \quad (4.55)$$

Finalmente, uma vez que a impedância-imagem do enlace é determinada, a impedância de entrada em curto pode ser estimada aplicando a relação clássica entre as impedâncias de entrada em curto e aberto e a impedância-imagem, ou seja, [6]

$$Z_{I_1} = \sqrt{Z_{cc} \times Z_{ca}} \implies Z_{cc} = \frac{Z_{I_1}^2}{Z_{ca}}. \quad (4.56)$$

As Figuras 24 e 25 ilustram a impedância de entrada em circuito aberto, suas envoltórias e impedância-imagem, calculadas a partir de (4.52) e (4.53), para um enlace com uma seção de bitola 0,4 mm e comprimento de 500 m (simulação).

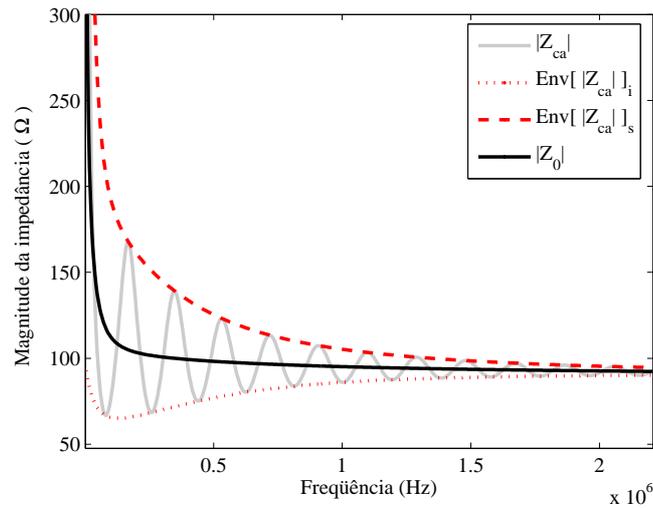


Figura 24: Módulo da impedância de entrada em circuito aberto e suas envoltórias para um enlace com uma seção de bitola 0,4 mm e comprimento de 500 m (simulação).

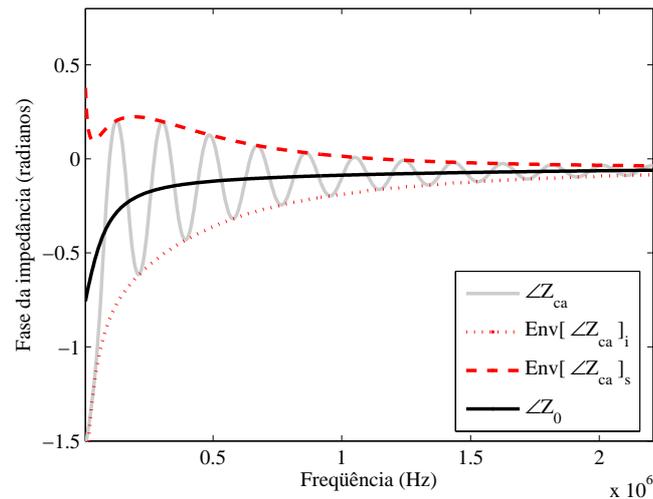


Figura 25: Fase da impedância de entrada em circuito aberto e suas envoltórias para um enlace com uma seção com bitola 0,4 mm e comprimento de 500 m (simulação).

4.4.3 Estimador de impedância de entrada em curto-circuito

Na subseção anterior, foi demonstrado matematicamente que a impedância de entrada em curto-circuito pode ser estimada a partir das envoltórias da impedância de entrada em circuito aberto, ou vice-versa, assumindo que as oscilações na impedância-imagem sejam desprezíveis quando comparadas àquelas em $\tanh(\gamma l)$. A partir dessa fundamentação teórica, foi desenvolvido um estimador de impedância de entrada em curto circuito. Essencialmente, ele tem como entrada uma medição de impedância em circuito aberto e é composto por um bloco detector de envoltórios, seguido de blocos que calculam a impedância-imagem e a impedância em curto circuito. A grande questão no que tange a

implementação é quanto a detecção de envoltórias. Apesar das equações que regem as envoltórias inferior e superior terem sido derivadas, não é possível utilizá-las diretamente, pois o comprimento l , a constante de propagação γ e impedância-imagem são desconhecidos. Portanto, as envoltórias da curva de impedância em circuito aberto devem ser estimadas por alguma forma de inspeção da medida de entrada.

A forma desenvolvida para a detecção de envoltórias da impedância de entrada em circuito aberto se dá em dois passos. Primeiro, os pontos de inflexões na curva são determinados a partir da sua segunda derivada. Segundo, para cada região definida por um par de pontos de inflexão, os pontos extremos locais são encontrados. Para estimar as envoltórias, os pontos singulares achados na curva são interpolados. O método de interpolação adotado é o *spline* [67]. É importante notar que outras formas mais eficientes de detecção de envoltórias devem ser consultadas na literatura associada e avaliadas em trabalhos futuros uma vez que esse bloco funcional é o mais importante do estimador de impedância de entrada em curto-circuito.

Uma vez que as envoltórias são detectadas, as mesmas são utilizadas para determinar a impedância-imagem de acordo com (4.52) e (4.53), e finalmente a impedância em curto-circuito, a partir de (4.56).

A Figura 26 ilustra um fluxograma descrevendo a implementação computacional do estimador de impedância de entrada em curto-circuito.

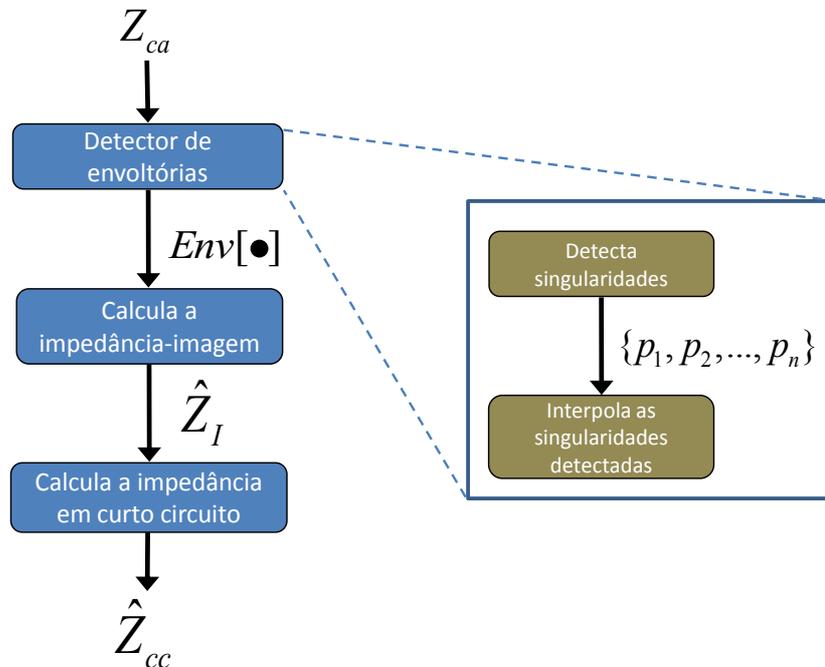


Figura 26: Fluxograma do estimador de impedância de entrada em curto-circuito.

4.4.4 Propagação de erros na estimativa da impedância de entrada em curto-circuito

Como visto na descrição do estimador de impedância em curto proposto, tanto a impedância-imagem quanto a impedância em curto-circuito são calculadas algebricamente a partir da estimativa das envoltórias da impedância em circuito aberto. Isso significa que possíveis erros na detecção das envoltórias se propagarão ao longo dos cálculos subsequentes. Por conta disso, é importante realizar um estudo sobre a propagação de erros na estimativa da impedância em curto, visando uma melhor avaliação dos resultados obtidos quando o estimador for avaliado.

Assuma uma estimativa da impedância-imagem \hat{Z}_I com um erro relativo Δ em comparação ao seu valor real Z_I :

$$\hat{Z}_I = Z_I(1 \pm \Delta), \quad \forall \quad 0 \leq \Delta \leq 1. \quad (4.57)$$

Analogamente, uma estimativa da impedância em curto-circuito \hat{Z}_{cc} também pode ser definida em termos do seu valor real Z_{cc} :

$$\hat{Z}_{cc} = Z_{cc}(1 \pm \Delta), \quad \forall \quad 0 \leq \Delta_{cc} \leq 1. \quad (4.58)$$

Dado que a relação entre a impedância-imagem e a impedância em curto-circuito é dada por (4.56), pode-se a partir dessa equação descrever a relação entre as estimativas desses dois tipos de impedâncias, ou seja:

$$\hat{Z}_{cc} = \frac{\hat{Z}_I^2}{Z_{ca}}. \quad (4.59)$$

Agora, aplicando (4.57) e (4.58) a (4.59), resulta

$$Z_{cc}(1 \pm \Delta) = \frac{Z_I^2(1 \pm \Delta)^2}{Z_{ca}}. \quad (4.60)$$

Finalmente, isolando o erro relativo Δ_{cc} em (4.60) e fazendo as devidas substituições, tem-se a seguinte relação:

$$|\Delta_{cc}| = |\Delta^2 \pm 2\Delta|. \quad (4.61)$$

Ou seja, a propagação de erros faz com que um erro na estimativa da impedância-imagem se reverta em quase o dobro de erro na estimativa da impedância de entrada em curto-circuito. A Figura 27 mostra a representação gráfica da relação entre Δ e Δ_{cc} . É possível notar que para pequenos erros na estimativa da impedância-imagem, o erro na estimativa da impedância em curto-circuito é quase duas vezes maior.

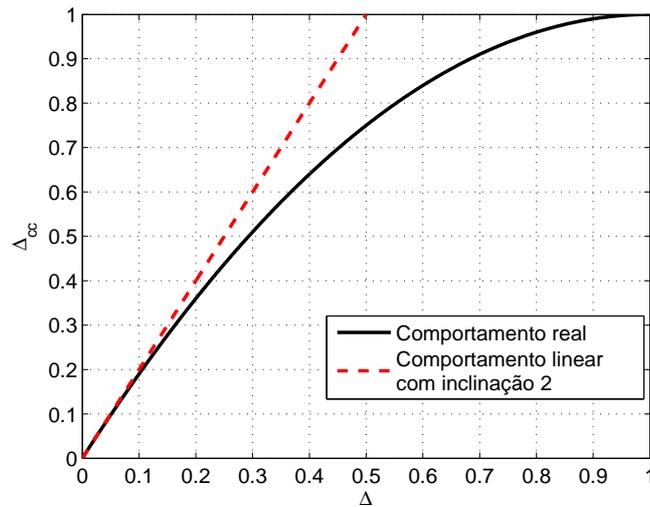


Figura 27: Relação entre os erros nas estimativas da impedância-imagem Δ e da impedância em curto-circuito Δ_{cc} , comparado a um comportamento linear com inclinação 2.

4.5 Possíveis aplicações do método proposto

Independentemente de se utilizar somente a sua forma geral ou conjuntamente com o estimador de impedância em curto, o método proposto apresenta algumas aplicações relevantes no campo da qualificação de enlaces telefônicos. A seguir, serão apresentadas duas aplicações do método descrito acima.

4.5.1 Determinação da capacidade do canal

A função de transferência desempenha um papel crucial no cálculo da capacidade de transmissão do canal, como mostrado a seguir. Assuma a representação na Figura 28 de um enlace metálico como canal de comunicação com função de transferência $H(f)$ e ruído aditivo gaussiano $N(f)$. A saída do canal é chamada $Y(f)$ [68].

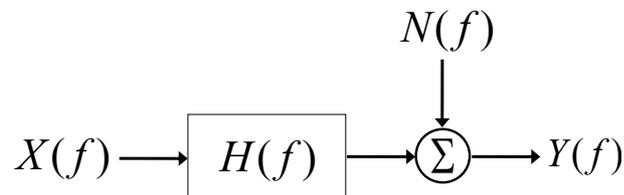


Figura 28: Modelo do canal de comunicação com ruído aditivo.

Canais de comunicação de banda limitada, como os enlaces metálicos, exibem variação de ganho e fase com a frequência. Para contornar essa variação, o DSL utiliza modulação por multiplexadora para transmitir informação através do canal de comunicação, ou seja, divide-se o espectro de frequências utilizado num certo número n de subcanais inde-

pendentes, igualmente espaçados e com mesma largura de banda Δf . Cada um desses subcanais irá carregar um dado número de bits, dependendo da atenuação e desvio de fase imposta pelo mesmo (função de transferência), e pelo nível de ruído existente. O valor de n necessário para a modulação por multiportadora ter desempenho ótimo dependerá de quão rápido a função de transferência do canal de comunicação varia com a frequência. A ideia é fazer com que a função de transferência contínua em cada subcanal i possa ser aproximada por uma curva constante e discreta, como ilustrado na Figura 29. Quando n é suficientemente grande, os retângulos são bem estreitos e por consequência a saída de cada subcanal $Y(f_i)$ por ser definida como [68]

$$Y(f_i) = X(f_i)H(f_i) + N(f_i), \quad (4.62)$$

onde $X(f_i)$ é a transformada de Fourier do sinal transmitido e $N(f_i)$ é o ruído no subcanal i . Isso implica dizer que os subcanais se tornam independentes e as componentes do ruído em cada subcanal também podem ser consideradas decorrelacionadas.

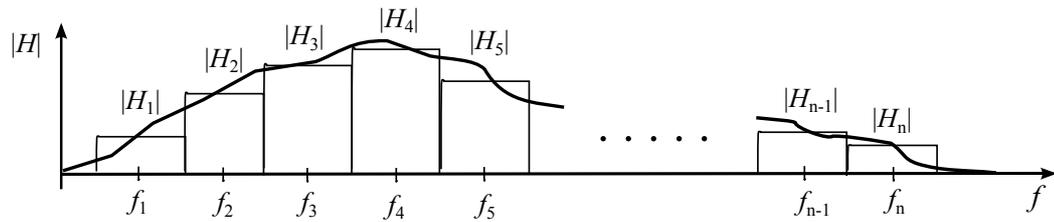


Figura 29: Função de transferência de um canal de comunicação e sua decomposição em multicanais.

Fonte: [68].

A capacidade máxima de transmissão em bits de cada subcanal i pode ser calculada a partir da equação de Shannon, *i.e.*

$$B_i = \Delta f \log_2 \left(\frac{S_x(f_i)|H(f_i)|^2 + S_n(f_i)}{S_n(f_i)} \right) = \Delta f \log_2 (SNR_i + 1), \quad (4.63)$$

onde $S_x(f_i)$ e $S_n(f_i)$ são respectivamente a densidade espectral de potência do sinal transmitido e do ruído, SNR_i é a relação sinal-ruído no receptor e Δf é a largura de banda, tudo no subcanal i .

Por consequência, a capacidade máxima de transmissão do enlace metálico é dada pelo somatório da capacidade de cada um dos n subcanais, ou seja:

$$B_{\text{enlace}} = \sum_{i=1}^n B_i = \Delta f \sum_{i=1}^n \log_2 (SNR_i + 1). \quad (4.64)$$

4.5.2 Determinação do comprimento total do enlace

A partir da função de transferência, a resposta ao impulso do enlace sob análise pode ser obtida através da transformada inversa de Fourier, ou seja,

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}. \quad (4.65)$$

Através da análise da curva $h(t)$, num procedimento semelhante àquele aplicado aos reflectogramas (veja Figura 9, página 38), é possível extrair informações sobre a topologia do enlace. Por exemplo, o primeiro pico detectado na curva $h(t)$ refere-se ao tempo que o sinal leva para alcançar a porta de saída do canal. Portanto, a partir desse tempo t extraído de $h(t)$, o comprimento total do enlace, l_T , pode ser estimado através da equação

$$l_T = v_p \times t, \quad (4.66)$$

onde v_p é a velocidade média de propagação do sinal no meio considerado, ou seja, no dielétrico revestindo os condutores dos pares trançados que formam o enlace sob análise.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o método de determinação da função de transferência tema deste trabalho. Inicialmente, apresentou-se o modelamento proposto para enlaces metálicos no qual os parâmetros ABCD gerais são descritos em função das impedâncias de entrada em curto e aberto e da assimetria do enlace sob teste (forma geral do método). Em seguida, apresentou-se o estudo sobre a assimetria de enlaces metálicos, com objetivo de propor uma metodologia de definição de valor sub-ótimo para o fator de simetria. Finalizando o capítulo, apresentou-se o algoritmo desenvolvido para estimar a impedância em curto-circuito a partir da impedância em circuito aberto.

O próximo capítulo apresentará os resultados obtidos tanto pela forma geral do método proposto quanto pelo estimador de impedância de entrada em curto-circuito, utilizando simulações e dados medidos em laboratório.

5 *RESULTADOS E ANÁLISE*

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o método proposto. Inicialmente, apresentam-se os resultados obtidos quando somente a forma geral do método proposto é aplicada tanto a dados simulados quanto medidos. Na sequência, os resultados obtidos a partir da aplicação conjunta da forma geral e do estimador de impedância em curto são apresentados.

5.2 Aplicação da forma geral do método proposto

5.2.1 Fases de avaliação

A forma geral do método proposto foi avaliada em três fases:

- Comparação de referência: avaliação de desempenho usando dados simulados, tendo como referência um método de estimação da função de transferência descrito na literatura aberta;
- Avaliação extensiva: avaliação de desempenho usando dados simulados e um gerador arbitrário de topologias;
- Avaliação em laboratório: avaliação de desempenho usando medições em cabos metálicos.

Na primeira fase, as seguintes grandezas foram simuladas: S_{11}^{∞} (parâmetro de espalhamento em circuito-aberto), Z_{ca} , Z_{cc} e H . Já na segunda fase, somente Z_{ca} , Z_{cc} e H foram simuladas. A geração da função de transferência H dos enlaces se deu de acordo com o procedimento descrito na Seção 3.5, página 52, onde o modelo de cabo MAR2 [38, 39] foi utilizado. A impedância de carga usada na geração de H foi de $100\ \Omega$, visto que o modelo de cabo MAR2 fornece um banco de dados para cabos com impedância característica em

torno de $100\ \Omega$. Almeja-se com isso alcançar o melhor casamento de impedância possível no lado do assinante, em altas frequências. O processo empregado na simulação das grandezas de espalhamento e impedância foi o mesmo de H , à exceção da equação que deriva a grandeza de interesse a partir dos parâmetros ABCD gerais – por exemplo, (4.5) foi utilizada para derivar a impedância de entrada dos enlaces sob teste. Além disso, nenhum ruído foi inserido às grandezas simuladas. A faixa de frequências considerada foi a do ADSL: 256 tons, de 4,3125 kHz a 1,104 MHz.

Para a fase três, as grandezas Z_{ca} , Z_{cc} e H foram medidas utilizando equipamentos de medição dedicados e os cabos metálicos existentes no laboratório de tecnologias de acesso da Universidade Federal do Pará (UFPA). Cada grandeza foi medida cinco vezes para cada enlace de teste e seu valor médio foi utilizado na avaliação do método proposto. A faixa de frequência considerada no processo de medição foi o ADSL. O Apêndice A fornece maiores detalhes sobre o processo de medição realizado.

Em todas as três fases, a aplicação da forma geral do método proposto se deu considerando que não há informações sobre os enlaces sob teste, ou seja, todos os enlaces foram considerados simétricos. Isso implica que $f_s = 1$ foi usado em (4.17) para calcular a matriz ABCD geral dos enlaces sob teste. Dado que o Capítulo 4.3 evidenciou que a maioria dos enlaces metálicos fazem parte da classe de assimetria 2, adotar a consideração de simetria pode ser visto como uma avaliação de pior caso.

A figura de mérito usada para avaliar o desempenho do método proposto é a magnitude do desvio entre a função de transferência real (H)¹ e a estimativa fornecida pelo método (\hat{H}). Existem duas razões para que essa figura de mérito seja adotada: as taxas de *up* e *downstream* são determinadas a partir da magnitude da função de transferência, como citado anteriormente; e a regra dos 3 dB que define que um bit de informação é adicionado / perdido em cada tom DSL caso a relação sinal-ruído (SNR) seja aumentada / diminuída em 3 dB, respectivamente [69]. Assim sendo, a regra dos 3 dB define o seguinte limiar para as estimativas de H em cada tom de frequência:

$$\left| 20 \log_{10} |\hat{H}| - 20 \log_{10} |H| \right| < 3. \quad (5.1)$$

A Figura 30 sintetiza o procedimento adotado em todas as fases de avaliação. É importante notar que as funções de transferência simuladas e medidas são usadas tão somente para avaliar a exatidão das estimativas fornecidas pelo método proposto.

¹que foi simulada ou medida, dependendo da fase considerada.

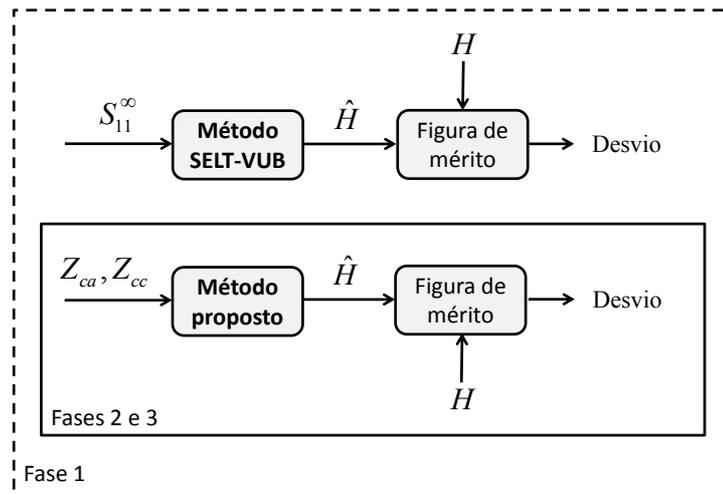


Figura 30: Processo de avaliação da forma geral do método proposto.

5.2.2 Comparação de referência

Esta seção apresenta uma avaliação de desempenho do método proposto tendo como referência um método bem conhecido na literatura científica. O método de referência escolhido foi aquele descrito em [5], que por conveniência, será chamado de método ‘SELT-VUB’ de agora em diante.

O método SELT-VUB utiliza modelos paramétricos para as grandezas S_{11} e H , tendo como base três topologias arbitrárias e o modelo de cabo VUB0 [42]. Uma estimativa de máxima verossimilhanças é realizada, a fim de determinar os parâmetros do modelo de S_{11} que resultam num melhor ajuste à uma dada medição S_{11} . Os parâmetros estimados são então aplicados ao modelo de H a fim de estimar a função de transferência do enlace sob teste. Resumindo, o método utiliza uma medição SELT, conhecimento *a priori* sobre a topologia do enlace sob teste, processo de otimização e um modelo de cabo para estimar a função de transferência.

Três enlaces são usados em [5] para avaliar o método SELT-VUB. Eles estão descritos na Tabela 6 e são denominados no presente trabalho como ‘enlaces vub’.

Tabela 6: Topologia dos enlaces vub.

Enlace	TOPOLOGIA		
	Seção	Bitola (mm)	Comprimento (m)
vub # 1	s	0,5	0,9
vub # 2	s-d-s	0,5-0,5-0,5	0,9-0,2-0,7
vub # 3	s-s	0,5-0,4	0,5-0,4

Nota: ‘s’ significa serial e ‘d’ significa derivação.

As seções estão dispostas assumindo a direção da central (esquerda) para o assinante (direita).

Para a realização da comparação de referência, tanto o método SELT-VUB quanto o modelo de cabo VUB0 foram implementados em MATLAB[®], seguindo estritamente a descrição exposta em [5]. Para o processo de otimização exigido pelo método SELT-VUB, foram usadas as rotinas para a técnica *Levenberg-Marquardt* da *toolbox* de otimização do MATLAB[®] e as estimativas iniciais foram calculadas a partir da topologia real dos enlaces vub, como proposto em [5]. Apesar de pouco factível na prática, utilizar a topologia do enlace sob teste para calcular a estimativa inicial do processo de otimização é a melhor maneira de se chegar o mais perto possível do mínimo global. Isso faz do método SELT-VUB uma boa referência para avaliar o desempenho do método proposto.

Os resultados obtidos pelos métodos proposto e SELT-VUB são apresentados na Tabela 7 e da Figura 31 até a Figura 34. Pode-se observar que as estimativas fornecidas por ambos os métodos são exatas, com desvios máximos por tom menores que 0,5 dB para todos as enlaces de teste.

Tabela 7: Desvio médio e máximo por tom de frequência das estimativas de função de transferência – método SELT-VUB *vs.* método proposto.

Enlace	MÉTOD0 SELT-VUB		MÉTOD0 PROPOSTO	
	Desvio médio (dB)	Desvio máximo (dB)	Desvio médio (dB)	Desvio máximo (dB)
vub # 1	0,04	0,16	$5,56 \times 10^{-15}$	$3,90 \times 10^{-14}$
vub # 2	0,09	0,30	0,04	0,35
vub # 3	0,01	0,04	0,04	0,46

Mesmo em condições ideais (simulação sem ruído) e utilizando estimativa inicial calculada a partir da topologia real dos enlaces sob teste, ocorreram erros nas estimativas fornecidas pelo método SELT-VUB, visto que o modelo de cabo MAR2 foi usado para simular as medições enquanto o modelo VUB0 é utilizado pelo método em si. Independente disso, o método SELT-VUB obteve estimações dos parâmetros com boa exatidão para todos os enlaces vub. Como forma de ilustrar isso, a Figura 31 mostra o modelo de S_{11} para o enlace vub # 2, usando os parâmetros estimados em comparação a simulação de S_{11} usando a estimativa inicial. A utilização dos parâmetros estimados resultou num bom ajuste da grandeza simulada, tendo um erro médio abaixo de 0,07 dB para toda a faixa de frequências. Desempenho similar foi obtido para os enlaces vub # 1 e vub # 3. Por outro lado, o método SELT-VUB teve um desempenho comparativamente melhor para o enlace vub # 3 do que para os dois primeiros. Esse resultado é até certo ponto inesperado, uma vez que existem cinco parâmetros a serem estimados para o enlace vub # 1 enquanto que há sete e dez parâmetros a serem estimados para os enlaces vub # 2 e vub # 3, respectivamente [5]. Isso indica provavelmente que o processo de otimização para os enlaces vub # 1 e vub # 2 ficou preso em mínimos locais. Um ponto negativo do método SELT-VUB é a configuração dos parâmetros da técnica de otimização. Isso deve ser feito individual-

mente, (*i.e.*, para cada enlace sob teste), a partir da experiência ao usar o método, o que é um problema em situações práticas. Seja como for, no que diz respeito às estimativas de H , o método SELT-VUB apresentou bom desempenho para os casos testados, como pode ser verificado da Figura 32 até a Figura 34.

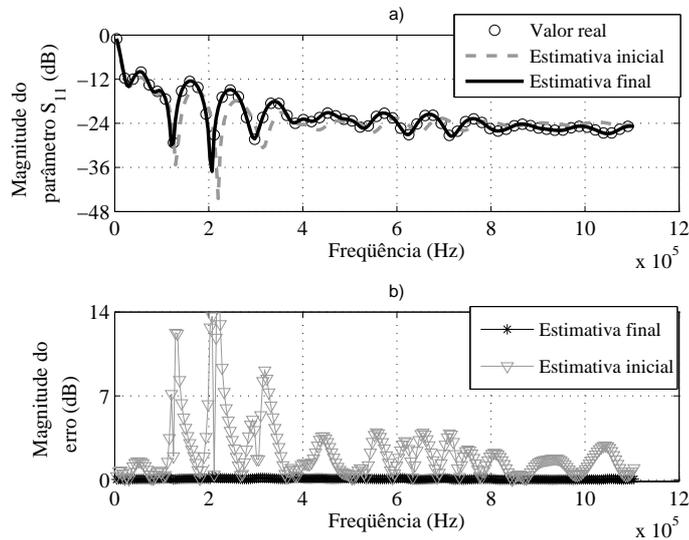


Figura 31: a) simulação de S_{11} e suas estimativas, e b) erro – vub # 2.

Com relação a forma geral do método proposto, o mesmo obteve erro zero na estimativa para o enlace vub # 1, indicando que a modelagem ABCD proposta está correta. Para o enlace vub # 2, os resultados foram bem similares àqueles fornecidos pelo método SELT-VUB, apesar do enlace ter uma derivação. Isso ocorre porque a primeira seção e a última do enlace são do mesmo tipo de cabo (0,4 mm), o que implica numa assimetria que converge para 1 em altas frequências (classe de assimetria 1). Além disso, a diferença no comprimento das seções antes e depois da derivação é de somente 200 metros. Ou seja, o enlace vub # 2 tem praticamente uma simetria topológica em relação a derivação (reflexão nas portas do enlace quase similares). A Figura 35 mostra a assimetria do enlaces vub. O método proposto também teve um bom desempenho para o enlace vub # 3, obtendo desvio máximo menor que 0,5 dB. No entanto, o desempenho foi comparativamente pior do que aquele obtido pelo método SELT-VUB. A razão disso também reside no fator de simetria. O enlace vub # 3 é composto por duas seções diferentes (classe de assimetria 2), resultando no maior fator de simetria médio dentre todas os enlaces testados, como mostrado na Figura 35.

É possível notar a partir das figuras que os desvios máximos para o método proposto sempre ocorrem em baixas frequências. Isso acontece porque a assimetria dos enlaces é mais proeminente nessa faixa.

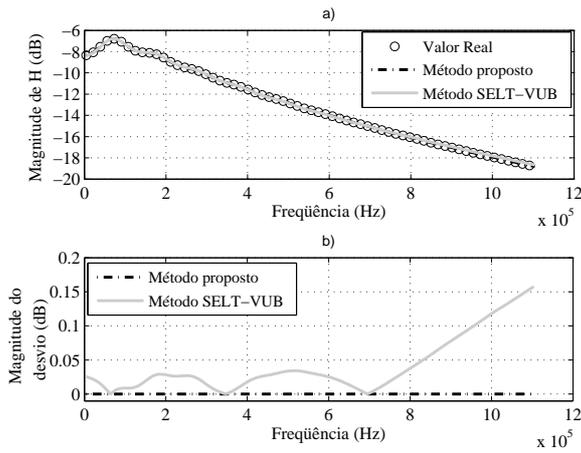


Figura 32: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 1.

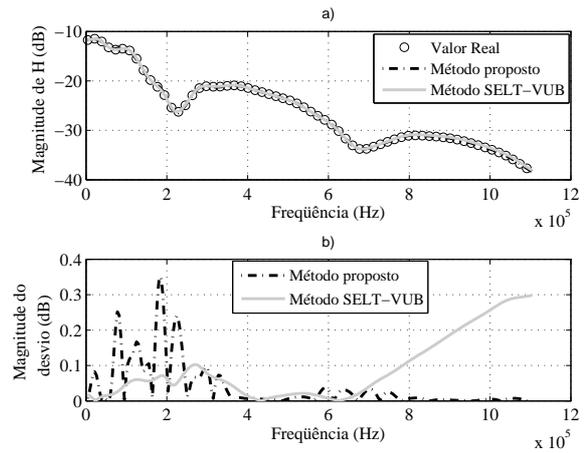


Figura 33: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 2.

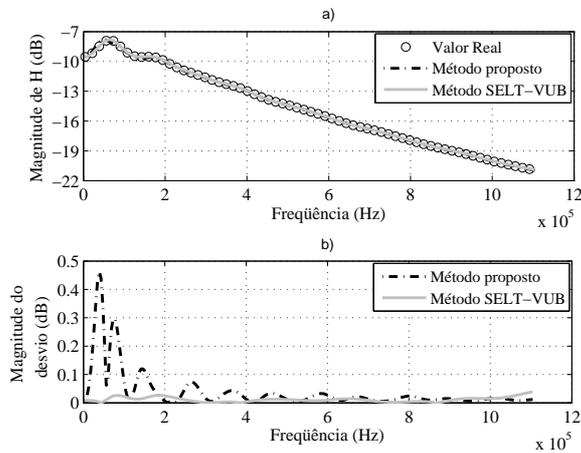


Figura 34: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – vub # 3.

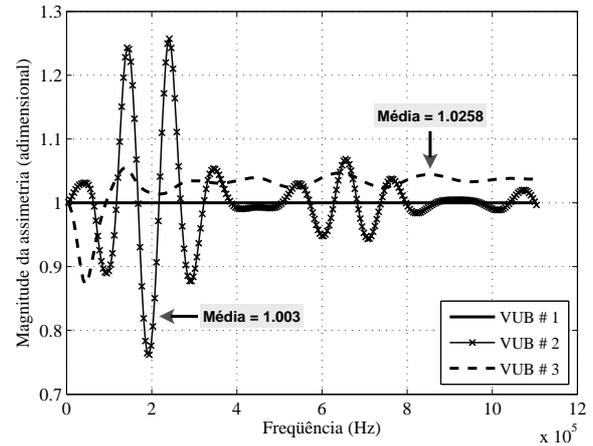


Figura 35: Magnitude da assimetria – enlaces vub.

5.2.3 Avaliação extensiva

5.2.3.1 Descrição do procedimento adotado

Objetivo nesta fase de testes é avaliar a aplicabilidade do método proposto utilizando dados simulados e uma grande variedade de topologias. Mais especificamente, foi realizada uma análise estatística usando topologias geradas aleatoriamente. A Figura 36 ilustra o procedimento adotado em tal análise estatística.

O procedimento inicia com um gerador de enlaces o qual alimenta os blocos seguintes com um número considerável de diferentes topologias. Esse gerador é uma rotina computacional proprietária, desenvolvida para gerar enlaces randomicamente a partir de parâmetros definidos pelo usuário.

Para cada topologia gerada, as impedâncias de entrada em aberto Z_{ca} e em curto

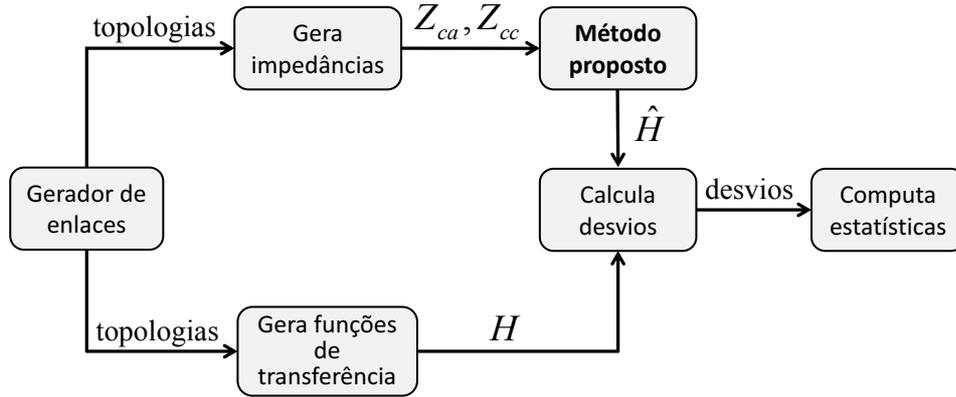


Figura 36: Fluxograma do procedimento adotado na análise estatística.

Z_{cc} , e a função de transferência real H são simuladas na faixa de frequências considerada. Todas as três grandezas são simuladas através do processo descrito na Seção 3.5. Em seguida, as impedâncias de entrada são utilizadas pelo método proposto para fornecer uma estimativa da função de transferência \hat{H} . Tendo as funções de transferência real e estimada, o desvio entre elas em cada tom de frequência DSL é calculado.

Finalizando o processo, os dados computados são usados para gerar um histograma tridimensional. Isso é feito esquadrinhando o plano desvio-frequência num certo número de setores e mapeando a coleção de pontos ($desvio(i)$, $frequencia(k)$) gerados nesses setores. Assim sendo, cada setor terá um dado número de ocorrências, resultando numa matriz de ocorrências que é usada para gerar o histograma. Esse histograma fornece uma forma de quantificar a dispersão dos desvios em cada tom DSL, bem como ver sua tendência.

Como dito anteriormente, a figura de mérito utilizada para avaliar os desvios é a regra dos 3 dB (equação 5.1), que pode ser expressa na sua forma adimensional, *i.e.*

$$0,7079 < \left| \frac{\hat{H}}{H} \right| < 1,4125. \quad (5.2)$$

Além disso, a coleção de pontos gerados é usada também para calcular o percentual p_{tone} de enlaces com desvio maior que 3 dB em ao menos um tom DSL.

5.2.3.2 Condições gerais para a coleta de estatísticas

A análise estatística foi realizada para sete casos de teste. A Tabela 8 sintetiza as características principais das topologias geradas. Os casos de teste de ‘a’ a ‘d’ dizem respeito à geração de enlaces seriais enquanto os casos de teste de ‘e’ a ‘g’ dizem respeito à geração de enlaces com uma ou mais derivações. Os casos de teste de ‘e’ a ‘g’ empregam as seguintes regras para a geração de derivações:

- A primeira seção nunca pode ser uma derivação;
- Derivações simultâneas (*i.e.*, derivações numa configuração em estrela) não são permitidas;
- Uma derivação tem que estar entre duas seções seriais ou ser precedida por uma seção serial (*i.e.*, quando a última seção for uma derivação).

Portanto: as topologias geradas no caso de teste ‘e’ podem ter somente uma derivação, posicionada na segunda ou na terceira seção; as topologias geradas no caso de teste ‘f’ podem ter uma ou duas derivações a partir da segunda seção; as topologias geradas no caso de teste ‘g’ podem ter até três derivações.

Cabos com as seguintes bitolas foram utilizados nas simulações: 0,32 mm, 0,4 mm, 0,5 mm, 0,65 mm e 0,9 mm. A sequência de cabos da central para o assinante é sempre em ordem crescente de bitola, onde a primeira bitola (0,32 mm), quando ocorrer, estará sempre associada à primeira seção enquanto a última (0,9 mm) só pode ser atribuída à última seção. Adicionalmente, a bitola de qualquer derivação será ou a mesma da seção anterior ou a próxima mais grossa.

Em relação ao comprimento total dos enlaces, foi definida empiricamente uma relação entre o número de seções que o enlace possui e a faixa de variação para o comprimento total. Por exemplo, todos os enlaces gerados para o caso de teste ‘b’ tem comprimento total variando entre 1,5 e 3,5 km. Com relação a enlaces com derivações, a faixa de variação do comprimento total diz respeito ao caminho principal conectando a central e o assinante (*i.e.*, somente as seções seriais). As derivações tem faixa de comprimento específica.

Tabela 8: Características dos casos de teste empregados na avaliação extensiva.

Tipo de enlace	Caso de teste	No. de seções	Faixa para o comprimento total (km)	Faixa para o comprimento da derivação (km)
Serial	a	2	[1—3,5]	—
	b	3	[1,5—3,5]	
	c	4	[2—4]	
	d	5	[2,5—4]	
com derivações	e	3	[1,5—3,5]	[0,2—1]
	f	4	[2—4]	
	g	5	[2,5—4]	

Foram geradas 50.000 topologias em cada um dos casos de teste. Para a geração das medidas de interesse, utilizou-se o modelo de cabo MAR2 e a banda de frequência

considerada foi a do ADSL. Especificamente sobre a geração da função de transferência real, a impedância de carga utilizada foi $100\ \Omega$.

Com relação às estatísticas, o eixo do desvio foi definido variando de 0,4 a 1,6 (adimensional) e foi dividido em 49 setores. O eixo da frequência foi definido variando de 4,3125 kHz a 1,104 MHz e foi dividido em 256 setores. Isso resulta numa matriz de ocorrências com dimensão 49×256 . Como cada topologia gerada fornece 256 pontos, um total de 12.800.000 pontos é mapeado nos setores do plano desvio-frequência.

5.2.3.3 Análise dos resultados

Os resultados para os enlaces com somente seções seriais (casos de ‘a’ a ‘d’) indicam que a presença de mudança de bitola somente não resulta em assimetria significativa. Os histogramas relacionados aos casos de teste ‘a’ (duas seções) e ‘d’ (cinco seções) são apresentados nas Figuras 37 e 38, respectivamente. Em ambos os casos é possível verificar que os pontos gerados estão bem concentrada em torno de 1. Resultados similares foram obtidos para os casos de teste ‘b’ e ‘c’. Apesar disso, pode-se notar que a dispersão dos pontos é relativamente maior em baixas frequências, como esperado.

A Figura 39 diz respeito ao histograma do caso de teste ‘e’ e dá uma amostra sobre os resultados obtidos para enlaces com derivações. Nessa figura é possível notar uma dispersão bem mais proeminente quando comparado com os casos com enlaces seriais. É possível também notar que o desvio para algumas topologias está em torno do limiar de 3 dB (1,41), sobretudo para as mais baixas frequências. Analisando os resultados, notou-se que as topologias em que a última seção é uma derivação é o tipo de topologia com os mais altos níveis de assimetria.

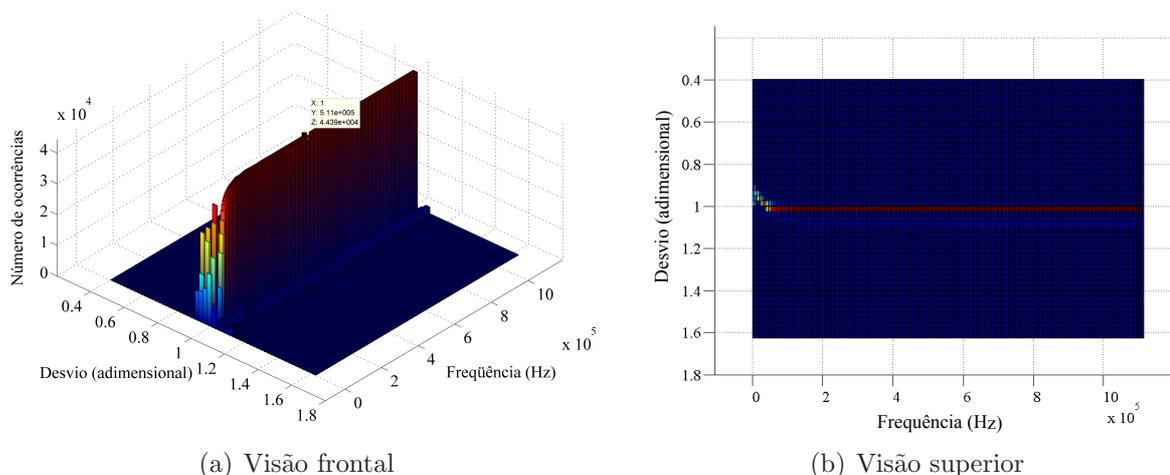


Figura 37: Histograma 3D para o caso de teste ‘a’.

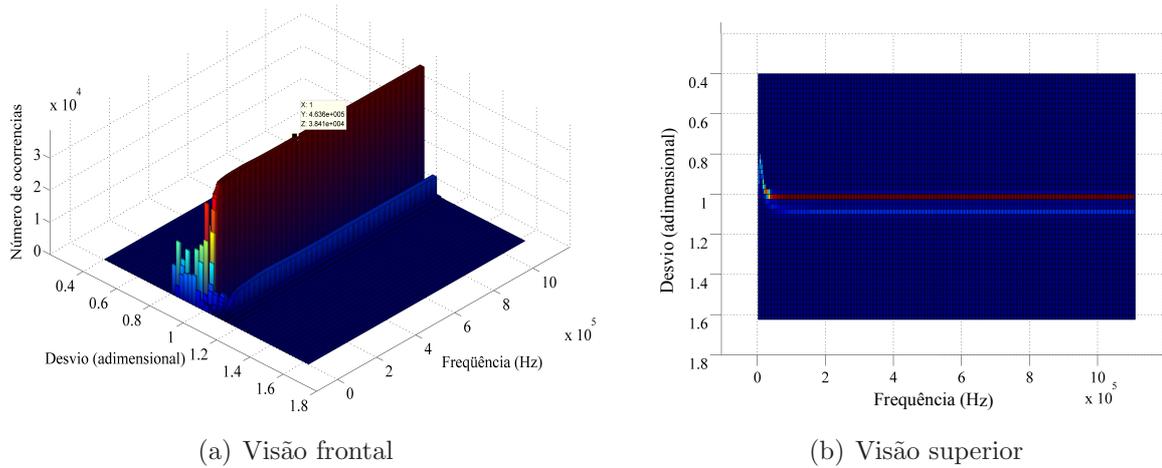


Figura 38: Histograma 3D para o caso de teste 'd'.

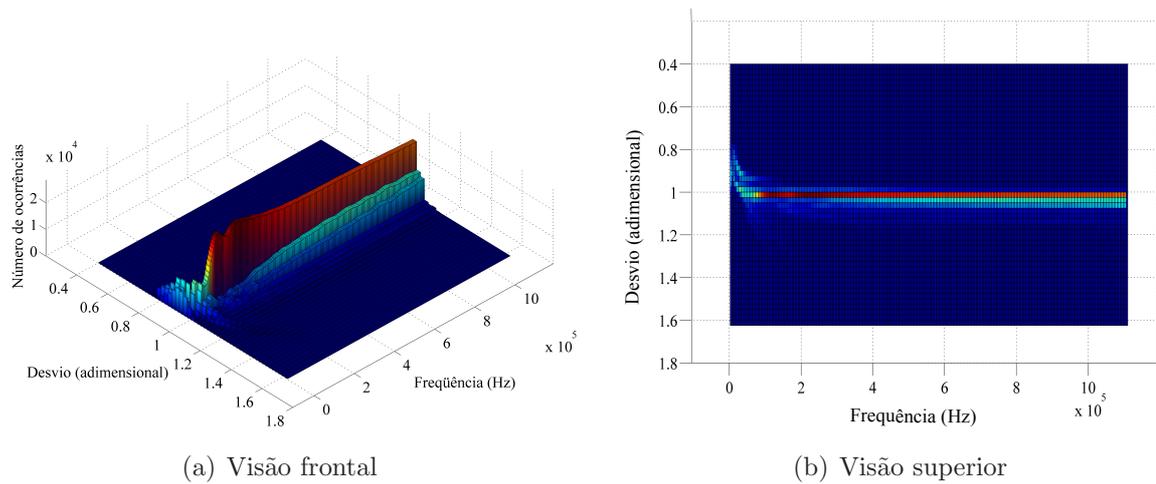


Figura 39: Histograma 3D para o caso de teste 'e'.

A Tabela 9 sintetiza as estatísticas coletadas para os casos de teste investigados. O percentual de enlaces com desvio maior que 3 dB em ao menos um tom DSL p_{tom} foi zero para os casos de teste de 'a' até 'd'. Já para aqueles no qual a topologia tem uma ou mais derivações, o percentual pode ser considerado desprezível, menos de 6%. Desta forma, conclui-se que em condições ideais (dados simulados e sem ruído), o método proposto fornece estimativas abaixo do limiar definido, mesmo para enlaces com derivações.

Tabela 9: Percentual de enlaces com desvio maior que 3 dB em ao menos um tom DSL.

	CASO DE TESTE						
	a	b	c	d	e	f	g
p_{tom} (%)	0	0	0	0	0,72	2,86	5,82

5.2.4 Avaliação em laboratório

Nesta etapa final de testes, oito enlaces foram reproduzidos no laboratório de tecnologias de acesso da UFPA, utilizando cabos metálicos. Eles foram definidos arbitrariamente, visando ter estruturas topológicas representativas. No entanto, a definição do comprimento das seções ficou limitado aos cortes de cabos disponíveis. Esses enlaces serão denominados ‘enlaces UFPA’ de agora em diante. Os enlaces UFPA estão listados na Tabela 10 e suas estruturas topológicas são ilustradas na Figura 40.

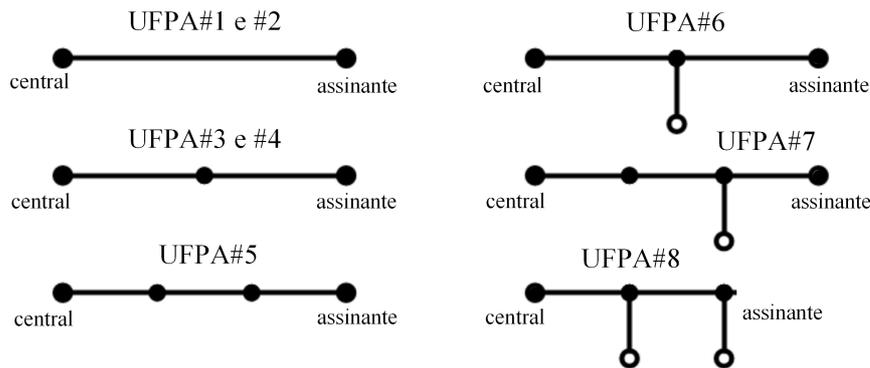


Figura 40: Estrutura topológica dos enlaces UFPA.

Tabela 10: Topologia dos enlaces UFPA.

Enlace	TOPOLOGIA		
	Seção	Bitola (mm)	Comprimento (km)
UFPA # 1	s	0,4	1
UFPA # 2	s	0,5	1
UFPA # 3	s-s	0,4-0,5	0,5-0,5
UFPA # 4	s-s	0,4-0,5	1-0,4
UFPA # 5	s-s-s	0,4-0,5-0,4	0,2-1-0,5
UFPA # 6	s-d-s	0,4-0,4-0,5	0,5-0,2-1
UFPA # 7	s-s-d-s	0,4-0,5-0,4-0,5	0,2-0,5-0,5-0,5
UFPA # 8	s-d-s-d	0,4-0,5-0,5-0,65	0,5-0,25-1-0,3

Nota: ‘s’ significa serial e ‘d’ significa derivação.

As seções estão dispostas assumindo a direção da central (esquerda) para o assinante (direita).

Os cabos utilizados para reproduzir em laboratório os enlaces UFPA foram:

- Ericsson TEL 481 de 0,4 mm, com impedância característica nominal de 120 Ω ;
- Ericsson TEL 313 de 0,5 mm, com impedância característica nominal de 120 Ω ;
- Furukawa CTP-APL65 de 0,65 mm, com impedância característica nominal de 100 Ω .

As impedâncias de entrada em aberto Z_{ca} e em curto Z_{cc} , e a função de transferência H foram medidas na faixa de frequências considerada, para cada um dos enlaces, de acordo com a descrição apresentada no Apêndice A.

A Tabela 11 sintetiza informações sobre o desvio nas estimativas para os enlaces UFPA, enquanto as Figuras 42-57 ilustram as estimativas propriamente ditas. As figuras apresentam os resultados somente para a faixa efetivamente utilizada pelo ADSL, *i.e.*, de 20 kHz a 1,104 MHz. Além disso, são apresentados também gráficos com a fase das estimativas, ao contrário das duas primeiras etapas de testes. Apesar do foco da análise ser a magnitude das estimativas, a ideia foi trazer ao leitor mais informações qualitativas para que o mesmo avalie melhor o desempenho do método proposto.

Tabela 11: Desvio médio e máximo por tom de frequência das estimativas de função de transferência para os enlaces UFPA.

Enlace	Desvio médio (dB)	Desvio máximo (dB)
UFPA # 1	0,07	0,56
UFPA # 2	0,14	0,51
UFPA # 3	0,14	0,51
UFPA # 4	0,39	1,10
UFPA # 5	0,29	1,50
UFPA # 6	0,25	0,74
UFPA # 7	0,22	1,09
UFPA # 8	2,05	9,13

Em linhas gerais, a única estimação falha ocorreu para o enlace UFPA # 8. Para os outros enlaces, o desvio nas estimativas foi bem abaixo do limiar considerado (3 dB).

Os enlaces UFPA # 1, UFPA # 2 e UFPA # 5 pertencem a classe de assimetria 1, uma vez que tanto a primeira quanto a última seção são de cabo TEL 481 de 0,4 mm. Isso faz com que as estimativas para esses enlaces tenham um desvio muito pequeno. Apesar disso, é possível notar na Figura 50 que a estimativa para o enlace UFPA # 5 apresenta um comportamento ruidoso a partir de 800 kHz. Tal comportamento não diz respeito a limitações do método proposto, mas sim a limitação de representação numérica da máquina utilizada. Isso se dá porque tanto Z_{ca} quanto Z_{cc} convergem para um mesmo valor nas mais altas frequências, o que resulta em indeterminações no cálculo dos parâmetros ABCD gerais, visto todos são modelados em (4.13) por frações onde no denominador há uma diferença entre Z_{ca} e Z_{cc} . Então, a partir de um dado tom DSL, o valor da diferença será menor do que a capacidade de representação da máquina, resultando em erros numéricos.

Os enlaces UFPA # 3, UFPA # 4, UFPA # 6 e UFPA # 7 podem ser considerados como enlaces pertencentes à classe de assimetria 2, visto que têm cabos diferentes na primeira e última seção. Apesar disso, a impedância característica dos cabos TEL 481 e

TEL 313 fica em torno de 120Ω , como dito anteriormente. Isso implica em uma assimetria em altas frequências não muito distante de 1. Esse fato parece explicar as boas estimativas obtidas para esses enlaces, com desvios inferiores a 1,2 dB.

Finalmente, o enlace UFPA # 8 é o único representante da classe de assimetria 3. Sua topologia é a mais complexa dentre todos, tendo duas derivações sendo uma na junção com a localidade do assinante. Além disso, como pode ser visto na Figura 41, as impedâncias características dos cabos TEL 481, TEL 313 e CTP-APL65 são bem distintas, o que influencia bastante na assimetria do enlace. A estimativa para esse enlace pode ser considerada falha, tanto do ponto de vista quantitativo (desvio) quanto qualitativo (formato da curva estimada). O desvio máximo para alguns tons se aproxima de 10 dB.

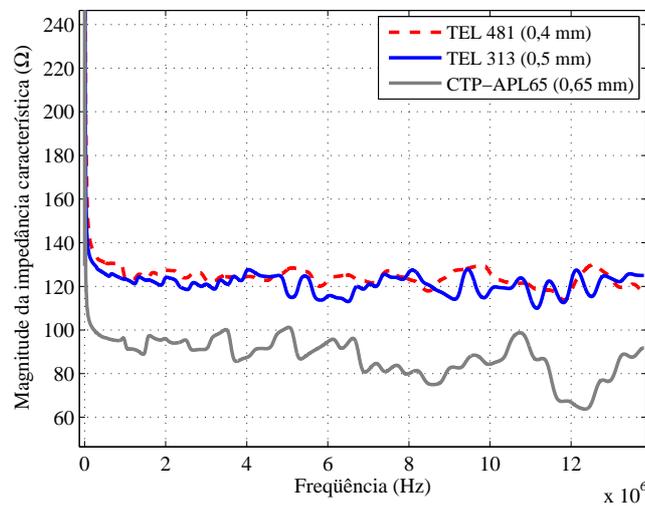


Figura 41: Magnitude da impedância característica dos cabos utilizados.

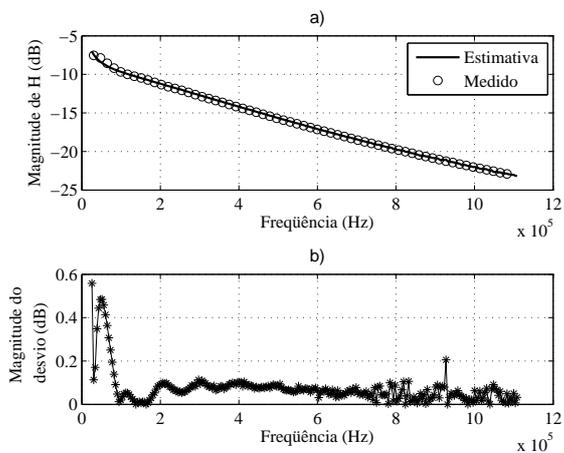


Figura 42: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 1.

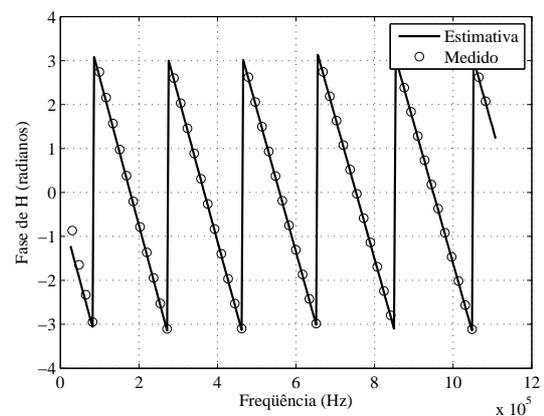


Figura 43: Fase da estimativa da função de transferência – UFPA # 1.

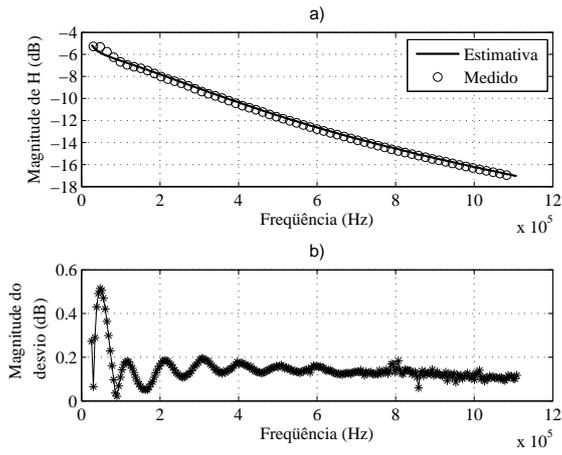


Figura 44: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 2.

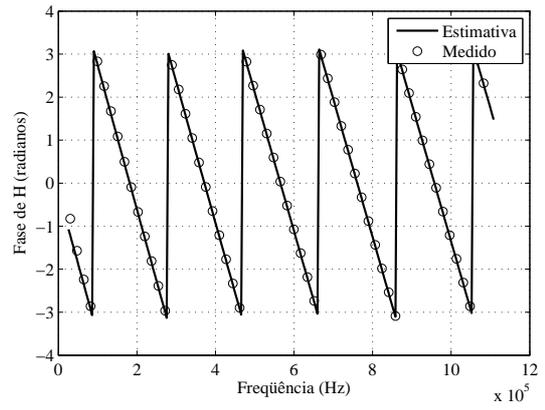


Figura 45: Fase da da função de transferência – UFPA # 2.

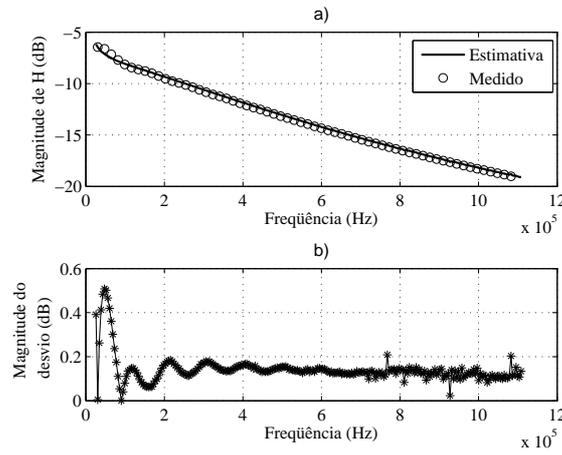


Figura 46: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 3.

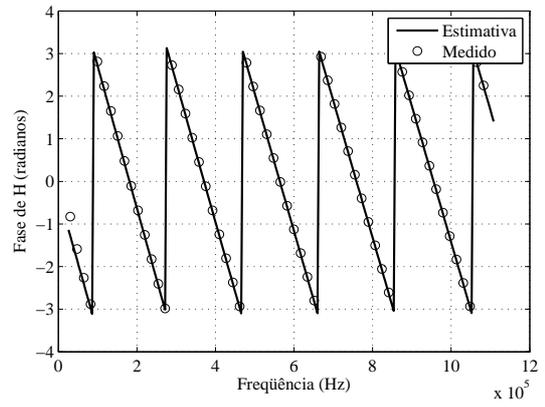


Figura 47: Fase da função de transferência – UFPA # 3.

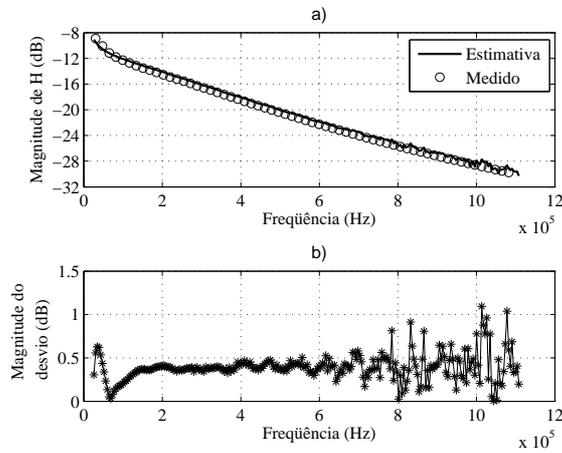


Figura 48: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 4.

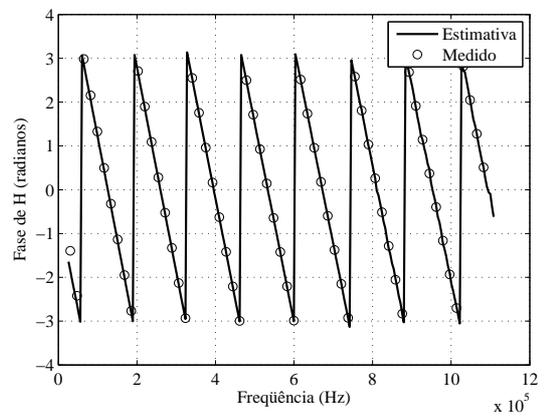


Figura 49: Fase da função de transferência – UFPA # 4.

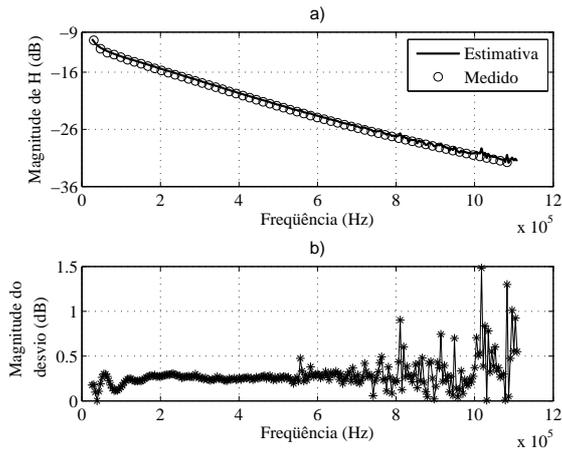


Figura 50: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 5.

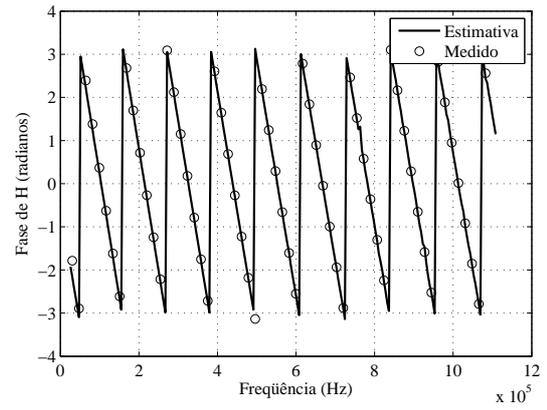


Figura 51: Fase da função de transferência – UFPA # 5.

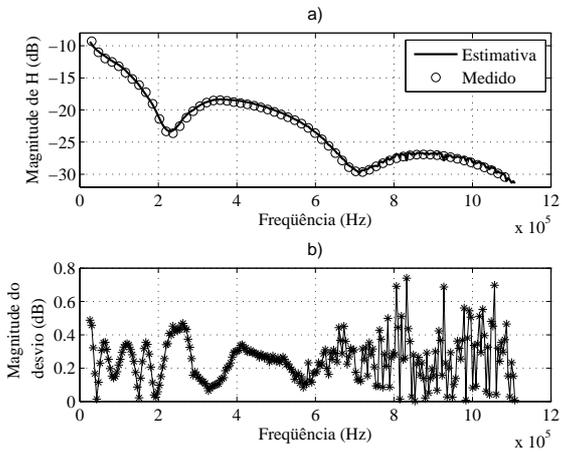


Figura 52: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 6.

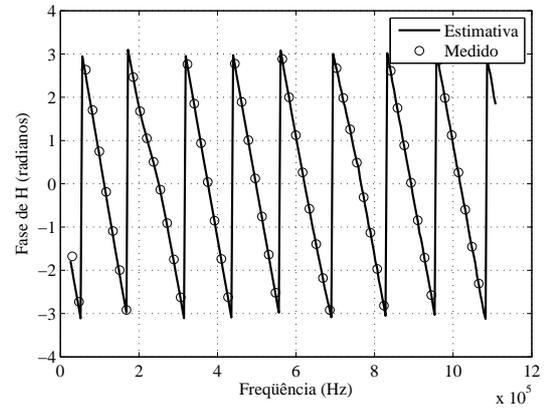


Figura 53: Fase da função de transferência – UFPA # 6.

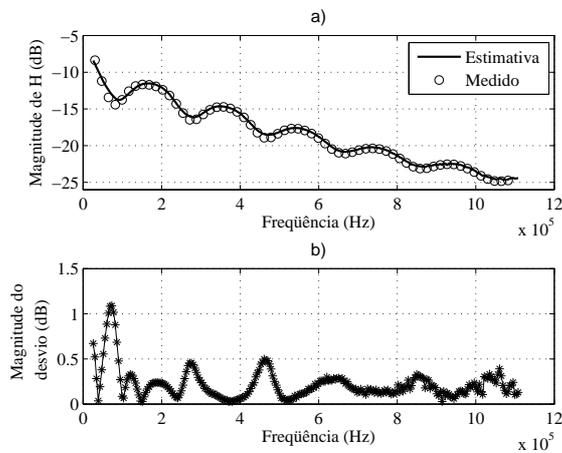


Figura 54: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 7.

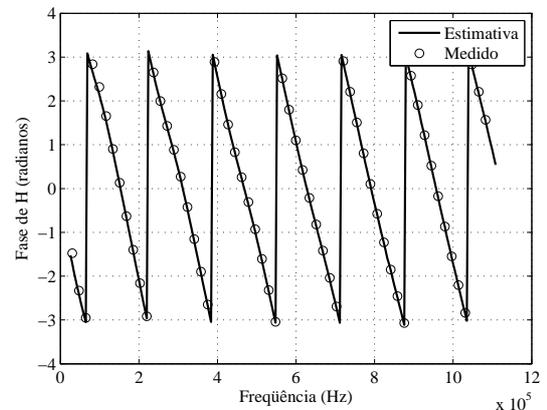


Figura 55: Fase da função de transferência – UFPA # 7.

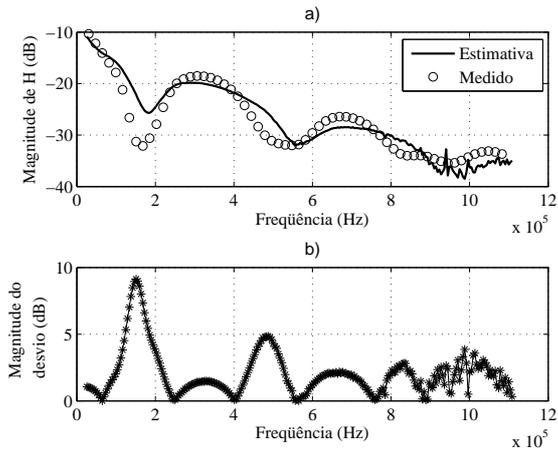


Figura 56: a) Magnitude da função de transferência, b) desvio – UFPA # 8.

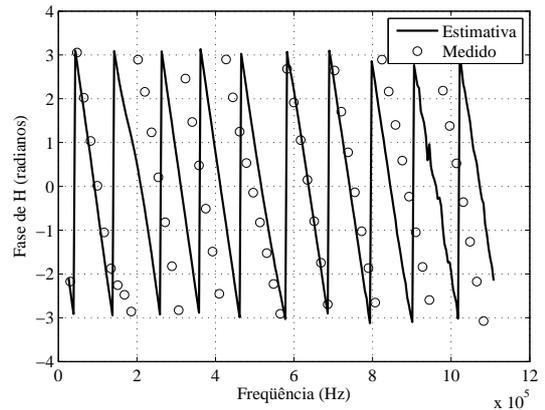


Figura 57: Fase da função de transferência – UFPA # 8.

5.3 Aplicação da forma geral do método proposto conjuntamente com o estimador de impedância em curto-circuito

Esta seção apresenta os resultados da aplicação conjunta do método proposto e do estimador de impedância em curto a dados medidos em laboratório. Como a forma geral do método proposto para a determinação da função de transferência necessita de medições de impedância em circuito aberto e em curto, esta última será fornecida pelo estimador de impedância em curto, descrito na Seção 4.4. A Figura 58 ilustra o processo de determinação da função transferência e avaliação da estimativa fornecida.

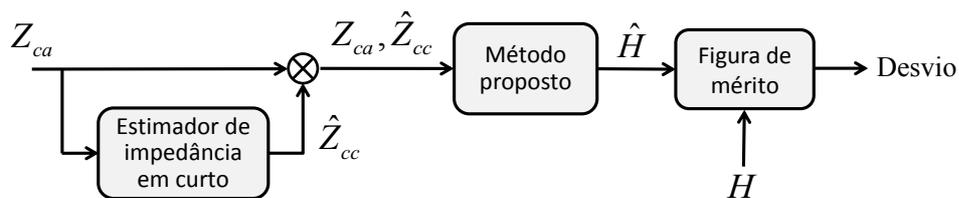


Figura 58: Método proposto utilizando somente uma única medição SELT e sua avaliação.

Nota: O símbolo \otimes representa o operador lógico 'E'.

Para esta avaliação, os enlaces foram escolhidos dentre os enlaces UFPA, baseado nas seguintes considerações:

- Como visto anteriormente, a fundamentação teórica para estimar a impedância em curto a partir das envoltórias da impedância em circuito aberto apoia-se numa premissa básica: as oscilações na impedância imagem $Z_{I_{p1}}$ devem nulas ou desprezíveis quando comparadas àqueles presentes em $\tanh(\gamma l)$. Teoricamente, isso só é realmente válido para enlaces com uma seção. No entanto, numa situação prática,

pode-se obter um nível de erro aceitável para enlaces com mais seções caso as oscilações em $Z_{I_{p_1}}$ não sejam tão significativas. Grandes oscilações em $Z_{I_{p_1}}$ ocorrem sobretudo em enlaces com derivações.

- A utilização do estimador de impedância em curto cria uma ambiguidade insolúvel para enlaces com derivações. A ponta remota das derivações encontra-se quase sempre desconectada (*i.e.*, um circuito aberto). Quando se realiza medições de impedância em curto e em aberto na localidade do assinante, a ponta remota do enlace ‘se diferencia’ da ponta da derivação justamente pela medição em curto. Assim, toda vez que somente a medição de impedância em circuito aberto é realizada na localidade do usuário, é impossível diferenciar a ponta do enlace da(s) ponta(s) remota(s) da(s) derivação(ões). Caso se determine a função de transferência a partir desta medição em circuito aberto, não há como dizer qual trecho do enlace a função de transferência calculada está descrevendo.

Dito isso, somente os enlaces UFPA # 1 e UFPA # 3 serão utilizados na avaliação da aplicação conjunta da forma geral do método proposto e do estimador de impedância em curto. Por conveniência, a topologia desses enlaces é descrita mais uma vez na Tabela 12.

Tabela 12: Topologia dos enlaces UFPA # 1 e UFPA # 3.

Enlace	Seção	TOPOLOGIA	
		Bitola (mm)	Comprimento (km)
UFPA # 1	s	0,4	1
UFPA # 3	s-s	0,4-0,5	0,5-0,5

Nota: ‘s’ significa serial.

As seções estão dispostas assumindo a direção da central (esquerda) para o assinante (direita).

As Figuras 59 e 60 apresentam as estimativas da função de transferência H para os enlaces UFPA # 1 e UFPA # 3. É possível perceber que as estimativas são bem similares àqueles obtidas a partir de duas medições de impedância no meio da faixa considerada. Por outro lado, as estimativas se degeneram no início e no final da faixa de frequências, apresentando um comportamento anômalo. Isso acontece porque a versão atual do estimador de impedância em curto utiliza somente interpolação na geração das envoltórias. Como não há pontos a interpolar antes da primeira e depois da última amostra de frequência, a técnica de interpolação reconstitui precariamente o comportamento das envoltórias da medição de impedância em circuito aberto. Esses erros na detecção das envoltórias irão se propagar na estimativa da impedância em curto-circuito, como demonstrado na Seção 4.4.4, e finalmente na determinação da função de transferência. O uso de extrapolação no início e no final da faixa de frequências geraria um comportamento bem mais suave das envoltórias nessas regiões. Apesar desses erros, as estimativas são válidas porque estão bem abaixo do limiar de 3 dB em todos os tons de frequência.

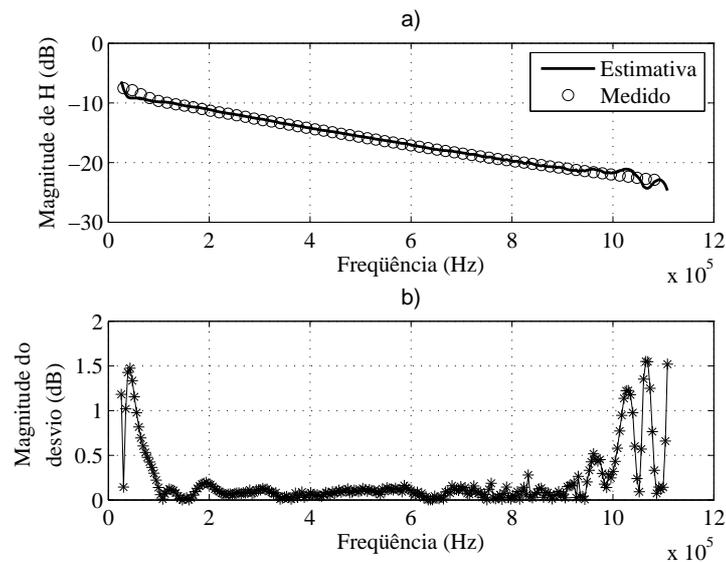


Figura 59: a) Estimativa da função de transferência, b) desvio utilizando a técnica par detecção de envoltórias – enlace UFPA # 1.

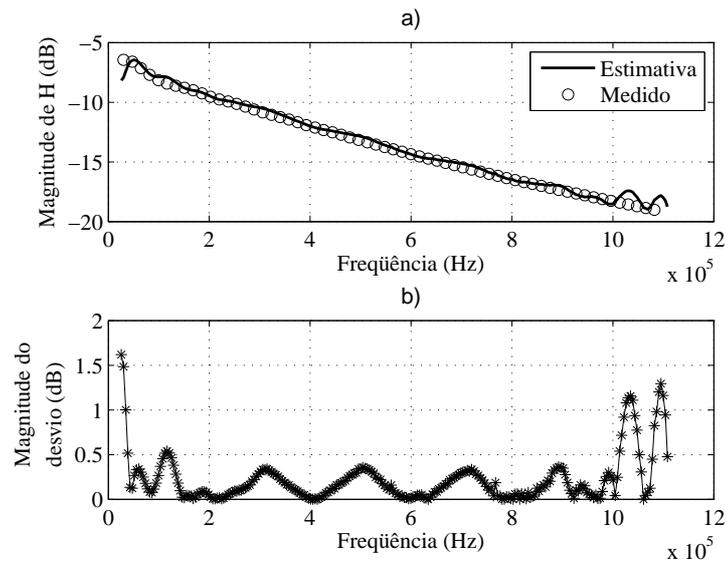


Figura 60: a) Estimativa da função de transferência e b) desvio utilizando a técnica par detecção de envoltórias – enlace UFPA # 3.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a avaliação do método proposto, utilizando tanto dados simulados quanto medidos em laboratório. Para todos os testes executados, optou-se por uma avaliação de pior caso, assumindo não haver qualquer informação sobre os enlaces. Portanto, o valor utilizado do fator de simetria foi 1 para toda a faixa de frequências. Além disso, qualquer estimativa com desvio igual ou acima de 3 dB em ao menos um dos 256 tons de frequência ADSL, seria considerada falha (regra dos 3 dB).

Inicialmente, avaliou-se a forma geral do método proposto que utiliza como entradas o fator de simetria e duas medições de impedância (curto e aberto). Os resultados obtidos para dados simulados demonstraram que a forma geral do método proposto tem comprovada eficácia, fornecendo estimativas da função de transferência abaixo do limiar definido. A avaliação extensiva, executada com a ajuda de um gerador enlaces aleatórios, apontou estimativas acima do limiar definido para os alguns enlaces do caso de teste ‘g’ (enlaces com cinco seções e até três derivações). No entanto, o percentual de estimativas falhas pode ser considerado desprezível: somente 6 % do total de enlaces gerados (50.000). Para dados medidos, oito enlaces de testes com topologias representativas foram testados. O método determinou a função de transferência de sete dos enlaces com desvio por tom abaixo de 1,5 dB. O método proposto foi ineficaz somente para o UFPA # 8, que conta com duas derivações, uma junto à localidade do assinante. É importante notar que uma melhor estimativa do fator de simetria através da metodologia proposta na Seção 4.3.4 poderia aumentar ainda mais a eficácia do método proposto.

Na sequência, avaliou-se a aplicação conjunta da forma geral do método proposto e do estimador de impedância de entrada em curto-circuito. Para tanto, utilizou-se os enlaces de teste seriais UFPA # 1 e UFPA # 3. As estimativas da função de transferência obtidas nessa fase de avaliação foram equivalentes àquelas obtidas pela forma geral do método proposto, apesar de apresentar desvios mais acentuados no início e no final da faixa de frequências. Esses desvios acentuados na determinação da função de transferência devem-se principalmente ao bloco funcional do estimador responsável por detectar envoltórias, mais especificamente:

- A implementação atual não é capaz de detectar adequadamente os pontos singulares de medições de impedância em circuito aberto com variações muito bruscas. Esse comportamento abrupto se torna cada vez mais proeminente a medida que o enlace tem mais seções. Tal detecção deficiente dos pontos singulares gera uma reconstituição precária das envoltórias para enlaces com mais de duas seções;
- A implementação atual utiliza somente interpolação para reconstituir as envoltórias. Isso gera erros no início e no final da faixa de frequências que se propagam para a estimativa da impedância em curto e função de transferência.

Desta forma, conclui-se que a aplicação conjunta do método proposto e do estimador de impedância está restrita a enlaces seriais e com poucas seções. Apesar disso, a eficácia do estimador, e por consequência do método proposto, pode ser melhorada a partir de métodos de detecção de envoltórias mais eficientes.

6 *CONSIDERAÇÕES FINAIS*

6.1 *Aderência do trabalho aos objetivos definidos*

O estudo desenvolvido neste trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um método de determinação da função de transferência de enlases metálicos que:

1. não necessitasse de conhecimento prévio da topologia;
2. que utilizasse somente informações coletadas na central telefônica e;
3. que não necessitasse de intervenção humana na localidade do assinante.

Para tanto, a teoria de quadripolos e os conceitos de reciprocidade e assimetria foram explorados. Inicialmente, desenvolveu-se o modelamento para enlases metálicos no qual os parâmetros ABCD gerais são descritos em função das impedâncias de entrada em curto e aberto e da assimetria do enlace sob teste. Posteriormente, foi conduzido um estudo sobre a assimetria de enlases onde se discutiu o caráter convergente da impedância de entrada e o conceito de classes de assimetria. A partir desse estudo, foi proposta uma metodologia para definir um valor de assimetria factível e representativo, sem a necessidade de recorrer a medições DELT ou medições na localidade do assinante. Além disso, desenvolveu-se um algoritmo que estima a impedância de entrada em curto-circuito a partir da detecção das envoltórias da impedância em circuito aberto. Ao utilizar esse estimador, o método de determinação da função de transferência torna-se depende de uma única medição de impedância em circuito aberto. Como estudos [66] apontam que um fone na gancho simula muito bem um circuito aberto, esse estimador torna possível a pré-qualificação de enlace telefônicos sem a necessidade de qualquer intervenção humana na localidade do assinante sempre que o telefone do mesmo estiver no gancho. É importante lembrar que o estimador proposto não deve ser aplicado a enlases com derivações, como explicado na Seção 5.3.

Diante do exposto, pode-se afirmar que o método proposto neste trabalho, bem como algoritmos e metodologias associadas, cumpre integralmente com os objetivos inicialmente definidos e com as características principais requeridas para o método. Outro aspecto importante, digno de comentário, é que o método proposto emprega cálculos matemáticos

simples na determinação da função de transferência, o que facilita enormemente sua implementação em *hardware* com poder de processamento reduzido.

6.2 Conclusões sobre a eficácia e aplicabilidade do método proposto

O método proposto foi avaliado através de uma programação bem definida, composta por três fases de avaliação utilizando dados simulados e duas fases de avaliação com medições realizadas em laboratório. Os resultados dos testes foram sintetizados na Tabela 6.2. É possível perceber que o método proveu estimativas da função de transferência abaixo do limiar definido (< 3 dB) para a imensa maioria dos testes realizados. Para enlaces seriais especialmente, os resultados obtidos apresentaram bom nível de exatidão ($\leq 1,5$ dB). As estimativas falhas ocorreram para enlaces com ao menos quatro seções e com mais de uma derivação, sendo uma bem próxima da localidade do assinante.

É importante notar também que os enlaces medidos em laboratório tem topologias representativas da maioria das redes telefônicas locais, o que evidencia a real aplicabilidade do método proposto.

Tabela 13: Síntese dos resultados obtidos nas avaliações do método proposto.

Item	AVALIAÇÃO			
	De referência	Extensiva	Experimental 1	Experimental 2
Foco da avaliação	Forma geral do método	Forma geral do método	Forma geral do método	Forma geral do método + estimador de Z_{cc}
Dados utilizados	Simulação	Simulação	Medições	Medições
Nº de enlaces	3	50.000 p/ cada caso de teste	8	2
Resultados	Bem sucedido para todos os enlaces. Desvio máximo abaixo de 0,5 dB	Bem sucedido no geral, mas falhou para 6 % dos enlaces do caso 'g'	Bem sucedido no geral, mas falhou para o enlace UFPA # 8	Bem sucedido para os enlaces analisados, indicando o bom potencial do estimador
Limitações	Dependência de intervenção junto ao assinante (curto)	Dependência de intervenção junto ao assinante (curto)	Dependência de intervenção junto ao assinante (curto)	Não aplicável a enlaces com derivação; detecção de envoltórias deficiente

Quanto ao estimador de impedância de entrada em curto-circuito, a sua eficácia para os dois casos analisados foi muito boa, com resultados equivalentes aos obtidos pela forma geral do método proposto. Apesar disso, a forma de detecção de envoltórias desenvolvida neste trabalho pode ser considerada rudimentar e não é capaz de detectar variações bruscas na envoltória da impedância de entrada em circuito aberto. Isso restringe a aplicabilidade da versão atual do estimador a enlaces seriais com poucas seções (no máximo 2).

6.3 Contribuições do trabalho

O autor acredita que este trabalho lançou um novo olhar sobre uma teoria tão tradicional quanto a de quadripolos. Demonstrou-se que com algumas manipulações algébricas é possível obter estimativas da função de transferência de enlaces metálicos com nível razoável de exatidão, sem as limitações impostas pela forma tradicional dessa teoria.

Além disso, a abordagem tradicional de determinação da função de transferência de enlaces metálicos envolve um ou mais passos intermediários, como por exemplo, a identificação total da topologia do enlace. Esses passos, por sua vez, envolvem um conjunto de técnicas, sob uma abordagem sofisticada e não trivial. Por outro lado, o método proposto apresenta uma abordagem simples e direta, e que envolve principalmente cálculos matemáticos triviais.

Este trabalho também explorou um tema pouco recorrente na literatura: a assimetria de quadripolos. Mais do que isso, esse conceito foi usado de uma maneira perspicaz; como ponte entre medições SELT e as características de transmissão de um enlace.

6.4 Produção científica associada

Os seguintes trabalhos científicos foram gerados no decorrer do desenvolvimento desta Tese:

1. ALCANTARA, L., RODRIGUES, R. M., SALES, C. S., COSTA, J. C. W. A., LINDQVIST, F., RIU, J. R. *Single-Ended Transfer Function Estimation of Telephone Links for Deployment of xDSL Services*. Em XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT05), p. 267-271, 2005.
2. BORGES, G., RODRIGUES, R. M., SALES, C. S., ERICSON, K., COSTA, J. C. W. A. *Cable Parameters Identification for DSL Systems*. Em IEEE International Conference on Computer as a Tool (EUROCON), p. 1-4, 2011.

3. RODRIGUES, R. M., SALES, C. S., KLAUTAU, A., ERICSON, K., COSTA, J. C. W. A., Transfer Function Estimation of Telephone Lines from Input Impedance Measurements. Em *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61(1):43-54, jan. 2012.
4. RODRIGUES, R.M., KLAUTAU, A., ERICSON, K., COSTA, J., *Method and Arrangement for a Digital Subscriber Line*, aplicação de Patente, WO 2010022776, 2010.

Além disso, em torno de 10 relatórios técnicos também foram gerados, dentro do escopo do projeto de colaboração técnico-científico entre a UFPA e a Ericsson Telecomunicações S.A. no campo de tecnologias xDSL.

6.5 Trabalhos futuros

Alguns aspectos relacionados à determinação da função de transferência de enlaces metálicos ainda necessitam de um estudo mais continuado:

- A assimetria de enlaces é um campo onde muito se tem para avançar. O desenvolvimento de metodologias mais eficientes de determinação da assimetria do enlace ou uma modelagem estatística do mesmo contribuiria bastante para o aumento da confiabilidade do método proposto. Uma possível forma de investigação seria a aplicação conjunta do método proposto e de uma técnica de identificação de topologia que utilize a função de transferência e medições de impedância como entradas. Isso se daria através de um processo de realimentação entre os métodos de forma a refinar as estimativas do fator de simetria, da forma explicada a seguir. O método proposto seria utilizado para determinar a função de transferência, utilizando uma estimativa inicial do fator de simetria, digamos 1. Após isso, a função de transferência estimada e uma ou mais das medições de impedância seriam usadas pelo segundo método para identificar a provável topologia do enlace. Essa topologia inicial seria utilizada para calcular a assimetria teórica do enlace, através do procedimento descrito na Seção 3.5 e do uso de (3.13). A partir disso, se determinaria novamente a função de transferência utilizando o novo valor para o fator de simetria do enlace. Esse processo iterativo se repetiria até que se convergisse para o valor o mais exato possível do fator de simetria;
- A convergência das impedâncias de entrada implica em erros numéricos na estimativa da função de transferência a partir de uma dada frequência. A nível prático, isso é um fator limitante na determinação da função de transferência para qualquer

faixa de frequência. Formas algébricas (ou outros tipos) de evitar tal problema seriam muito oportunas;

- O campo de detecção de envoltórias é por si só bastante amplo e complexo. Como visto na apresentação do trabalho, a versão atual do algoritmo detector de envoltórias ainda apresenta limitações quanto à aplicação em enlaces com várias seções. Uma investigação mais aprofundada sobre técnicas de detecção de envoltórias contribuiria para o desenvolvimento de outros algoritmos mais eficientes e mais amplamente aplicáveis.

Referências Bibliográficas

- [1] F. Vanier. *World Broadband Statistics: Short Report Q2 2011*. Technical report, Point-topic Ltd, September 2011. [Online]. Available in: <<http://broadband.cti.gr/download/World%20Broadband%20Short%20Report%20Q2%202011.pdf>>. Latest access: January, 20, 2012.
- [2] _____. *Dados informativos – Banda Larga Fixa*, 2011. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documentoVersionado.asp?numeroPublicacao=253656>>. Acessado em: 20 de fevereiro 2012.
- [3] C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37(2):10–21, January 1949.
- [4] M. Norton and D. Karczuh. *Fundamentals of Noise and Vibration Analysis for Engineers*, chapter 1, section 1.6.6, page 52. Cambridge University Press, 2003.
- [5] T. Bostoen, P. Boets, M. Zekri, L. van Biesen, T. Pollet, and D. Rabijns. Estimation of the transfer function of a subscriber loop by means of a one-port scattering parameter measurement at the central office. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(5):936–948, June 2002.
- [6] P. Golden and J. Cook. *Fundamentals of DSL technology*, chapter 2: The Copper Channel – Loop Characteristics. Auerbach Publications, USA, 2006.
- [7] C. Neus, P. Boets, and L. van Biesen. Transfer function estimation of digital subscriber lines with single ended line testing. In *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pages 1–5, May 2007.
- [8] P. Golden and J. Cook. *Fundamentals of DSL technology*, chapter 1: Overview of the POTS Environment – Signals and Circuits. Auerbach Publications, USA, 2006.
- [9] A. P. Toledo. *Rede de Acesso em Telecomunicações*, chapter 1: Redes de Acesso com Cabos Metálicos. Makron books, 2001.
- [10] Stephen Bigelow, Joseph J. Carr, and Steve Winder. *Understanding Telephone Electronics*, chapter 1: The Telephone System. 4th ed. Newnes, 2001.
- [11] _____. *Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)*. International Telecommunication Union (ITU) recommendation G.993.2, February 2006.
- [12] _____. Especificações Gerais de Modem Operando com Técnica de Transmissão Assimétrica (ADSL), nas Velocidades de 2048, 4096, 6144 kbps – 2 Fios. Sistema de Documentação Telebrás Série “Engenharia”, 1997.

- [13] ———. *Asymmetric Digital Subscriber Lines (ADSL): Aspectos de transmissão na Rede Metálica de Assinantes*. Sistema de Documentação Telebrás Série “Engenharia”, 1998.
- [14] ———. *Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers*. International Telecommunication Union (ITU) recommendation G.992.1, September 1999.
- [15] ———. *Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2)*. International Telecommunication Union (ITU) recommendation G.992.3, January 2005.
- [16] ———. *Splitterless asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (splitterless ADSL2)*. International Telecommunication Union (ITU) recommendation G.992.4, September 2002.
- [17] ———. *Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+)*. International Telecommunication Union (ITU) recommendation G.992.5, January 2005.
- [18] ———. DSL white paper. Allied Telesis, 2007. [Online]. Available in: <http://www.alliedtelesis.com/media/pdf/dsl_wp.pdf>. Latest access: January, 25, 2012.
- [19] S. Palm. *ITU-T xDSL Standards*, June 2004. [Online]. Available in <http://www.itu.int/ITU-T/worksem/asna/presentations/Session_6/asna_0604_s6_p4_palm.pdf>. Latest access: March, 03, 2012.
- [20] K. S. Jacobsen. *Fundamentals of DSL technology*, chapter 6: Fundamentals of Multi-Carrier Modulation. Auerbach Publications, USA, 2006.
- [21] R.F.M. van den Brink. *Enabling 4GBB via the last copper drop of a hybrid FTTH deployment*. White paper, TNO, April 2011.
- [22] ———. *Alcatel-Lucent Bell Labs achieves industry first: 300 Megabits per second over just two traditional DSL lines*. [Online]. Available in: <<http://www.alcatel-lucent.com>>. Latest access: April, 25, 2012.
- [23] R. Gallagher. *Next-Gen DSL Goes Commercial With First Step toward 100 Mbps*, September 2011. [Online]. Available in: <<http://www.screenplaysmag.com/2011/09/27/next-gen-dsl-goes-commercial-with-first-step-toward-100-mbps/>>. Latest Access: January, 20, 2012.
- [24] George Ginis and John M. Cioffi. Vectored transmission for digital subscriber line systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(5):1085–1104, June 2002.
- [25] V. Oksman, H. Schenk, A. Clausen, J.M. Cioffi, M. Mohseni, G. Ginis, C. Nuzman, J. Maes, M. Peeters, K. Fisher, and P.-E. Eriksson. The ITU-T’s New G.vector Standard Proliferates 100 Mb/s DSL. *Communications Magazine, IEEE*, 48(10):140–148, October 2010.
- [26] J. Maes, M. Guenach, K. Hooghe, and M. Timmers. *Pushing the limits of copper – Paving the road to FTTH*. White paper, Bell Labs and Alcatel-Lucent, 2011.

- [27] T. Li I. P. Kaminow and A. E. Wilner. *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*. Academic Press, 2008.
- [28] S. Wilson. *G.fast: business rationale remains unclear for copper 2.0*, dec 2011. [Online]. Available in: <<http://blogs.informatandm.com/3597/g-fast-business-rationale-remains-unclear-for-copper-2-0>>. Latest access: March, 12, 2012.
- [29] J. R. i Riu. *Position paper on loop qualification and monitoring outlining general features the developed loop qualification and monitoring solution should fulfill*. Technical report, Ericsson AB, November 2004.
- [30] _____. *DSL Anywhere – Issue 2*. Marketing report MR-001, Broadband Forum, September 2004.
- [31] C. Neus, P. Boets, and L. van Biesen. Estimation of the Achievable xDSL Service. In *Proceedings of 45th FITCE Congress*, pages 258–263, August 2006.
- [32] T. Vermeiren, T. Bostoen, P. Boets, X. O. Chebab, and F. Louage. Subscriber Loop Topology Classification by means of Time-domain Reflectometry. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications. ICC'03*, volume 3, pages 1998–2002, May 2003.
- [33] P. Boets, T. Bostoen, L. van Biesen, and T. Pollet. Preprocessing of Signals for Single-Ended Subscriber Line Testing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(5):1509–1518, October 2006.
- [34] C. Neus, P. Boets, and L. van Biesen. Feature Extraction of one port Scattering Parameters for Single Ended Line Testing. In *Proceedings of XVIII IMEKO World Congress - “Metrology for a Sustainable Development”*, pages 17 – 22, September 2006.
- [35] S. Galli and K. J. Kerpez. Single-ended Loop Make-up Identification - Part I: a Method of Analyzing TDR Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(2):528–537, April 2006.
- [36] K. J. Kerpez and S. Galli. Single-ended Loop-makeup Identification - Part II: Improved Algorithms and Performance Results. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(2):538–549, April 2006.
- [37] M. Bharathi and S. Ravishankar. Single Ended Loop Topology Estimation using FDR and Correlation TDR in a DSL Modem. *Journal of Selected Areas in Telecommunications (JSAT)*, pages 40 – 48, June 2012.
- [38] R.F.M. van den Brink. *Cable Reference Models for Simulating Metallic Access Networks*. Contribution ETSI STC. TM6, 1998.
- [39] J. Musson. *Maximum Likelihood Estimation of the Primary Parameters of Twisted Pair Cables*. Contribution ETSI STC. TM6, 1998.
- [40] L. Heylen and J. Musson. *Cable Models Predict Physically Impossible Behaviour in Time Domain*. Contribution ETSI STC. TM6, 1999.

- [41] P. Boets. *Frequency Domain Identification of Transmission Lines from Time Domain Measurements*. PhD thesis, Vrije Universiteit Brussel, 1997.
- [42] P. Boets, M. Zekri, L. van Biesen, T. Bostoen, and T. Pollet. On the Identification of Cables for Metallic Access Networks. In *Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. IMTC'01*, volume 2, pages 1348–1353, May 2001.
- [43] V. D. Lima, A. L. S. Castro, J.C.W.A. Costa, J. R. i Riu, and K. Ericson. Wavelet-based Echo Identification in Time Domain Reflectograms. In *Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2008*, Rio de Janeiro (RJ), Brasil, September 2008.
- [44] ———. *Introduction to Time Domain Reflectometers*. Application Guide. Riser Bond Instruments, 2008. [Online]. Available in: http://www.riserbond.com/doclib/SPX_Riserbond_application_guide_TDRs_en.pdf. Latest Access: December, 02, 2010.
- [45] C. Neus. *Reflectometric Analysis of Transmission Line Networks*. PhD thesis, Vrije Universiteit Brussel, 2011.
- [46] C. Sales, R. M. Rodrigues, F. Lindqvist, J. Costa, A. Klautau, K. Ericson, J. R. i Riu, and P. O. Börjesson. Line Topology Identification using Multi-Objective Evolutionary Computation. *IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement*, 59(3):715–729, March 2010.
- [47] K. J. Kerpez. Automated loop identification on DSL lines. *International Journal of Communication Systems*, 22(12):1479–1493, 2009.
- [48] B. S. Guru and H. R. Hiziroglu. *Electromagnetic Field Theory Fundamentals*, chapter 9.2: A parallel-plate transmission line. Cambridge University Press, England, 2004.
- [49] P. L. D. Peres, I. S. Bonatti, and A. Lopes. Transmission line modeling: A circuit theory approach. *SIAM Review*, 40 No. 2:347–352, 1998.
- [50] P. L. D. Peres, C. R. de Souza, and I. S. Bonatti. ABCD matrix: a unique tool for linear two-wire transmission line modeling. *International journal of electrical engineering education*, 40 No. 3:220–229, 2003.
- [51] H. H. Skilling. *Electric Networks*, chapter 12: Two-port Networks. John Wiley & Sons, 1974.
- [52] J. G. Hong and M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, chapter 2: Network Analysis. Wiley-Interscience; 1 ed., 2001.
- [53] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*, chapter 4.4: The Transmission (ABCD) Matrix. John Wiley and Sons, inc.; 2nd ed., New York, NY, USA, 1998.
- [54] M. Mazilu and K. Dholakia. Optical impedance of metallic nano-structures. *Optics Express*, 14(17):7709–7722, August 2006.
- [55] F.E. Terman. Network theory, filters, and equalizers. *Proceedings of the IRE*, 31(4):164 – 175, April 1943.

- [56] M. Tse. *Impedance Matching for High-frequency Design Elective*, 2003. [Online]. Available in: <<http://cktse.eie.polyu.edu.hk/eie403/impedancematching.pdf>>. Latest access: July, 16, 2011.
- [57] T. Ikuma. *Model-Based Identification of POTS Local Loops for DSL Connectivity Prediction*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2001.
- [58] P. Golden, H. Dedieu, and K. Jacobsen. *Fundamentals of DSL Technology*. Auerbach Publications, 2006.
- [59] J. J. Yoho. *Physically-Based Realizable Modeling and Network Synthesis of Subscriber Loops Utilized in DSL Technology*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2001.
- [60] P. Boets and L. van Biesen. Metallic 2-Wire Parametric Line Models – a Survey. In *Proceedings of the XVIII Imeko World Congress*, 2006.
- [61] W. Y. Chen. *DSL: Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Lines*, chapter 3: Twisted-pair Channel modeling. Alpel Publishing, 1997.
- [62] S. Galli. Exact Conditions for the Symmetry of a Loop. *IEEE Communications Letters*, 4(10):307–309, October 2000.
- [63] T. Banwell and S. Galli. On the Symmetry of the Power Line Channel. In *Proceedings on IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, ISPLC'01*, Malmo, Sweden, April 2001.
- [64] W. C. Johnson. *Linhas de Transmissão e Circuitos*. Guanabara dois, 1980.
- [65] G. Borges, R. M. Rodrigues, C.Sales, K. Ericson, and J. Costa. Cable Parameters Identification for DSL Systems. In *Proceedings of IEEE International Conference on Computer as a Tool, EUROCON'11*, pages 1–4, 2011.
- [66] S. Galli and D. L. Waring. Loop Makeup Identification via Single Ended Testing: Beyond Mere Loop Qualification. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(5):923–935, June 2002.
- [67] Ferguson J. C. Multi-variable Curve Interpolation. *Journal of the ACM*, 11(2):221 – 228, April 1964.
- [68] J. M. Cioffi. *A Multicarrier Primer*. Tutorial, 2000. [Online]. Available in: <http://web.mit.edu/6.962/www/www_fall_2000/cksestok/paper2.pdf>. Latest access: December, 12, 2011.
- [69] J. Z. Wu and C.R. Teeple. Evaluation criteria for ADSL analog front end. *Analog Applications Journal*, pages 16–20, 2003.

APÊNDICE A – *Setups* e procedimento de medição adotados

A.1 Grandezas medidas

A campanha de medições realizada no laboratório de tecnologias de acesso da UFPA consistiu de:

- Medições de impedância de entrada quando a porta de saída do enlace telefônico está em circuito aberto e em curto-circuito.
- Medições de função de transferência.

A.2 Equipamentos utilizados

- Dois transformadores Baluns 0301BB da North Hills, com as seguintes especificações:
 - Faixa de operação: de 10 kHz a 60 MHz;
 - Impedância das portas: $50\ \Omega$ desbalanceado, $100\ \Omega$ balanceado.
- Agilent 4294A (Analisador de impedância);
- Agilent 4395A (Analisador de rede);
- Agilent 87512A (conjunto de teste transmissão/reflexão);
- Agilent 16047E *test fixture*;
- Um cabo de 1,10 metros de comprimento com contatos tipo jacaré-BNC.

Os enlaces utilizados foram reproduzidos através de três tipos cabos de pares trançados: TEL 481 de 0,4 mm, TEL 481, TEL 313 de 0,5 mm e CTP-APL65 de 0,65 mm. Os dois primeiros cabos têm impedância característica de $120\ \Omega$ e são produzidos pela Ericsson enquanto que o terceiro tem impedância característica em torno de $100\ \Omega$ e é produzido pela Furukawa. Os cabos disponíveis no laboratório de tecnologias de acesso da UFPA estão lançados em volta do prédio e tem as suas pontas conectadas a *voice panels* com entradas RJ45, como mostrado nas Figuras 1 e 2.



Figura 1: Visão frontal do conjunto de *racks* com *voice panels*.

A.3 Descrição geral do processo de medição

O par branco-azul de cada cabo foi usado para reproduzir os enlaces e ambas as pontas desses pares estão terminadas em contatos RJ11.

Para as medições de função de transferência, o equipamento de medição usado foi o analisador de rede. O analisador de rede foi conectado aos baluns através do Agilent 87512A e um cabo coaxial BNC para as portas R e A , e através somente de um cabo coaxial BNC para a porta B . A porta balanceada de ambos os baluns foram também terminadas com contatos palito para conexão adequada com os cabos. O plano de referência para a calibração do equipamento constituiu-se das portas balanceadas de ambos os baluns. O tipo de calibração utilizado foi o *response* (aberto/curto/*through*). O processo de

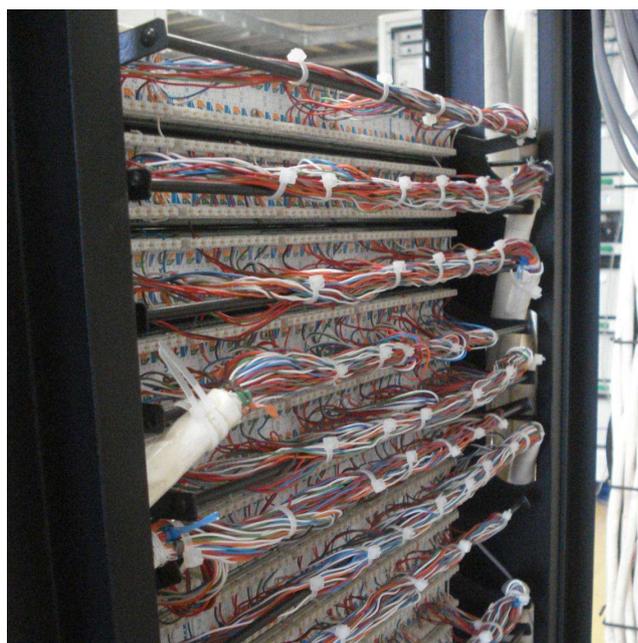


Figura 2: Visão traseira do conjunto de *racks* com *voice panels*.

calibração visa remover os efeitos parasíticos dos equipamentos e conectores utilizados no *setup* de medição. A Figura 3 representa o *setup* de medição de função de transferência.

Para as medições de impedância de entrada, o equipamento de medição usado foi analisador de impedância. O analisador de impedância foi conectado a um balun através do Agilent 16047E e do cabo jacaré-BNC. A porta balanceada do balun constituiu o plano de referência para a calibração do analisador de impedância. O tipo de calibração empregado foi o *fixture compensation* (aberto/curto/carga). A Figura 4 representa o *setup* de medição de impedância de entrada.

Cada medição foi repetida cinco vezes para o cálculo de estatísticas associadas aos parâmetros medidos para uma dada topologia. A média aritmética por amostra de frequência de cada conjunto de cinco medições foram os dados medidos utilizados nas etapas de avaliação descritas nas próximas seções.

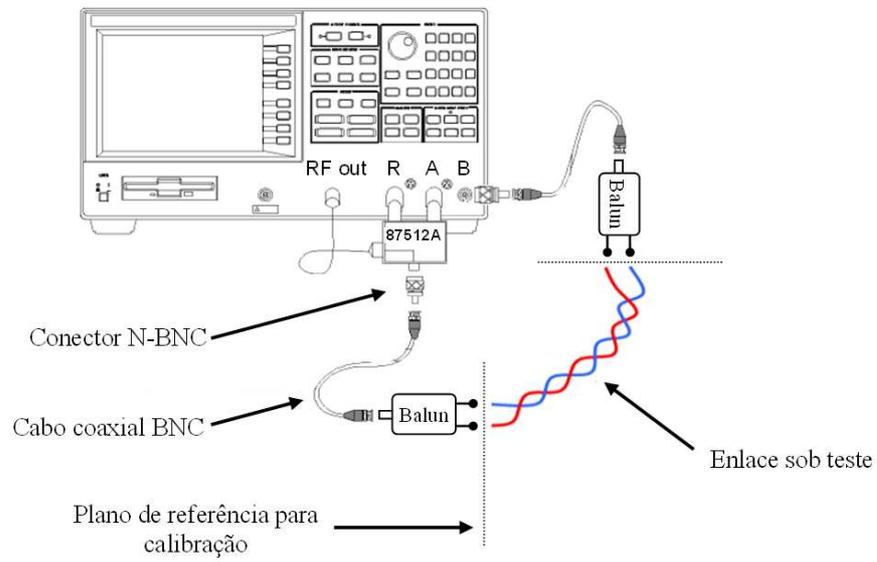


Figura 3: *Setup* das medições de função de transferência.

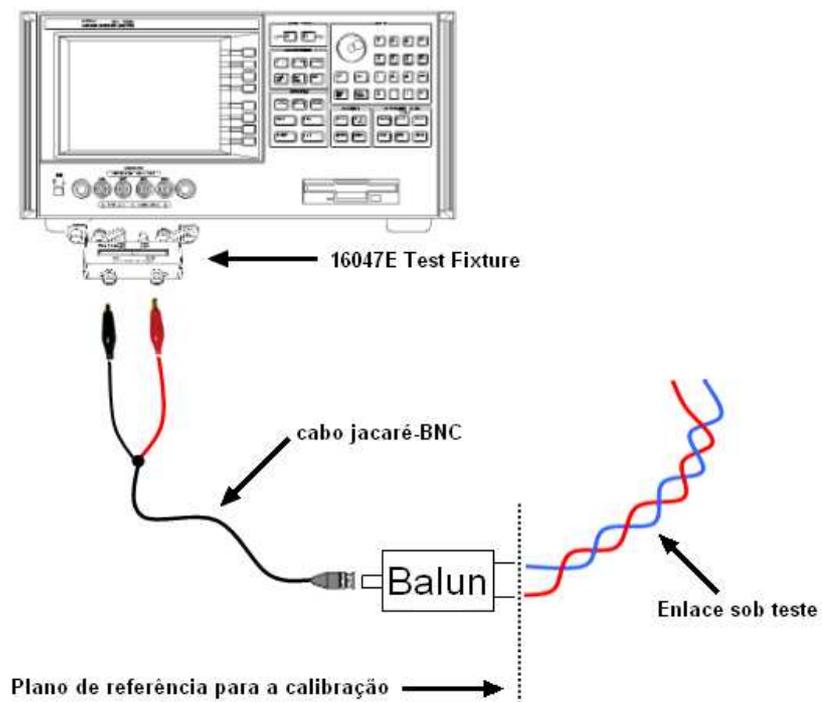


Figura 4: *Setup* das medições de impedância de entrada.